

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL-OUED

INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE



Mémoire de fin d'étude
Présenté pour l'obtention du diplôme de



LICENCE ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Génie électrique et Electronique
Spécialité : Contrôle et Diagnostic des Systèmes Électriques

Thème

**commande directe du couple de
la machine asynchrone**

Proposé et dirigé par :

❖ Mr: **DIDA Abdelhak**

Réalisé par :

❖ Bennadji hana

❖ Hamida chaima

❖ Haoumdi radia

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier tout d'abord Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience , qu'il nous a donné durant toutes ces longues années ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur M. **DIDA Abdelhak** qui a proposé ce thème, pour le suivi continu tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

- **Chaima**
- **Hana**
- **Radia**

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
DE LICENCE EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : contrôle et diagnostic des systèmes électriques (CDSE)

Proposé et dirigé : MONSIEUR : A. H. DIDA

Présenté par : BENNADJI Hana – HAMIDA Chaima & HAOUMDI Radia

Thème :

**COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE (DTC)**

Résumé :

Le but de ce mémoire, est de présenter le principe et la mise en œuvre d'une nouvelle commande de la machine asynchrone, ne nécessitant aucun capteur mécanique. Il s'agit du contrôle direct du couple DTC "Direct Torque Control".

Nous avons commencé par l'élaboration d'une commande DTC classique puis sa version modifiée par des régulateurs à hystérésis du flux et du couple à deux et trois niveaux.

La DTC est basée sur un algorithme d'estimation du flux statorique et de couple électromagnétique à partir des grandeurs statoriques mesurables.

Mots Clés: *Machine asynchrone, Onduleur de tension, Commande directe du couple, Estimateur de flux statorique, Estimateur du couple électromagnétique, Correcteur à hystérésis, Régulateur (PI).*

SOMMAIRE

TABLE DES MATIERES

Remerciements.....	I
Résumé.....	II
Sommaire.....	III
Nomenclature.....	VII
Introduction générale.....	01
CHAPITRE I :	
GENERALITES ET MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	04
I.1 Introduction.....	05
I.2 généralité sur la machine asynchrone	05
I.2.1. Définition de la machine asynchrone	05
I.2.2. Constitution de la machine asynchrone	05
I.2.2.1. Le stator.....	06
I.2.2.2. Le rotor.....	07
I.2.2.3. Les organes mécaniques.....	08
I.2.3. Principe de fonctionnement	08
I.3. Modélisation de la machine asynchrone	08
I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	08
I.3.2 Mise en équations.....	09
I.3.2.1 Equations électriques.....	09
I.3.2.2 Equations magnétiques.....	10
I.3.2.3 Equation mécanique.....	11
I.4 Transformation de PARK	11
I.4.1 Equations électriques.....	13
I.4.2 Equations magnétiques	13
I.4.3 Expressions de la puissance et du couple électromagnétique.....	14
I.4.3.1 La puissance mécanique	14

I.5. Mise sous forme d'Equations différentielles	14
I.6 Simulation de la machine asynchrone alimentée par le réseau électrique	15
I.7. conclusion	16
CHAPITRE II :	
CONVERTISSEUR STATIQUE	17
II-1 Introduction	18
II-2 Modélisation de l'alimentation.....	18
II-3 Modélisation du redresseur triphasé à diodes.....	19
II-4 Modélisation du filtre	20
II-5. Convertisseur continue-alternative (onduleur).....	22
II-6. Commande directe de l'onduleur (hystérésis)	24
II.7. Résultat de Simulation de l'association (redresseur-filtre-Onduleur)	25
II.8. Conclusion	26
CHAPITRE III :	
PRESENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE (DTC).....	27
III.1 Introduction.....	28
III.2 Principe du control direct du couple.....	28
III.3 Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)	29
III.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique.....	29
III.3.2 Contrôle du couple électromagnétique.....	30
III.4 Sélection de vecteur tension adéquat.....	32
III.5 Elaboration de correcteur.....	33
III.5.1 Elaboration du correcteur de flux.....	33
III.5.2 Elaboration du correcteur du couple électromagnétique.....	34
III.6. Elaboration d'estimateur.....	35
III.6.1 Estimateur du flux statorique.....	35
III.6.2 Estimation du couple électromécanique	36
III.7 Elaboration des tables de commutation.....	36

III.8 Description de la structure générale du commande (DTC) pour la machine asynchrone	36
III.9. Résultats de simulation	37
III.9.1. le premier test (sans boucle de vitesse).....	37
III.9.2. Explication du premier test.....	38
III.9.3. le deuxième test.....	38
III.9.4. Explication du deuxième test.....	38
III.9.5. le troisième test.....	39
III.9.6. Explication du troisième test.....	39
III.10. Conclusion	41
Conclusion générale.....	42
Annexe.....	44
Références bibliographiques.....	46

NOMENCLATURE

NOMENCLATURE

p	: Nombre de paires de pôles.
C_r	: Couple résistant.
Ω	: Vitesse angulaire de rotation.
f	: Coefficient de frottement.
J	: Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
s, r	: Indices respectifs du stator et du rotor.
ϕ	: Flux d'induction.
M_{sr}	: Inductance mutuelle maximale entre une phase de stator et une phase de rotor.
M_s	: Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator.
M_r	: Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor.
P_m	: Puissance mécanique.
M_1	: Mutuelle inductance entre la phase(a) du stator et la phase (a) du rotor.
M_2	: Mutuelle inductance entre la phase(b) du stator et la phase (b) du rotor.
M_3	: Mutuelle inductance entre la phase(c) du stator et la phase (c) du rotor.
L_s, L_r	: Inductances cycliques statorique et rotorique.
R_s, l_s	: Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, l_r	: Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	: Tension d'alimentation des phases statoriques.
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Courants statoriques.
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	: Courants rotoriques.
$L(\theta)$: Matrice des inductances.
θ_s, θ_r	: Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.
$[P]$: Matrice de transformation de PARK.
θ	: Angle électrique.
MAS	: Machine asynchrone.
(α, β)	: axes fixés au stator.
(x, y)	: axes fixés au rotor.
(u, v)	: axes fixés par rapport au champ tournant.
σ	: Coefficient de dispersion.
$[A]$: Matrice de transition.
$[B]$: Matrice de commande.
τ_r	: Constante de temps rotorique.
τ_s	: Constante de temps statorique.
ω_s	: Pulsation d'alimentation.
V_s	: Valeur efficace de tension.
i_d, i_q, i_o	: Courants dans le repère(d,q).
ϕ_s, ϕ_r	: Vecteurs de flux statorique et rotorique.
X_d, X_q	: Composantes dans le référentiel tournant.

X_α, X_β	: Composantes dans le référentiel fixe.
$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$: Flux statoriques.
$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$: Flux rotoriques.
V_s^s	: Tension statorique dans un référentiel (d,q) lié au stator.
$\phi_{\alpha s}$: Flux rotorique dans un référentiel (d,q) lié au rotor.
$\phi_{\beta s}$: Flux rotorique dans un référentiel (d,q) lié au champ tournant.
V_{ab}, V_{ab}, V_{ca}	: Tensions composées de l'onduleur
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	: Tensions simples aux bornes de la charge.
T_e	: Période d'échantillonnage.
U_c	: tension continue à l'entrée de l'onduleur.
$C_{em\ ref}$: Référence de couple électromagnétique.
$\phi_{s\ ref}$: Référence de flux statorique.
$\Delta\phi_s$: Ecart d'hystérésis du contrôleur de flux.
ΔC_{em}	: Ecart d'hystérésis du contrôleur de couple.
ω_r	: Pulsation rotorique.
Cflx	: Grandeur de sortie du contrôleur de flux.
Ccpl	: Grandeur de sortie du contrôleur de couple.
N	: Numéro de zone de position du flux statorique.
γ_0	: Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.
$\Delta\omega_{s1}$: Echelon de pulsation.
ω_{s0}	: Pulsation moyenne.
ϕ_{s0}	: Amplitude constant pour le vecteur flux statorique.
α_s	: Angle entre le référentielle statorique et le vecteur flux statorique.
ζ_{cem}	: Erreur sur le couple électromagnétique.
ζ_{ϕ_s}	: Erreur sur le flux statorique.
ω_{ang}	: Vitesse angulaire.
ω_{tang}	: Vitesse tangentielle.
imp	: Implication.
e(k)	: La grandeur à régler.
e*(k)	: La consigne.
de	: La dérivée de l'erreur.
y_i	: L'abscisse centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle d'inférence.
ϕ_{ses}	: Variable estimées de flux statorique par le contrôleur.
ϕ_{sm}	: Variable estimées par la machine.
C_{emes}	: Variable estimées de couple par le contrôleur.
$C_{em m}$: Variable estimées par la machine.
m	: La défuzzification.
DTC	: commande directe du couple (Direct Torque Control).
PI	: régulateur proportionnelle intégral.
K_p	: coefficient de proportionnalité.
K_i	: coefficient d'intégration.
e_Ω	: l'écart entre la vitesse de consigne et la vitesse mesurée.

Ω_{ref}	:la vitesse de référence (consigne).
C_{max}	:le couple maximale.
Tech	:période d'échantillonnage.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Dans les applications performantes exigeant une réponse rapide du couple, les machines à courant continu ont dominé durant plusieurs années [1]. Avec les progrès de l'électronique de puissance, liés à l'apparition de composants rapides, et le développement des technologies numériques de commande câblée ou programmée, il est possible à présent, de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. Cet apport technologique concerne particulièrement les machines asynchrones qui sont souvent utilisées en moteurs. D'une construction simple, elles dominent actuellement la majorité des motorisations électriques dans l'industrie [2].

La machine asynchrone à cage, très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût d'entretien, impose des structures de contrôle spécifique et complexe pour être utilisées dans des systèmes d'entraînements à vitesse variable performants. Ces systèmes d'entraînement intègrent l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble.

La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celui des entraînements à courant continu [5]. Cette commande est un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent, la dynamique du couple peut être très rapide.

Le couple dans la machine asynchrone est habituellement commandé en contrôlant le flux et les courants statoriques, connaissant la position du rotor à l'aide d'un capteur. Les contraintes et les limitations de la commande vectorielle à flux orienté, ont conduit à deux thèmes de recherche pour résoudre les problèmes précédents, le premier, pour diminuer le coût et d'augmenter la fiabilité des capteurs de position. Dans le second thème on s'intéresse: [3],[6]

- . Soit aux méthodes d'estimation de la position du rotor à partir des grandeurs électriques accessibles.
- . Soit à des modifications de la méthode de commande de manière que la commande n'ait pas besoin de la position du rotor.

Les derniers développements de la commande pour la machine asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel, parmi lesquelles: le contrôle direct du couple, cette technique de commande est apparue comme concurrentielle aux techniques conventionnelles vu les avantages qu'elle présente. [1], [7]

Le contrôle direct du couple de la machine asynchrone, a été introduit à la moitié des années (1980). On la trouve plus souvent, dans la littérature, sous l'abréviation anglaise "Direct Torque Control", (DTC). Cette nouvelle technique de commande est apparue comme une alternative à la commande vectorielle. Elle présente des avantages déjà bien connu par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple, la robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques de l'alimentation, l'absence de transformation de PARK et elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre du moteur [1].

