

BADJI MOKHTAR-ANNABA UNIVERSITY



UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA

Faculté Sciences de l'ingénieur

Département Electrotechnique

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de **MAGISTER**

Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone

Option

Qualité de l'énergie électrique

Par

AKKOUCHE KAMEL

Directeur de mémoire : **Mr. H. LABAR**

MC

UNIVERSITE ANNABA

DEVANT LE JURY

Président : **Mr. N.E. DEBBACHE**

Prof

UNIVERSITE ANNABA

Examineurs : **Mr. A. HADDOUCHE**

MC

UNIVERSITE ANNABA

Mr. L. RAHMANI

MC

UNIVERSITE SETIF

Membre invité : **Mr. A. OMEIRI**

CC

UNIVERSITE ANNABA

Année 2007

Abstract

The progress recently made in the fields of the power electronics and the calculators in real time allowed recently the rise of the variable speed transmissions for the machines AC current. The asynchronous motor, thanks to its robustness, its low cost and its simple construction is essential more and more in the field of the drives at variable speed. This paper presents the direct torque and stator flux control of induction machines.

Direct torque control method (DTC) proposed in 1985 by Takahashi seems to be more competitive than flux oriented control (FOC).

Simulation results demonstrate the validity of the model and of DTC control

Résumé

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et des calculateurs en temps réel ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif.

Le moteur asynchrone, grâce à sa robustesse, son faible coût et sa simple construction s'impose de plus en plus dans le domaine des entraînements à vitesse variable.

Nous présentons dans ce mémoire la technique de commande dite : DTC (commande directe du couple) d'une machine à induction.

Cette stratégie de commande proposée par Takahashi en 1985 pour concurrencer la méthode de commande par orientation du flux (FOC).

Les résultats de simulation démontrent la validité de cette stratégie.

REMERCIEMENT

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers **Allah**, qui m'a donné la patience et la volonté pour que je puisse continuer ce travail.

Je tiens à remercier **Mr. H. IABAR** pour son encadrement de ce mémoire et surtout pour ces qualités scientifiques et humaines.

Je remercie aussi tous les membres de jury :

Mr. N.E. DEBBACHE Prof Université Annaba

Mr. A. HADDOUCHE MC Université Annaba

Mr. L. RAHMANI MC Université Sétif

Mr. A. OMEIRI CC Université Annaba

d'avoir accepter d'honorer par leurs présences ma soutenance de magister.

Je remercie également tous mes collègues pour leurs soutiens morales durant ces années de préparation de ce mémoire.

Liste des indices et symboles

(r)	<i>indice grandeurs rotoriques</i>
(s)	<i>indice grandeurs statoriques</i>
d	<i>indice grandeurs liées à l'axe d</i>
q	<i>indice grandeurs liées à l'axe q</i>
α	<i>axe α du repère tournant (α, β)</i>
β	<i>axe β du repère tournant (α, β)</i>
n	<i>grandeur nominale</i>
p	<i>nombre de paires de pôles</i>
R_s	<i>résistance statorique</i>
L_s	<i>inductance statorique</i>
R_r	<i>résistance rotorique</i>
L_r	<i>inductance rotorique</i>
L_d	<i>inductance directe</i>
L_q	<i>inductance transversale</i>
U_c	<i>tension d'entrée de l'onduleur</i>
V_{sd}	<i>tension statorique directe</i>
V_{sq}	<i>tension statorique transversale</i>
$V_{s\alpha}$	<i>tension statorique sur l'axe α</i>
$V_{s\beta}$	<i>tension statorique sur l'axe β</i>
I_{sd}	<i>courant statorique direct</i>
I_{sq}	<i>courant statorique transversale</i>
$I_{s\alpha}$	<i>courant statorique sur l'axe α</i>
$I_{s\beta}$	<i>courant statorique sur l'axe β</i>
Φ_{sd}	<i>flux statorique direct</i>
Φ_{sq}	<i>flux statorique transversale</i>

$\Phi_{s\alpha}$ flux statorique sur l'axe α

$\Phi_{s\beta}$ flux statorique sur l'axe β

J moment d'inertie des pièces tournantes

Ω vitesse angulaire du moteur

C_e couple électromagnétique

C_r couple résistant

\hat{x} Estimation de x

X_{ref} référence de x

Table des matières

Introduction général.....	1
---------------------------	---

Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone

I.Introduction.....	3
I.1 Présentation d'une machine asynchrone.....	3
I.2 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone.....	4
I.3 Equations électriques et magnétiques.....	4
I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	4
I.3.2 Equations des tensions.....	5
I.3.3 Equations des flux.....	5
I.4 Schéma équivalent d'une phase de la machine asynchrone en régime permanent...6	
I.4.1 Modèle à inductances couplées.....	6
I.4.2 Modèle à inductances réparties.....	7
I.4.3 Modèle à fuites totalisées au rotor.....	7
I.4.4 Modèle à fuites totalisées au stator.....	8
I.4.5 Equation du couple électromagnétique.....	8
I.5 Transformation triphasé-biphasé.....	9
I.5.1 Transformation de Clarke.....	10
I.5.2 Transformation de Concordia.....	10
I.5.3 Transformation de Park.....	11
I.5.3.1 Principe de la transformation de Park.....	11