Le but de notre travail est d'introduire la commande directe du couple de la machine asynchrone et d'étudier ses performances. Notre étude concerne également l'incorporation d'une chaîne de régulation de la vitesse. La présentation du mémoire est structurée en une introduction, trois chapitres et une conclusion, suivie d'annexes, et répartie comme suit :

- Le premier chapitre, sera consacré à la présentation du modèle de la machine asynchrone sous la forme d'équation d'état (modèle de PARK). On commencera par une description générale du moteur asynchrone puis la modélisation et l'application de la transformation de PARK, suivie d'une simulation dont le but est la validation du modèle de la machine proposée.
- Le deuxième chapitre, sera consacré à la présentation du modèle de convertisseur statique, qui contient trois composantes fondamentales, le redresseur, le filtre et l'onduleur de tension commandé par des correcteurs à hystérésis.
- Le troisième chapitre, sera consacré en premier temps à l'introduction des fondements théoriques de la commande direct du couple, de plus, on développera l'estimation des deux grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromécanique, puis en présentera le modèle des correcteurs à hystérésis utilisé et la structure de commande.
- Nous terminons notre travail par une conclusion générale établissant une synthèse du travail réalisé, et indiquant les éléments à approfondir.

CHAPITRE I

GÉNÉRALITÉS ET MODÉLISATION

DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Introduction

La machine asynchrone est très appréciée dans les milieux industriels par sa robustesse, son couple massique important et son faible coût de revient. Elle apparaît maintenant comme élément de base des actionneurs électriques performants. Les progrès de l'information et aux de génie des logiciels permettent de réaliser les modélisations formates et d'envisager l'optimisation des machines électriques. La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone permet l'observation et l'analyse des différents évolutions de ses grandeurs électromécanique d' une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande, et de prévoir le contrôle nécessaire.

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone, en utilisant la transformation de PARK, cette représentation permet de décrire les comportements statique et dynamique de la machine asynchrone de façon très simple.

I.2 généralité sur la machine asynchrone

I.2.1. Définition de la machine asynchrone

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [1].

I.2.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants (figure 1.1):

- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensemble [2].

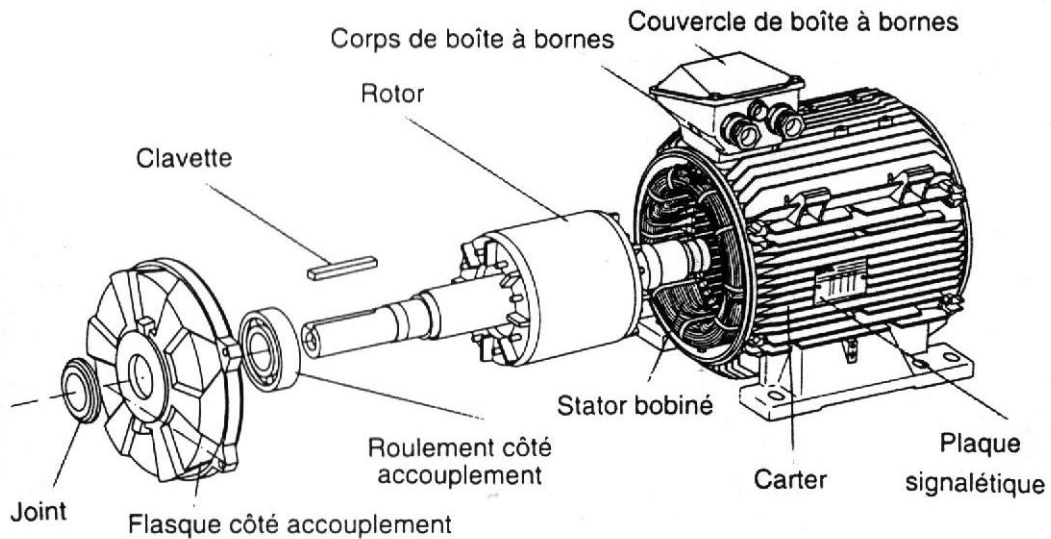


Fig. I.1. Moteur asynchrone (à induction)

I.2.2.1. Le stator

Il est constitué des enroulements bobinés répartis dans les encoches du circuit magnétique, ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure 1.2). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes des bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre [2].



Fig. I.2. Stator après bobinage

I.2.2.2. Le rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (figure 1.3). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine. Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables [2].



Fig. I.3. Rotor à cage d'écureuil

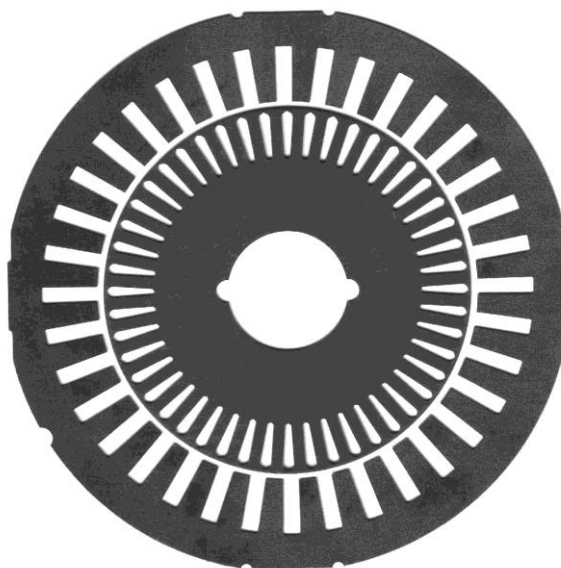


Fig. I.4. Circuit magnétique constituant le stator et le rotor

I.2.2.3. Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé [2].

I.2.3. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [7].

On appelle glissement la grandeur g .s'exprime en % :

$$g = \frac{\omega_r}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$$

ω_r : Pulsation rotorique

ω_s : Pulsation statorique

ω : Pulsation mécanique du rotor.

Dans une machine asynchrone, la condition de fréquence, $\omega_s = \omega_r + \omega$ est constamment satisfaite. Quand la pulsation mécanique ω est égale à la pulsation du champ tournant ω_s , le phénomène d'induction électromagnétique disparaît.

I.3. modélisation de la machine asynchrone

I-3-1 Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [4] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes des ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques [3].

I-3-2 Mise en équations

La structure principale de la machine asynchrone dans le repère (ABC) est présentée par la figure(I.5).

Les trois axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle $2\pi/3$, ainsi les axes rotoriques. Un angle θ repère le déphasage entre les axes rotoriques par rapport aux axes statoriques.

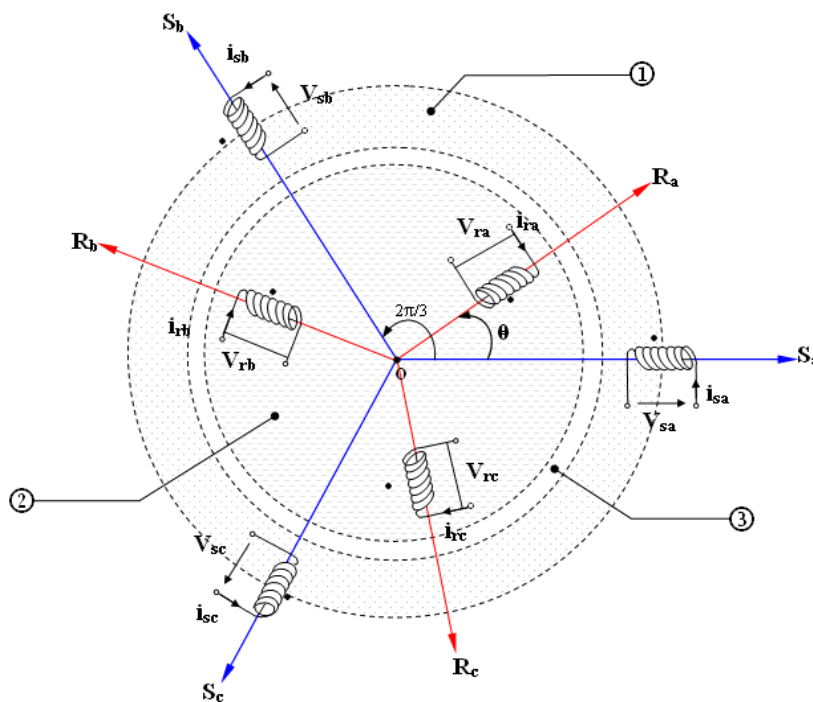


Fig. I.5. Définition des repères statoriques et toriques

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

I.3.2.1 Equations électriques

La loi de Faraday permet d'écrire les équations électriques de tension des trois phases statoriques et rotoriques:

$$\begin{cases}
 V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\
 V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\
 V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt}
 \end{cases} \tag{I.1}$$

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{ra} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ \mathbf{V}_{rb} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ \mathbf{V}_{rc} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Les équations (I.1) et (I.2) se présentent naturellement sous forme matricielle, pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{sa} \\ \mathbf{V}_{sb} \\ \mathbf{V}_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_s & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sa} \\ \mathbf{i}_{sb} \\ \mathbf{i}_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{ra} \\ \mathbf{V}_{rb} \\ \mathbf{V}_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_r & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_r & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ra} \\ \mathbf{i}_{rb} \\ \mathbf{i}_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

I.3.2.2 Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

$$\text{➤ Pour le stator : } \begin{bmatrix} \phi_{s(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{s(abc)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{M}_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{r(abc)} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$\text{➤ Pour le rotor : } \begin{bmatrix} \phi_{r(abc)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{r(abc)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{M}_{sr} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{s(abc)} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Où : $\begin{bmatrix} \mathbf{L}_s \end{bmatrix}$: Matrice d'inductances statoriques.

$\begin{bmatrix} \mathbf{L}_r \end{bmatrix}$: Matrice d'inductances rotoriques.

$\begin{bmatrix} \mathbf{M}_{sr} \end{bmatrix}$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.

$$\text{Avec : } \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1_s & M_s & M_s \\ M_s & 1_s & M_s \\ M_s & M_s & 1_s \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \mathbf{L}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1_r & M_r & M_r \\ M_r & 1_r & M_r \\ M_r & M_r & 1_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{M}_{sr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_{rs} \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \text{Cos}\theta & \text{Cos}(\theta + 2\pi/3) & \text{Cos}(\theta - 2\pi/3) \\ \text{Cos}(\theta - 2\pi/3) & \text{Cos}\theta & \text{Cos}(\theta + 2\pi/3) \\ \text{Cos}(\theta + 2\pi/3) & \text{Cos}(\theta - 2\pi/3) & \text{Cos}\theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Où :

I.1.3.3 Equation mécanique

L'équation mécanique est donnée par l'équation :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I.9)$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = P [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}] \frac{d}{d\theta} \left([M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (I.10)$$

Tel que : J : Moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.

f : Coefficient du frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique.

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan (ABC) . Elles peuvent être implantées dans un ordinateur, par contre, vu la complexité de ces équations non linéaires et multi variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande.

On cherche donc une transformation qui réduit l'ordre du système et élimine cette dépendance vis-à-vis du temps.

I.4 Transformation de PARK

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan "abc". Vu la complexité de ces équations non linéaires et multi-variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cette raison, on fait appel à la transformation de PARK qui consiste à imaginer de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent fixe (d, q) . A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée [4],[5].

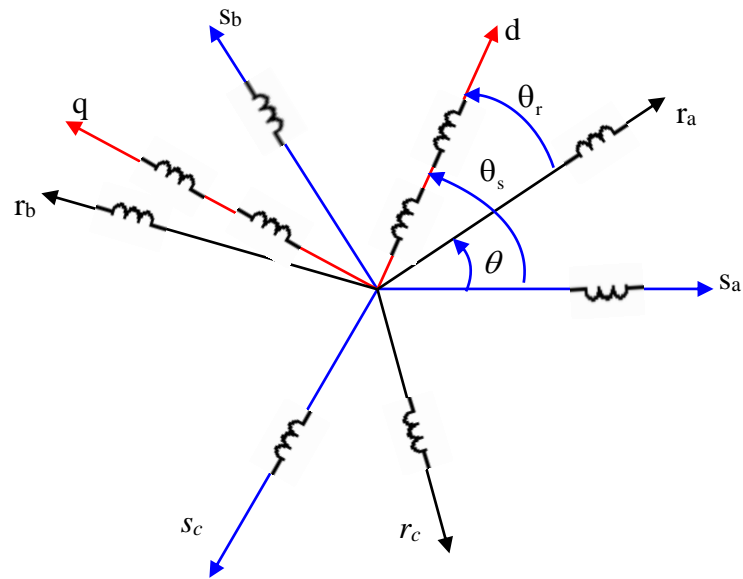


Fig. I.6. Passage du repère triphasé au repère biphasé

Pour transformer un système triphasé [abc] en un système biphasé [dq] avec une composante homopolaire comme indique dans l'équation suivante:

$$[X_{dqo}] = [P(\theta_c)][X_{abc}] \tag{I-11}$$

Telle que: X : peut être la tension, le courant ou le flux.
 [P(θ_c)] : est la matrice de transformation directe de Park.

Avec:

$$[P(\theta_c)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & \cos\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_c) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système (abc) est équilibré et symétrie.

θ_c : La position angulaire du système de coordonnées commun par rapport au système d'axes réel (abc)

ω_c = dθ_c/dt : Vitesse du système de coordonnées commun.

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques deviennent:

I.4.1 Equations électriques

En application la transformation de PARK sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit il en résulte :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{sd} \\ \mathbf{V}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sd} \\ \mathbf{i}_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{rd} \\ \mathbf{V}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_r & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{rd} \\ \mathbf{i}_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_c - \omega) \\ (\omega_c - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Avec : $\omega = \frac{d}{dt} \theta = p \cdot \Omega$ $\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_c$

I.4.2 Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (I.13) donne:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{sd} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{rd} \\ \phi_{sq} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{sq} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{rq} \\ \phi_{rd} = \mathbf{L}_r \mathbf{i}_{rd} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{sd} \\ \phi_{rq} = \mathbf{L}_r \mathbf{i}_{rq} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$$\mathbf{L}_s = \mathbf{l}_s - \mathbf{M}_s : \text{Inductance cyclique statorique,}$$

$$\mathbf{L}_r = \mathbf{l}_r - \mathbf{M}_r : \text{Inductance cyclique rotorique,}$$

$$\mathbf{M} = \frac{2}{3} \mathbf{M}_{sr} : \text{Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.}$$

En remplaçant les équations des flux dans le système (I.14) et (I.15), on trouve:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{sd} \\ \mathbf{V}_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s + \mathbf{L}_s \frac{d}{dt} & -\omega_c \mathbf{L}_s & \mathbf{M} \frac{d}{dt} & -\omega_c \mathbf{M} \\ \omega_s \mathbf{L}_s & \mathbf{R}_s + \mathbf{L}_s \frac{d}{dt} & \omega_c \mathbf{M} & \mathbf{M} \frac{d}{dt} \\ \mathbf{M} \frac{d}{dt} & -(\omega_c - \omega) \mathbf{M} & \mathbf{R}_r + \mathbf{L}_r \frac{d}{dt} & -(\omega_c - \omega) \mathbf{M} \\ (\omega_c - \omega) \mathbf{M} & \mathbf{M} \frac{d}{dt} & (\omega_c + \omega) \mathbf{M} & \mathbf{R}_r + \mathbf{L}_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ds} \\ \mathbf{i}_{qs} \\ \mathbf{i}_{dr} \\ \mathbf{i}_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Avec: $\omega = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega$ (I.16)

I.4.3 Expressions de la puissance et du couple électromagnétique

I.4.3.1 La puissance mécanique

Dans le référentiel lié au champ tournant $\omega_c = \omega_s$, la puissance transformable en puissance mécanique s'écrit :

$$P_{\text{méc}} = \omega (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (1.17)$$

Le couple électromagnétique développé par le champ tournant s'obtient en divisant la dernière équation par Ω :

$$C_{\text{em}} = p (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (1.18)$$

I.5. Mise sous forme d'équations d'état

Dans le référentiel fixé au stator $\omega_c = 0$, Le modèle de la machine asynchrone peut être donné sous forme d'état suivante [6] :

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U}$$

Tel que :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_r L_s T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M}{\sigma L_r L_s T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{X} = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T, \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Le constante de temps statorique, rotorique}$$

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

I.6. Simulation de la machine asynchrone alimentée par le réseau électrique

Pour reconnaître notre machine, sur matlab nous réalisons un démarrage direct à partir d'un réseau de caractéristiques 220/380Volt et de 50Hertz, et à l'instant 0.5sec on applique un échelon de couple résistant nominal égal à 25 Nm, et les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe .

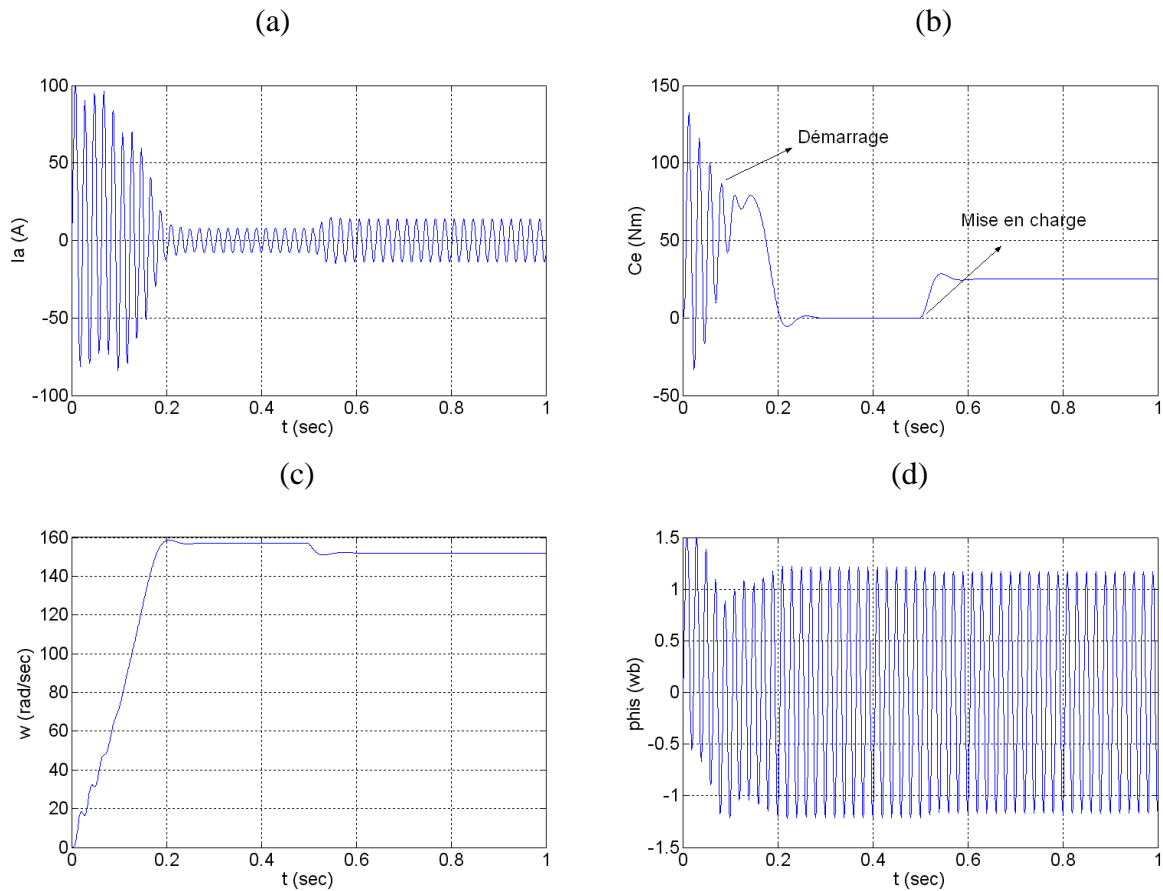


Fig. I.7. Démarrage direct de la machine asynchrone :

(a) courant statorique (b) couple électromagnétique, (c) vitesse électrique, (d) flux statorique

On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à 5 fois environ le courant après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide. Mais pour une charge de 25 Nm il monte jusqu'à 12A.

L'oscillation de couple monte jusqu'à plus de 25 N.m. Après disparition du régime transitoire, le couple tend vers zéro puisque on a annulé le couple résistant.

Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 157 rad/s puisque le moteur possède 2 paires de pôles. Après la mise en charge une chute de vitesse est remarquée.

Le flux statorique après l'oscillations de démarrage, atteint sa forme sinusoïde, mais après la mise en charge il marque une chute notable.

I.7 conclusion

Dans ce premier chapitre on s'est intéressé à l'établissement du modèle de la machine asynchrone alimenté par une source d'alimentation purement sinusoïdale, qui a permis essentiellement de trouver les résultats classiques de la machine asynchrone.

Le modèle de la machine simulée à été établi en passant du système réel triphasé vers un système biphasé de Park. Lorsque on charge la machine la vitesse chute, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable.

CHAPITRE II

CONVERTISSEUR STATIQUE

II.1. Introduction

Le convertisseur statique est un système qui permet d'imposer à la machine asynchrone des tensions de phase, dont les fréquences et les amplitudes variables, à partir d'un réseau triphasé de fréquence et amplitude fixes. Il est composé généralement d'un redresseur à et d'un onduleur de tension. La figure (II.1) montre la structure du convertisseur statique, la machine à induction est alimentée généralement par un onduleur qui assure la conversion continue/alternatif pour produire une tension à valeur moyenne nulle dont l'amplitude et la fréquence sont commandable.

II.2. Modélisation de l'alimentation

L'alimentation est constituée d'une source triphasée alimente un redresseur de tension, et d'un filtre LC et d'un onduleur de tension comme le montre la figure (II-2). Le but de toute commande est de pouvoir faire varier la vitesse de la machine. La vitesse dépend implicitement de la fréquence et de la tension statorique. Donc pour parvenir à régler la vitesse il faut régler la fréquence et la tension d'alimentation. Le seul moyen d'obtenir une source d'alimentation capable de fournir une tension de fréquence réglable est d'alimenter la machine par un onduleur.

L'alimentation continue de l'onduleur est assurée par redresseur par l'intermédiaire d'un filtre LC dont le principal intérêt est de filtrer les ondulations de la tension continue à la sortie de redresseur.

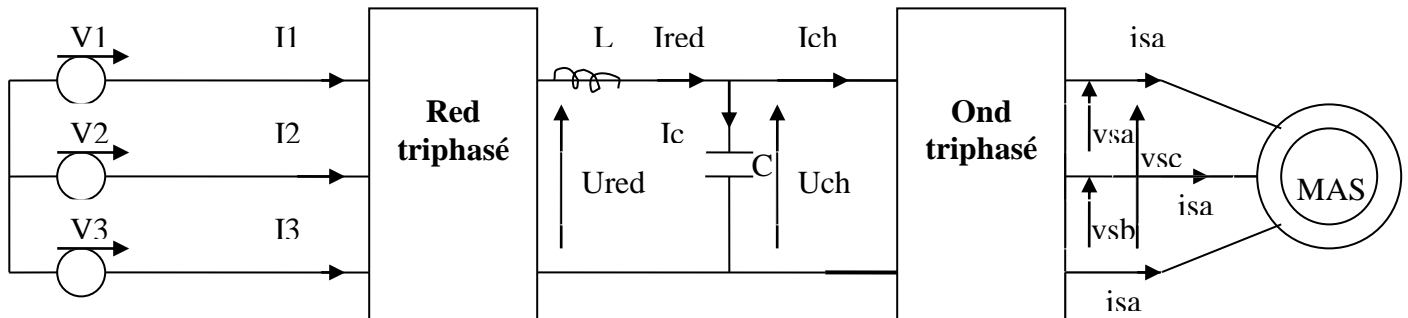


Fig. (II.1) : Schéma de principe de convertisseur statique

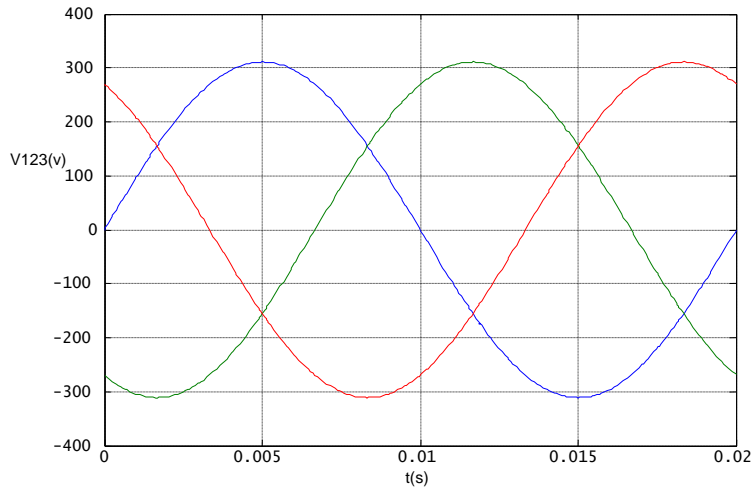


Fig. (II.2) : Tensions réseaux

II.3. Modélisation du redresseur triphasé à diodes

Les redresseurs sont des convertisseurs qui assurent la conversion alternative continue (AC/DC). Nous utilisons le pont triphasé toutes diodes alimentées par un système de tension sinusoïdales triphasées, schématisé par la figure (II.3).

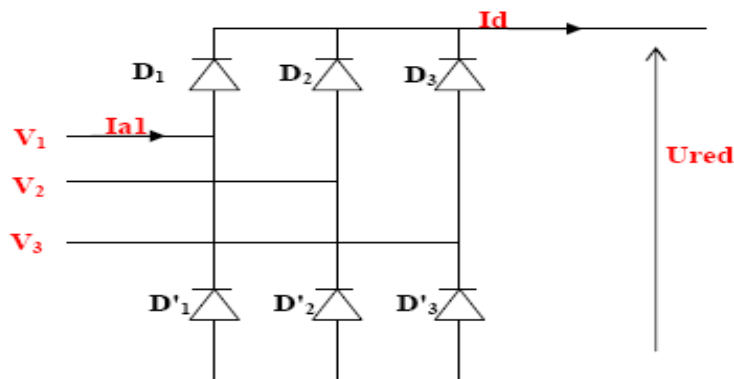


Fig. (II.3) : Redresseur triphasé tout diodes.

Les tensions simples du réseau triphasé équilibré sont :

$$\begin{cases} V_1 = V_m \sin(wt) \\ V_2 = V_m \sin(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V_m \sin(wt - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \tag{II.1}$$

Et si on néglige l'effet d'empiétement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_{red}(t) = \text{Max}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] - \text{Min}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] \quad (\text{II.2})$$

Cette tension est représentée par la Figure (II.4)

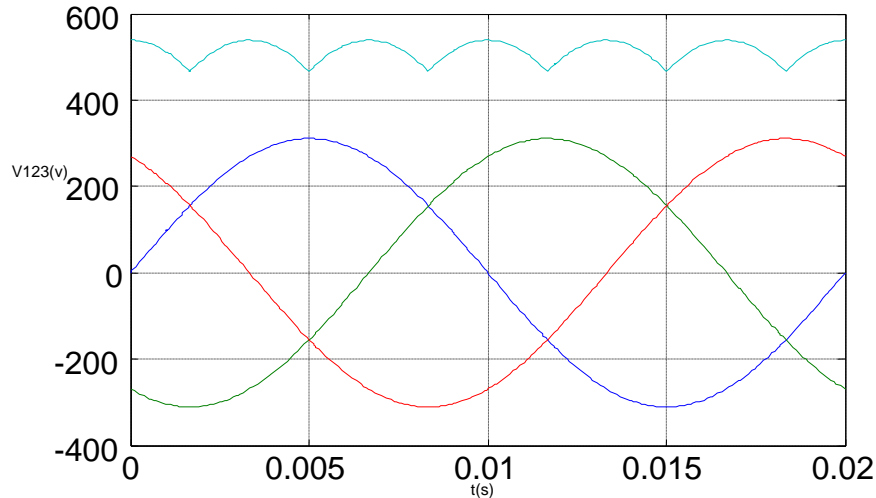


Fig. (II.4) : tension de redresseur

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage

II.4. Modélisation du filtre

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur on utilise un filtre (LC), Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé dans les points suivants :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation délivrée par le redresseur
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit. En freinant, grâce à l'inductance. Les grandeurs qui interviennent pour fixer le dimensionnement du filtre sont :

- * la tension U_{dc} d'alimentation de l'onduleur.
- * La composante continue du courant exigé \dot{I}_s .
- * L'ondulation maximale de ce courant est celle tolérée sur la tension U_{dc} dans les plus mauvaises conditions.

Dans un tel filtre l'inductance L_f doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée s'exprimant en m H., la capacité C_f du filtre correspond généralement à des valeurs considérables de plusieurs m F le cas échéant. Les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{di_d(t)}{dt} + U_{dc} \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i_s(t)) \end{cases} \quad (II.3)$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par : $F(s) = \frac{U_{dc}(S)}{U_{red}(S)} = \frac{1}{1 + \sqrt{L_f \cdot C_f} S}$ (II.4)

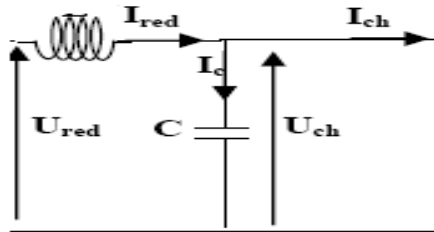
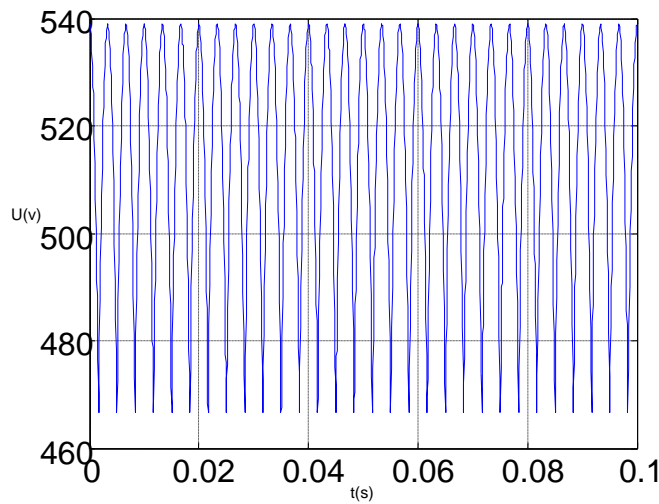
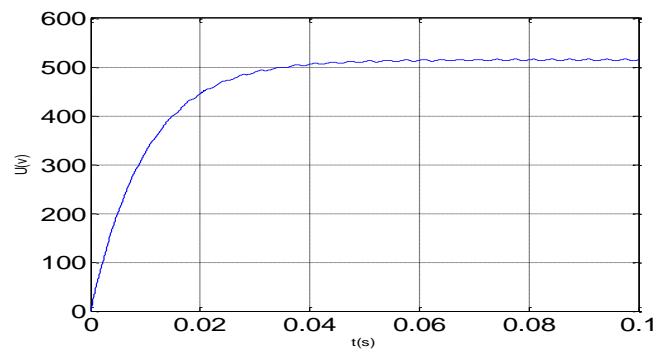


Fig. (II.5) : le filtre LC



(a)



(b)

Fig. (II.6) tension de redresseur après le filtrage, (a) avant le filtrage, (b) après le filtrage.

II.5. Convertisseur continue-alternative (onduleur)

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de Largeur d'impulsions (MLI). La structure à trois bras est présentée sur la Figure (II.7)

Pour assurer la continuité des courants alternatifs I_{sa} , i_{sb} , i_{sc} les interrupteurs (T_1 et T_4), (T_2 et T_5) et (T_3 et T_6) doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée O. Pour qu'elles soient identiques à 1/3 période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-point avec un retard de 1/3 période sur le précédent .

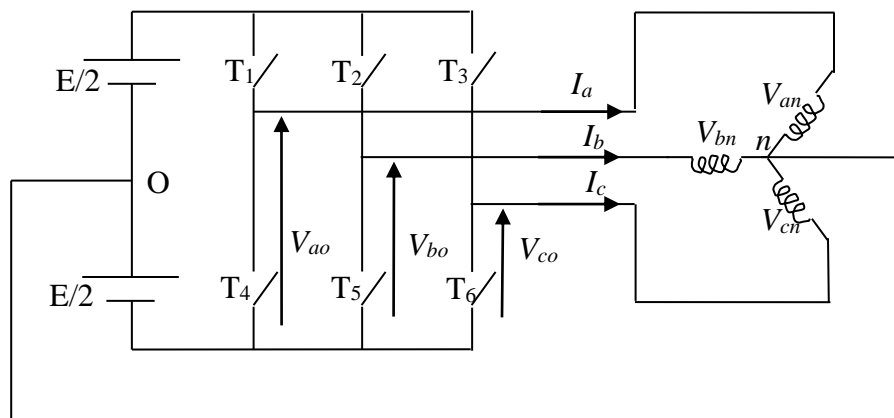


Fig. (II.7) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E, on déduit aisément les expressions des tensions composées.

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (II.5)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = (1/3) \cdot [\mathbf{U}_{ab} - \mathbf{U}_{ca}] \\ \mathbf{V}_{bn} = (1/3) \cdot [\mathbf{U}_{bc} - \mathbf{U}_{ab}] \\ \mathbf{V}_{cn} = (1/3) \cdot [\mathbf{U}_{ca} - \mathbf{U}_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

La matrice de connexion [T] de l'onduleur s'écrit :

$$[\mathbf{T}] = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix}$$

Les tensions imposées de chaque bras de l'onduleur sont définies par

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{ao} \\ \mathbf{V}_{bo} \\ \mathbf{V}_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{E} \\ \frac{\mathbf{E}}{2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

On a aussi :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{ao} = \mathbf{V}_{an} + \mathbf{V}_{no} \\ \mathbf{V}_{bo} = \mathbf{V}_{bn} + \mathbf{V}_{no} \\ \mathbf{V}_{co} = \mathbf{V}_{cn} + \mathbf{V}_{no} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Dont on peut déduire

$$\mathbf{V}_{no} = (1/3) \cdot [\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{bo} + \mathbf{V}_{co}] \quad (\text{II.9})$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées $V_a + V_b + V_c = 0$

Alors on peut déduire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = \frac{2}{3} \cdot \mathbf{V}_{ao} - \frac{1}{3} \cdot (\mathbf{V}_{bo} + \mathbf{V}_{co}) \\ \mathbf{V}_{bn} = \frac{2}{3} \cdot \mathbf{V}_{bo} - \frac{1}{3} \cdot (\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{co}) \\ \mathbf{V}_{cn} = \frac{2}{3} \cdot \mathbf{V}_{co} - \frac{1}{3} \cdot (\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{bo}) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{an} \\ \mathbf{V}_{bn} \\ \mathbf{V}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{ao} \\ \mathbf{V}_{bo} \\ \mathbf{V}_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure (II.8) qui consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdale (modulatrice).

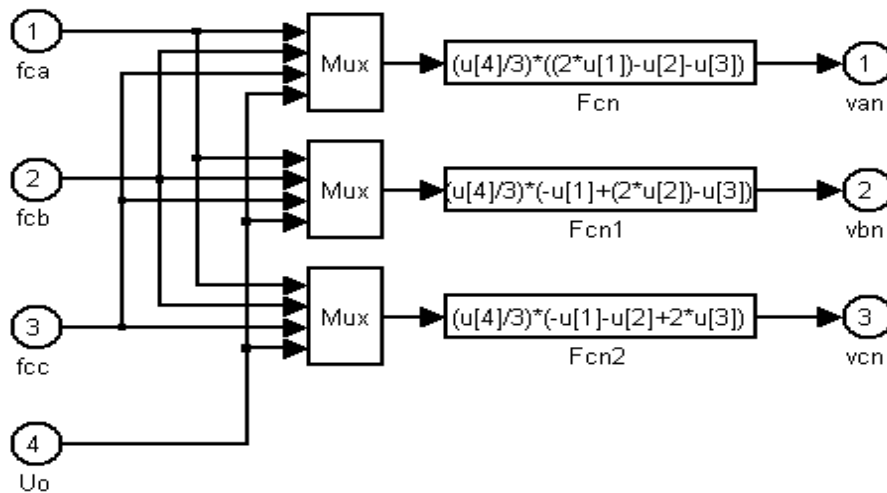


Fig. (II.8) : Schéma de modélisation de l’onduleur sur Matlab.

Les différentes stratégies de commande de l'onduleur de tension sont:

- Commande directe de l'onduleur (hystérésis).
- Commande indirecte de l'onduleur (MLI).

II.6. Commande directe de l'onduleur (hystérésis)

La première méthode fait appel à des correcteurs à hystérésis qui forment un système de contrôle des courants (flux) triphasés. Le schéma de principe de ce système de contrôle est donné à la figure (II.9).

Les sorties des correcteurs sont directement les ordres de commutation de l’onduleur.

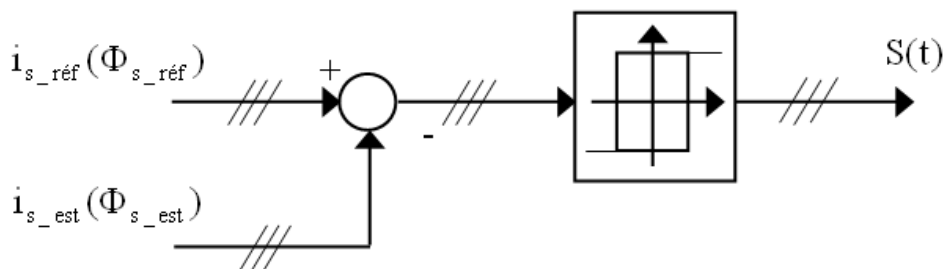


Fig.(II.9) : Schéma principe de correction à hystérésis

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l’algorithme suivant :

$$X_{réf} \geq X_{est} \Rightarrow S(t)=1 \text{ sinon } S(t)=0$$

Tel que : U_r : grandeur de référence, U_p : grandeur estimé

$S(t)$: est le signal hystérésis résultant

Le schéma de l'élaboration de hystérésis sur Matlab est donné par la figure (II-10)

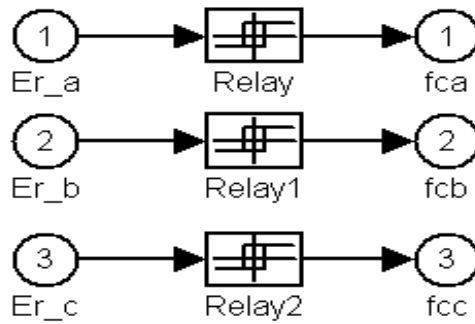


Fig. (II-10) : Schéma de modélisation de correction par hystérésis sur Matlab.

II.7. Résultats de simulation de l'association (redresseur- filtre- onduleur)

Nous utilisons un réseau de caractéristiques 220/380Volt et de 50Hertz, pour alimenter le redresseur.

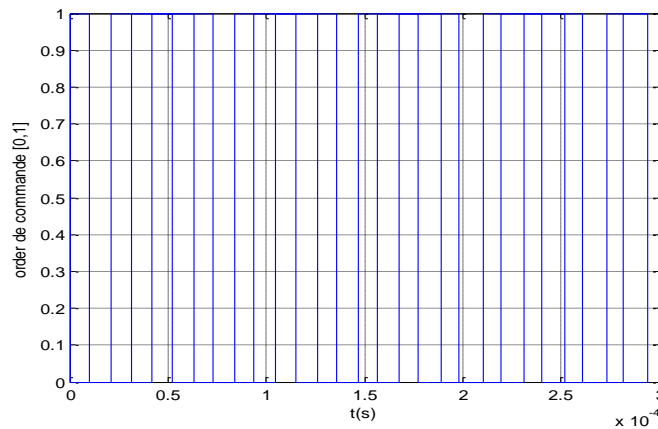


Fig. (II-11) le signale $S(t)$ à la sortie de bloc hystérésis.

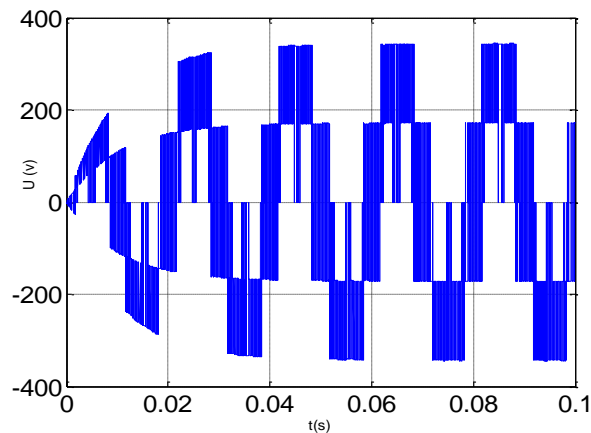


Fig. (II-12) tension à la sortie de l'onduleur.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté L'alimentation, qu'est constituée d'une source de tension triphasé que alimente un redresseur de tension, et un filtre LC, et un onduleur de tension, et les différentes stratégies de commande de l'onduleur. Qui nous a permis de contrôler la machine, c-à-d ouvrir et fermer les interrupteurs statiques à partir des ordres de commande, la génération des ordres est différente entre une stratégie de commande et une autre, la technique d'hystérésis nous a permis de garder l'erreur statique dans une bande déterminée.

CHAPITRE III

PRESENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE (D T C)

III.1 Introduction

Le contrôle direct du couple, venu du terme anglais " Direct Torque Control (DTC)", des machines asynchrones proposé par *Takachachi* et *Depenbrok* est apparu dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentiels des méthodes classiques [7]. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur tension imposé par l'onduleur [8].

Dans ce chapitre on présentera en deuxième temps les principes de la DTC. On analysera en particulier, le couple et la dynamique du contrôle entre le flux statorique et le couple électromagnétique puis en aborde la structure du système du contrôle direct du couple, en présentant les méthodes d'estimation du couple et de flux, les correcteurs de couple et de flux et les différentes stratégies et tables de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension, à la fin, des résultats de simulation viendront finalement mettre en évidence les performances de contrôle du couple électromagnétique.

III.2 Principe du contrôle direct du couple

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanés du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de base instantanés, parmi lesquels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on à plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif.

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle donne à chaque instant :

- . Le flux statorique réel dans le moteur;
- . Le couple réel qu'il développe;
- . La position du secteur.

III.3 Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En control de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce qu'il à une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique) [8].

III.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante:

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{III.1})$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$ correspondant à une période d'échantillonnage T_e les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixées, ainsi on peut écrire: [2].

$$\phi_s(t) \approx \phi_{s0} + V_s T_e \quad (\text{III.2})$$

Où ϕ_{s0} : est le vecteur flux à l'instant $t = 0$, on considère le terme $R_s i_s$ comme négligeable par rapport à la tension V_s (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée).

La vitesse de rotation de ϕ_s dépend fortement du choix de V_s . Elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de ϕ_s . Elle est nulle si l'on applique un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

En choisissant une séquence correcte de vecteurs V_s sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , il est donc possible de faire suivre à l'extrémité du vecteur ϕ_s une trajectoire désirée.

Il est alors possible de fonctionner pratiquement à module ϕ_s constant en faisant suivre à l'extrémité de ϕ_s une trajectoire presque circulaire.

La figure (III.1) illustre ce principe, lorsqu'on l'on sélectionne le vecteur $V_s = V_3$ par exemple.

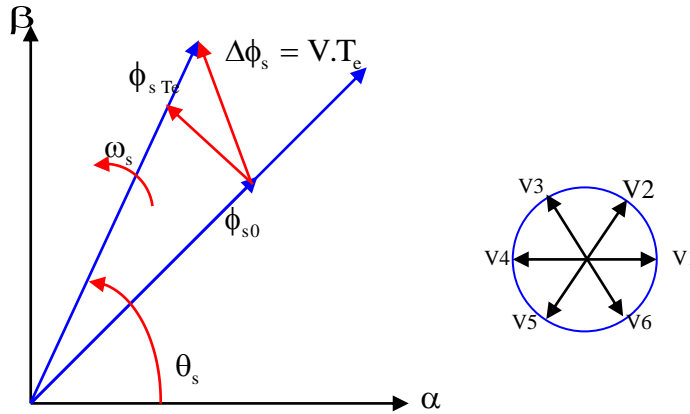


Fig. (III.1) Exemple de l'évolution de l'extrémité de ϕ_s pour $V_s = V_3$ avec $(R_s I_s)$ négligeable

III.3.2 Contrôle du couple électromagnétique

Pour exposer qualitativement les principes du contrôle du couple, il est commode de supposer qu'en régime établi, que le vecteur flux statorique ϕ_s tourne avec une amplitude constante ϕ_{s0} , et avec une vitesse de rotation moyenne ω_{s0} . On suppose également que le vecteur flux rotorique ϕ_r , conserve une amplitude constante et tourne à la même pulsation moyenne que le vecteur ϕ_s . [2],[9]

Pour un instant t_0 donné, on pose :

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \quad \text{et} \quad \bar{\phi}_r = \phi_{r0} e^{j\phi_{r0}} \tag{III.3}$$

On à alors:
$$\left(\frac{d\phi_r}{dt} \right)_{t_0} = j\omega_{s0} \phi_{r0} \tag{III.4}$$

En reportant (III.3) dans l'expression de la tension coté rotor qui est :

$$0 = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} - j\omega\phi_r$$

On obtient :

$$\phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{r0}^2 \sigma^2 \tau_r^2}} \phi_{r0} e^{-j\gamma_0} \tag{III.5}$$

Avec :

$$\gamma_0 = \text{artg}(\omega_{r0} \sigma \tau_r) = \phi_{s0} - \phi_{r0} \tag{III.6}$$

Ou:

γ_0 : est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique défini par :

$$\cos \gamma_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \varpi_{r0}^2 \sigma^2 \tau_r^2}} \quad \text{et} \quad \sin \gamma_0 = \frac{\varpi_{r0} \sigma \tau_r}{\sqrt{1 + \varpi_{r0}^2 \sigma^2 \tau_r^2}} \quad (\text{II.20})$$

A partir des relations liant les flux et les courants et de l'expression générale du couple électromagnétique avec les conditions exposées précédemment à l'instant t_0 , l'équation du couple électromagnétique peut être transformée en une fonction sinusoidale :

$$C_0 = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin \gamma_0 \quad (\text{III.7})$$

En appliquant à l'instant t_0 un vecteur tension V_s adéquat, on impose à la vitesse de rotation de flux statorique ϕ_s , un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$ immédiatement après t_0 , on peut noter l'expression de couple devienne :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \quad (\text{III.8})$$

Ce qui peut s'écrire sous la forme:

$$C_{em0} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin \gamma_0 + p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \cos \gamma_0 - \Delta\omega_{s1} (t - t_0) \quad (\text{III.9})$$

Et : $C_{em} = C_0 + \Delta C$ (III.10)

Les variations du couple peuvent donc être dans ces conditions Contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur ϕ_s (Figure. (III.2)).

- Si $\Delta\omega_{s1} > 0$ est respectée, implique une croissance du couple électromagnétique.
- Si $\Delta\omega_{s1} < 0$ est respecté, alors le couple électromagnétique décroît.

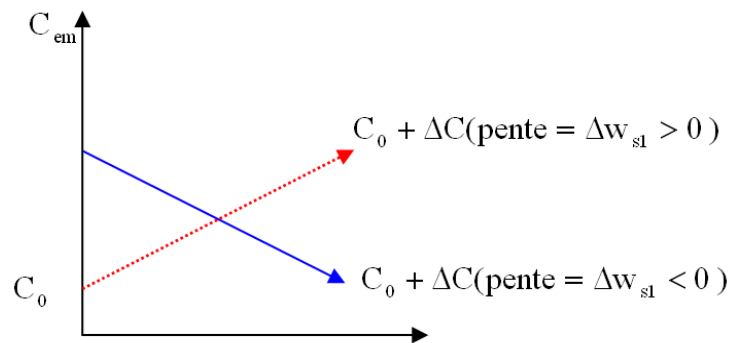


Fig. (III.2) Variation du couple suivant la pulsation $\Delta\omega_s$

III.4 Sélection de vecteur tension adéquat

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux, doit avoir une trajectoire circulaire, le vecteur tension appliqué, doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on a huit vecteurs fixés souhaités. Ceci est réalisé par des comparateurs à hystérésis, pour le flux et le couple. Le choix du vecteur V_s ne porte pas uniquement sur l'erreur du module, mais aussi sur le sens de rotation de ϕ_s et le secteur dans lequel se trouve le vecteur flux. En plus, le vecteur tension V_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

Le contrôle du vecteur tension V_s sélectionné, est décrit sur la figure (III.3), et reste le même, soit :

- . Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- . Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- . Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- . Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- . Si V_0 ou V_7 est sélectionné le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

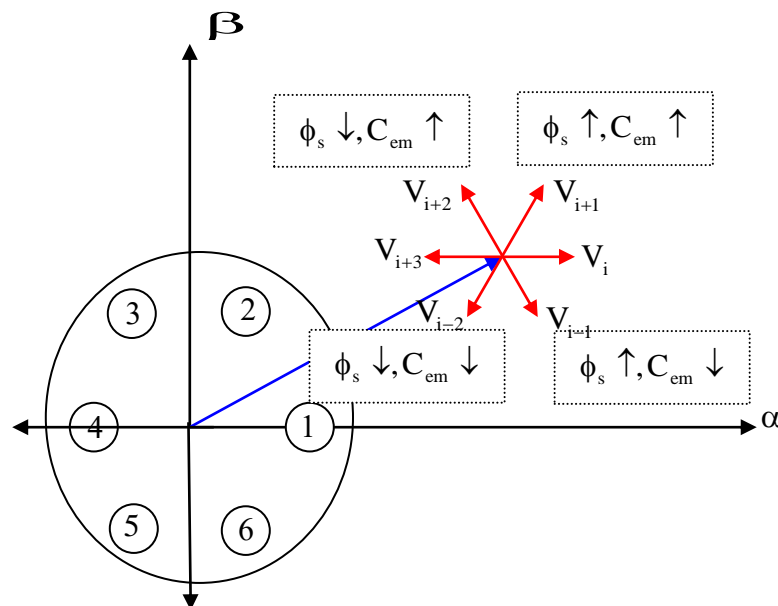


Fig. (III.3) Sélection du vecteur de tension selon la zone N = 1

Pour augmenter l'amplitude du vecteur flux, les vecteurs V_i, V_{i+1} et V_{i-1} peuvent être sélectionnés. Inversement la décroissance de ϕ_s peut être obtenue par les vecteurs tensions V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3} .

Le vecteur tension appliqué pour contrôler le flux statorique affecte la valeur du couple. Le tableau (III.1) ci-dessous résume l'action combinée de chaque vecteur tension sur les amplitudes du flux statorique et du couple électromagnétique telle que:

- . Une flèche simple signifie une petite variation.
- . Deux flèches signifient plus grande variation.

Table (III. 1) Variation du flux et du couple due à l'application d'un vecteur tension V_i .

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0, V_7
ϕ_s	↓	↑	↑ ↑	↑	↓	↓ ↓	↓ ↑
C_{em} ($\Omega > 0$)	↓ ↓	↓ ↓	↓	↑	↑	↓	↑
C_{em} ($\Omega < 0$)	↓	↓	↑	↑ ↑	↑ ↑	↑	↑

III.5 Elaboration des correcteurs

III.5.1 Elaboration du correcteur de flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande DTC. Comme on l'a vu, lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone i , les vecteurs tensions V_{i+1} et V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et V_{i+2} où V_{i-2} pour la diminuer. Ceci montre que le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence ϕ_{sref} et le flux estimé ϕ_s tel que:

$$\zeta_{\phi_s} = |\phi_{sref} - \phi_s|$$

Ce ci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable logique " cflx ":

- . cflx=1 : lorsque l'erreur de flux est positive.
- . cflx=0 : lorsque l'erreur de flux est négative.

Le correcteur de flux peut être illustré sur La figure (III.4)

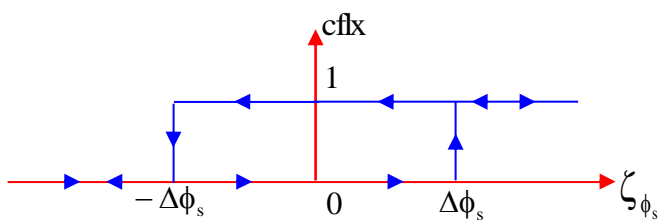


Fig. (III.4) Fonction de sortie du correcteur de flux à deux niveaux

La figure (III.5) représente la trajectoire du flux dans la bande centrée sur le flux de référence. Le choix de $\Delta\phi_s$ dépend de la fréquence de commutation mais aussi de la vitesse de rotation du moteur asynchrone. [1]

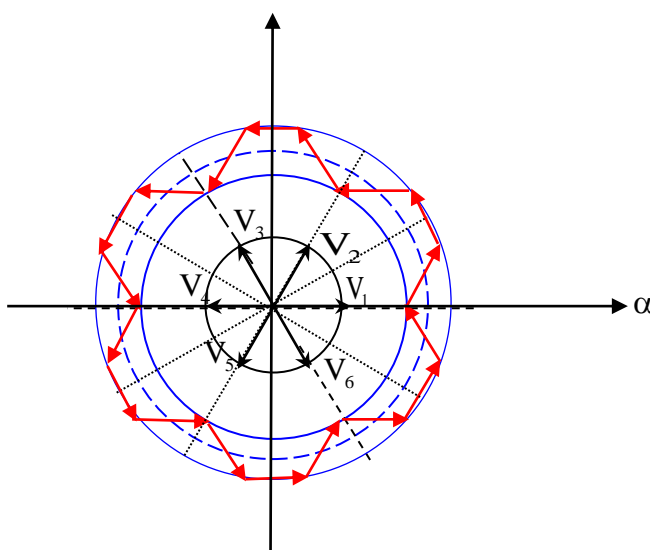


Fig. (III.5) Contrôle de l'amplitude de flux statorique

III.5.2 Elaboration du correcteur du couple électromagnétique

On définit l'erreur sur le couple, comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée.

$$\zeta_{cem} = |C_{enref} - C_{em}|$$

Il est évident que si on choisit un vecteur tension non nul, le couple décroît plus rapidement que si on applique un vecteur tension nul. On peut avoir besoin d'augmenter ou diminuer le couple électromagnétique de la machine mais aussi de le maintenir constant, donc un correcteur à trois niveaux est nécessaire. La figure (III.6) montre ce type de correcteur.

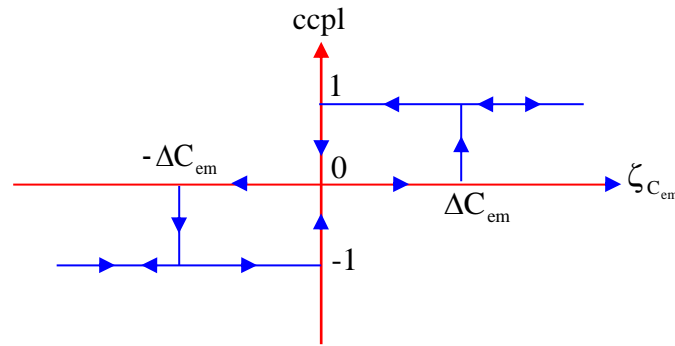


Fig. (III.6) Fonction de sortie du correcteur du couple (hystérésis à trois niveaux)

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. Ainsi, il confère à la commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans modification de la structure de commande.

III.6. Elaboration d’estimateurs

III.6.1 Estimateur du flux statorique

L'estimation du flux statorique peut être réalisée par différentes techniques, parmi ces techniques celle basée sur la mesure des grandeurs statoriques, courants et tensions de la machine.

A partir de l'équation (II.14) on obtient:

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (III.11)$$

On obtient les composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, après l'application de la transformation de Concordia sur les tensions d'entrée mesurées V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . Les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, sont également obtenus à partir des courants réels i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} par la relation :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_a \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (III.12)$$

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$, par :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (III.13)$$

L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur flux ϕ_s est égale à [1],[4],[14].

$$\alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \tag{III.14}$$

III.6.2 Estimation du couple électromécanique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants mesurés, en utilisant l'équation :

$$C_{em} = p(\phi_{s\alpha} i_{s\alpha} - \phi_{s\beta} i_{s\beta}) \tag{III.15}$$

III.7 Elaboration des tables de commutation

On élabore la table de la structure de commande, en fonction des sorties du contrôleur à hystérise du flux (cflx), du contrôleur à hystérésis du couple (ccpl) et de la zone N de la position du vecteur flux statorique.

Table (III.2) stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis
A trois niveaux (avec les vecteurs tension nuls)

Flux	couple	K=1	k =2	k =3	k =4	k =5	k=6	Contrôleur
cflx=0	ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	Deux niveaux
	ccpl=0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	ccpl=-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	trios niveaux
cflx =1	ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux niveaux
	ccpl=0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	ccpl=-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	trois niveaux

III.8 Description de la structure générale de la commande (DTC) pour la machine asynchrone

La figure (III.7) représente la structure complète du contrôle directe du couple de la machine asynchrone Les consignes d'entrées du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du vecteur flux statorique.

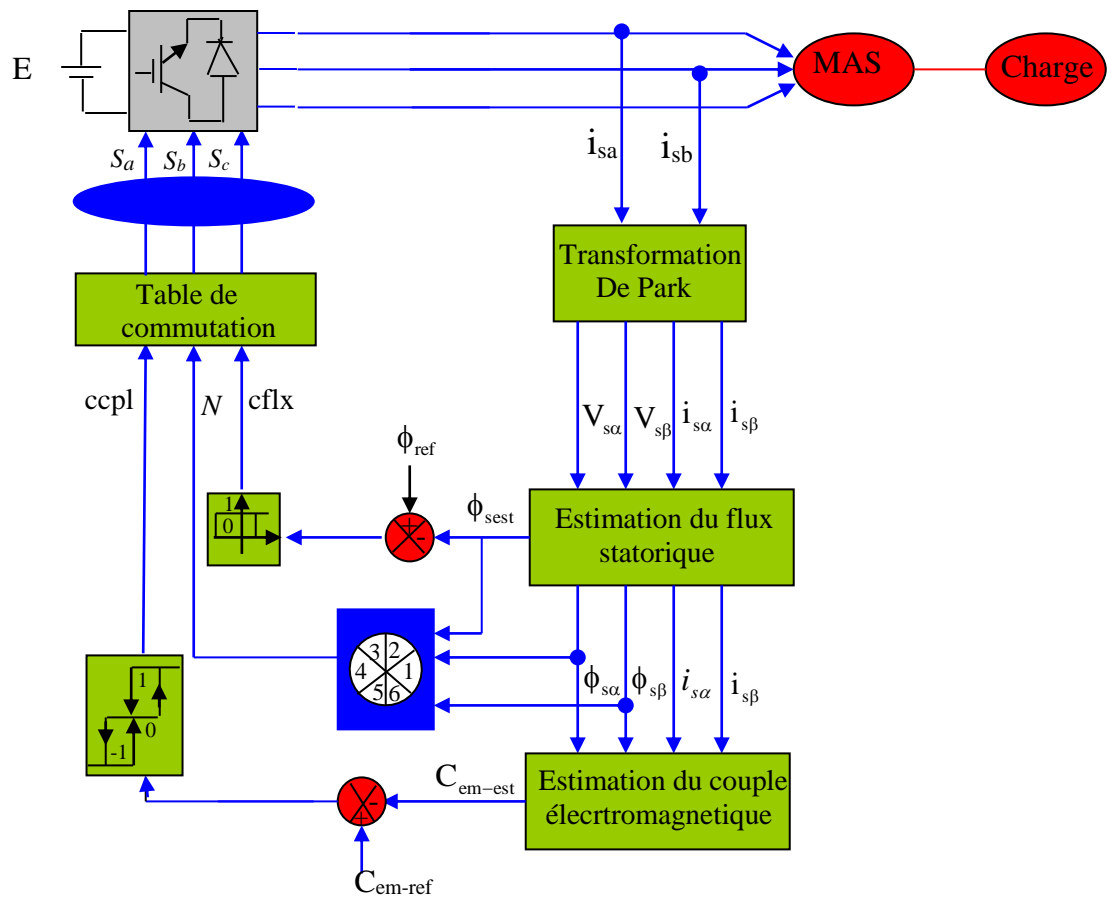


Fig. (III.7) Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

III.9. Résultats de simulation

III.9.1. le premier teste (sans boucle de vitesse)

On utilise une bande d'hystérésis égale à 0.02wb pour le flux, et de 1Nm pour le couple.

On applique à la même machine la référence de couple, qui'il compose de série d'échelons de 20Nm, comme présenté sur la figure (III.8),

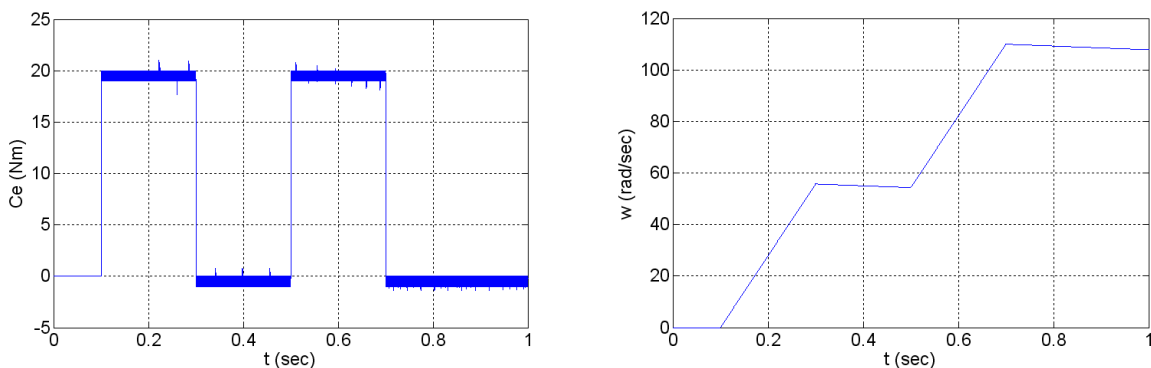


Fig. (III.8). Comportement de la commande DTC sans boucle de vitesse,

III.9.2. Explication du premier test

La réponse de couple atteint immédiatement sa référence de 20Nm, et cela est l'avantage de la commande DTC, la vitesse augmente constamment pour un couple constant, elle est stabilisée pour un couple nul.

III.9.3. Le deuxième test

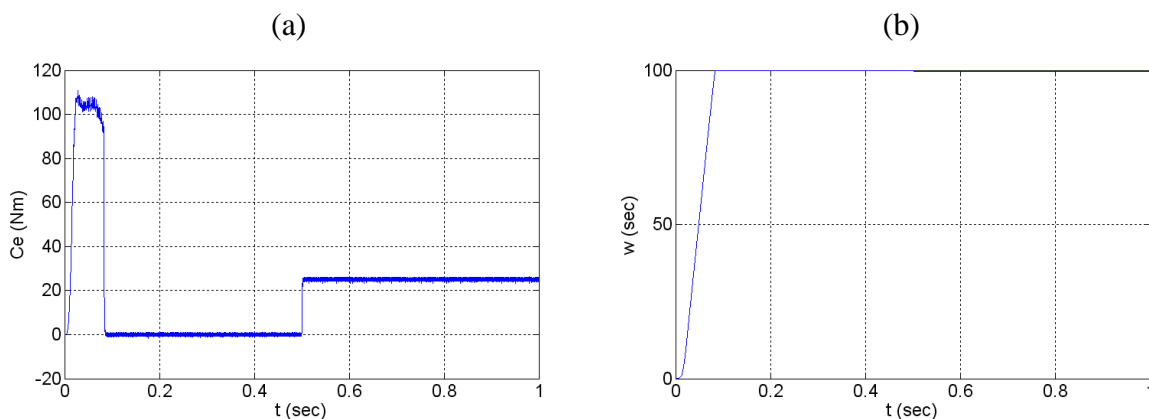
On applique à la même machine le premier teste de simulation, qui est présenté sur la figure (III.8), on applique un échelon de vitesse de référence ($\Omega = 100\text{rad/sec}$) à l'instant 0sec, et un échelon de couple résistant ($C_r = 25\text{Nm}$) à l'instant 0.5sec.

On utilise une bande d'hystérésis égale à 0.02wb pour le flux, et de 1Nm pour le couple.

III.9.4. Explication du deuxième test

Les résultats des commandes étudiées représentés à la figure (III.9) peuvent se résumer par :

- la figure (III.9.a) montre la réponse de couple électromagnétique, à 0.5sec le couple prend la valeur de 25Nm, on peut dire que la dynamique du couple est rapide et stable sans dépassement,
- la figure (III.9.b) montre la réponse de vitesse et sa référence, le comportement de vitesse est rapide et stable sans dépassement malgré que la charge est appliquée.
- la figure (III.9.c) montre la réponse de courant statorique, au démarrage le courant statorique prend des grandes valeurs parce qu'il n'y a pas de régulation en courant, sans charge le courant prend la valeur de 8A, mais avec la charge nominale de 25Nm le courant augmente jusqu'à 12A.
- la figure (III.9.d) représente les deux composantes de vecteur flux statorique $\phi_{s\alpha}$ par rapport $\phi_{s\beta}$, et les deux composent un cercle bien déterminé de rayon égal à 1.2wb.



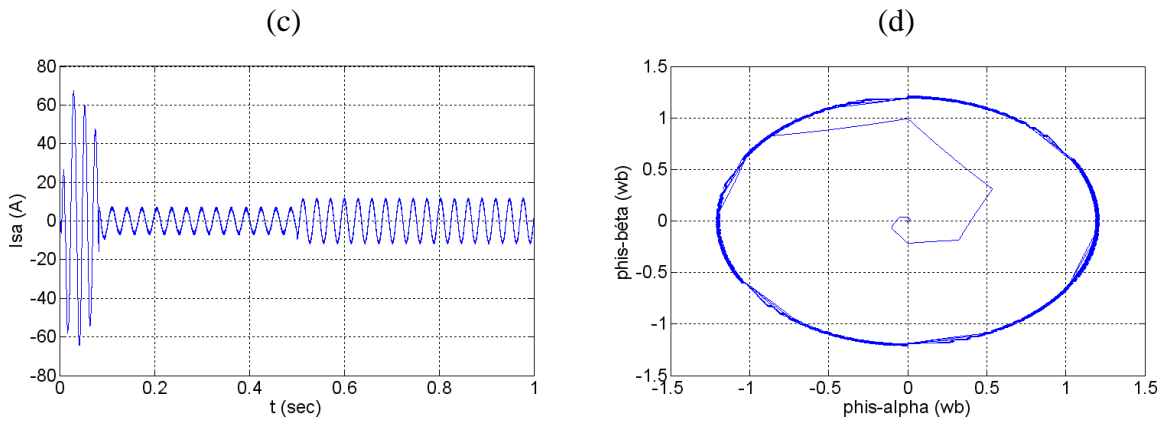


Fig. (III.9). Comportement de la commande DTC,

((a) couple, (b) vitesse de rotation, (c) courant statorique, (d) $\text{phis-alpha} = f(\text{phis-béta})$.

III.9.5. le troisième test

Le deuxième test est une inversion de vitesse ($\Omega = 100, -100 \text{ rad/sec}$) avec un retard de constant du temps 0.15sec, avec un couple résistant proportionnel à la variation de référence de vitesse ($C_r = 25 \text{ Nm}$), comme le montre la figure (III.10).

III.9.6. Explication du troisième test

Les résultats des commandes étudiées qui sont représentées à la figure (III.10) peuvent être résumées :

- la figure (III.10.a) montre la réponse de vitesse, la vitesse suit leur référence exactement,
- la figure (III.10.b) montre la réponse de couple électromagnétique et le couple résistant appliqué à la machine, on peut dire que la réponse est stable et précise, le couple prend la valeur de 25Nm pour une vitesse positive, et -25Nm pour une vitesse négative.
- la figure (III.10.c) montre la réponse de courant statorique, la fréquence de courant statorique augmente avec la vitesse de référence, mais à l'instant 1.5sec (inversion de vitesse) on remarque la diminution de cette fréquence suivant la diminution de vitesse, Lorsque la valeur de couple prend la valeur nominale de 25Nm, le courant statorique peut arriver jusqu'à 12A.
- la figure (III.10.d) montre la réponse de flux statorique en module, l'amplitude de vecteur flux statorique reste constant (1.2wb).
- la figure (III.9.e) montre la position de vecteur flux statorique dans l'espace, et la figure (III.10.f) montre la variation de secteur correspondant à la position de vecteur flux statorique.

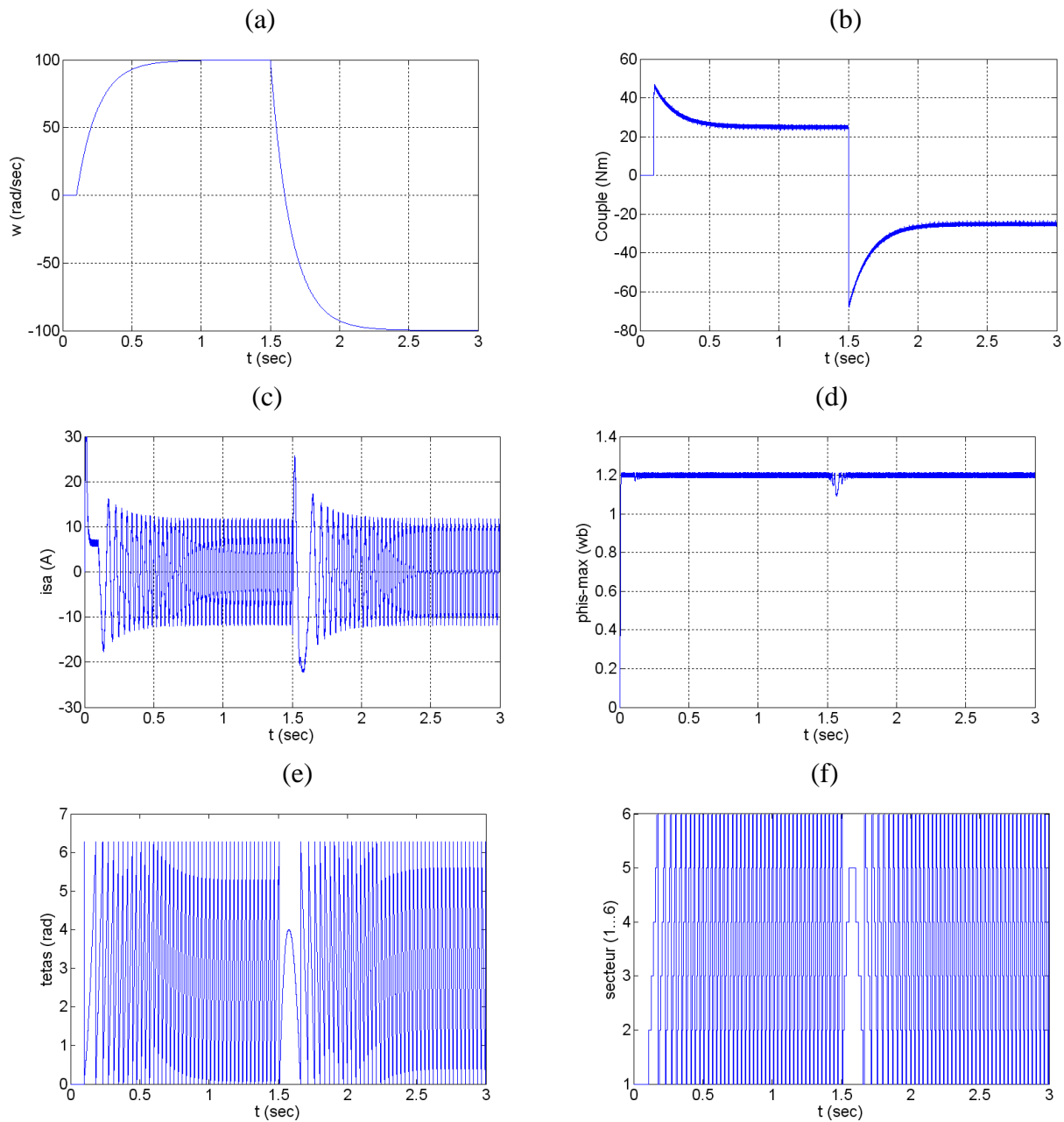


Fig. (III.9) Comportement de la commande DTC, inversion de vitesse à 1.5 sec, le couple est proportionnel à la variation de vitesse

(a)vitesse, (b) couple, (c) courant statorique, (d) module de flux statorique, (e)teta-phis, (f)secteur

Pour résumer les résultats on peut faire les tableaux suivants:

Pour la vitesse:

performances	Temps de réponse (sec)	dépassement (%)	Effet de la charge (%)
	0.13	0	-1.7

Pour le couple:

performances	couple de démarrage	Rejet de la charge (sec)	Le bruit ΔC_e (Nm)
	3.4. C_{en}	0.03	1.2

Pour le flux statorique:

performances	Temps de réponse (sec)	dépassement (%)	Le bruit ΔC_e (Nm)
	0.01	0	0.022

II.11 Conclusion

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger la qualité de la commande. La commande DTC permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne où oscillations transitoires. Ces performances sont réalisées avec une structure simple sans capteur mécanique de la position du rotor.

Le choix d'un correcteur à hystérésis malgré sa simplicité est une solution bien adaptée pour la commande directe du couple. L'application de cette commande nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour réduire les ondulations sur le flux statorique et le couple.

Cette technique de contrôle a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, où l'on considère la vitesse suffisamment élevée pour négliger l'effet de la résistance statorique. Cependant, Le fonctionnement du système devient difficile aux basses vitesses à cause de la variation de la résistance statorique en fonction de la température.

CONCLUSION

GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le but de ce mémoire est en premier lieu de matérialiser la faisabilité et de juger la qualité du contrôle direct du couple appliqué sur la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. L'étude du contrôle direct du couple de la machine asynchrone, montre que cette commande ne nécessite pas de bloc modulateur de tension MLI, ni de boucles de régulation.

Cette stratégie utilise deux correcteurs à hystérésis, le premier est à deux niveaux pour le contrôle de flux et le deuxième à trois niveaux pour le contrôle de couple, et une table de commutation pour choisir le vecteur de tension adéquat, la sortie de cette table dépend de ses entrées. Ces dernières sont les signaux logiques fournis par les correcteurs ainsi que le numéro du secteur où se trouve le vecteur flux statorique.

la DTC est simple, exacte et rapide, malheureusement la grande fréquence de commutation et les harmoniques injectés au niveau de réseaux de distribution. L'étude de cette nouvelle technique de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, on considère que la vitesse suffisamment élevée pour négliger l'effet de la résistance statorique. Les grandeurs statoriques estimées peuvent être alors contrôlées avec haute précision et très bonne fiabilité si l'on respecte les contraintes de fonctionnement. Cependant, la résistance statorique, seul paramètre de la MAS utilisé dans le système de contrôle. Elle entraîne une perturbation sur la commande aux basses vitesses. Aussi il convient de développer une méthode corrigeant les variations introduites par le terme résistif pour avoir une précision de cette nouvelle technique de commande sur toute la gamme de vitesse et spécifiquement aux basses vitesses.

Enfin, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir:

- . Implémentation pratique, de la DTC.
- . Application des observateurs pour l'estimation de la résistance statorique.
- . Faire une étude sur le contrôle de la fréquence de commutation de l'onduleur.
- . Etudier le comportement du système à très basses vitesses.
- . La synthèse d'un observateur pour le flux statorique.

ANNEXE

La machine asynchrone utilisée dans cette étude est un moteur de 4kw, la plaque signalétique donne les valeurs nominales suivantes :

Puissance nominale : 4000 w

Tension efficace nominale : Δ/Y 220 / 380 V

Courant nominale : 8.55 / 14.78 A

Fréquence de réseau : 50 Hz.

Vitesse nominale : 1420 tr/min

Nombre de pôles : 4

Couple résistant nominale : 25 Nm.

Les paramètres électriques et mécaniques de la machine sont :

Résistance statorique par phase : $R_s = 1.2 \Omega$

Résistance rotorique par phase : $R_r = 1.02 \Omega$

Inductance cyclique au stator : $L_s = 0.1554 \text{ H}$

Inductance cyclique au rotor : $L_r = 0.1568 \text{ H}$

Inductance mutuelle : $L_m = 0.15 \text{ H}$

Moment d'inertie : $J = 0.07 \text{ kg.m}^2$

Frottement visqueux : $f = 0$

Références Bibliographiques

[1] Dr. NASRI « La Commande Vectorielle indirecte & direct d'une machine asynchrone alimentée en tension » Mémoire de fin d'étude université de BATNA 2000

[2] Olivier ONDEL « Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone » Mémoire de doctorat l'école centrale de Lyon Octobre 2006

[3] Mr. ZEGUEB « Commande Direct du Couple d'un machine induction » Mémoire de fin d'étude centre universitaire El-oued Juin 2008

[4] Mr. AMEUR « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine asynchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants » Mémoire magister université de BATNA Octobre 2005

[5] Carlos DE ALMEIDA MARTINS « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multi niveaux à Fréquence Imposée » Mémoire de doctorat décembre 2000

[6] M. EL HASSANE « Commande haute performance d'une moteur asynchrone sans capteur de vitesse par Contrôle Directe de Couple » thèse de doctorat Mars 1999

[7] Mr. DENDOUGA « Etude et simulation de l'association onduleur MLI-moteur asynchrone alimentée par un redresseur MLI » Mémoire de fin d'étude université MOHAMED BOUDIAF M'SILA 2005

[8] M. Said BARKATI « Contrôle Direct du Couple d'un machine asynchrone » Mémoire de fin d'étude université MOHAMED BOUDIAF M'SILA Juin 2004

[9] M. BELHADJ « Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone- Structures d'observation- Application aux systèmes multi machines-multi convertisseurs » Mémoire de doctorat Juillet 2001