I.5.3.2 Matrice de passage.....	11
I.5.3.3 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone.....	12
I.5.3.3.1 Equations électriques.....	13
I.5.3.3.2 Equations magnétiques.....	14
I.5.3.3.3 Expression du couple électromagnétique.....	14
I.5.3.3.4 Equation de mouvement.....	14
I.6 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.....	15
I.7 Résultats de simulation pour une alimentation directe.....	17
I.8 Conclusion.....	18

Chapitre II Convertisseur de fréquence

II.1 Introduction.....	19
II.2 Description de l'onduleur triphasé.....	19
II.3 Commande par hystérésis.....	20
II.3.1 Principe.....	20
II.3.2 Résultats de simulation.....	21
II.4 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	21
II.4.1 modulation de largeur d'impulsion sinus triangle.....	23
II.4.1.1 Principe.....	23
II.4.1.2 Résultats de simulation.....	25
II.4.2 Modulation vectorielle.....	25
II.4.2.1 Principe.....	25
II.4.2.2 Calcul des temps de commutation.....	26
II.4.2.3 Résultats de simulation.....	31
II.5 Conclusion.....	32

Chapitre III Etude des différentes techniques de commande de la machine

asynchrone

III.1 Introduction.....	33
III.2 Variation de la tension statorique.....	34
III.3 Commande scalaire des machines asynchrones.....	35
III.3.1 Commande scalaire en tension.....	35
III.3.2 Principe.....	35
III.3.3 Résultats de simulation.....	37
III.3.2 Commande en courant.....	38
III.3.2.1 Principe.....	38
III.3.2.2 Résultats de simulation.....	39
III.4 Commande vectorielle.....	40
III.4.1 Commande vectorielle en tension.....	42
III.4.1.1 Principe.....	42
III.4.1.2 Résultats de simulation.....	43
III.4.2 Commande vectorielle en courant.....	44
III.4.2.1 Principe.....	44
III.4.2.2 Résultats de simulation.....	45
III.5 Conclusion.....	46

Chapitre IV Commande directe du couple

IV.1 Introduction.....	47
IV.2 principe de la commande directe du couple.....	47
IV.3 Contrôle du flux et du couple.....	48

IV.3.1 Contrôle du flux.....	48
IV.3.2 Contrôle du couple.....	49
IV.4 Stratégie de la commande directe du couple.....	50
IV.5 Estimateurs.....	51
IV.5.1 Estimateur du flux statorique.....	51
IV.5.2 Estimateur du couple électromagnétique.....	52
IV.6 Correcteurs.....	52
IV.6.1 Correcteur de flux.....	52
IV.6.2 Correcteur de couple.....	53
IV.7 Choix du vecteur tension.....	54
IV.8 Elaboration des tables de commutation.....	56
IV.8.1 Table de commutation avec séquences nulles.....	56
IV.8.2 Table de commutation sans séquences nulles.....	57
IV.9 Résultats de simulation	58
IV.10 Bilan comparatif des résultats.....	59
IV.11 Conclusion.....	63
Conclusion générale et perspectives.....	64

INTRODUCTION GENERALE

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles.

La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse.

De part sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage.

L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple.

L'objectif de ce mémoire est de donner un éclairage des différentes techniques de commande classiques en général, et en particulier la commande directe du couple d'une machine asynchrone.

La commande scalaire qui est bien adaptée à certains types de variateurs, elle ne permet pas de contrôler la machine en régime transitoire et en faible vitesse, elle ne convient plus pour réaliser un positionnement de la machine asynchrone.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour supprimer le couplage interne de la machine. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées à la machine asynchrone, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénient :

- Faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques
- Présence de transformations de coordonnées dépendent d'un angle estimé
- Utilisation d'un capteur mécanique (fragile et coûteux). Quand on n'utilise pas ce capteur (variateur sans capteur de vitesse), les performances de la machine sont dégradées

La commande directe du couple (DTC : direct torque control) vient pour pallier les inconvénients inhérents de la commande vectorielle.

Cette méthode bien qu'elle présente beaucoup d'avantages à savoir :

- Réduction du temps de réponse du couple
- Amélioration de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques rotoriques
- Elimination des transformations de coordonnées
- Contrôle des ondulations du flux et du couple
- Suppression du capteur mécanique

elle possède un certain nombre d'inconvénients :

- Fréquence de commutation de l'onduleur non contrôlable
- Fréquence d'échantillonnage élevée
- Sensibilité de la commande aux variations de la résistance statorique surtout à basse vitesse

Ce mémoire a été structuré comme suit :

- le premier chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone nécessaire pour élaborer un schéma de simulation de la commande de la machine
- le deuxième chapitre est consacré à l'étude du convertisseur de fréquence ainsi que ces différentes techniques de commande
- le troisième chapitre est réservé à l'étude des différentes techniques classiques de commande
- le quatrième chapitre présente la commande directe du couple et du flux

En fin de ce mémoire nous présentons une conclusion générale de cette étude

Chapitre I

Modélisation de la machine Asynchrone

I- INTRODUCTION.

Vouloir commander les moteurs électriques suppose non seulement une bonne connaissance de leurs caractéristiques, mais aussi une étude approfondie de la théorie expliquant leur fonctionnement, [04].

Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité. On sait bien que le dimensionnement d'une motorisation se fait en prenant compte des régimes transitoires (mise en vitesse) qui sont plus contraignants que les régimes établis. Il importe donc que les modèles soient utilisables aussi bien en régime statique que dynamique, [05].

I-1 PRESENTATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE.

On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages de la figure I-1.

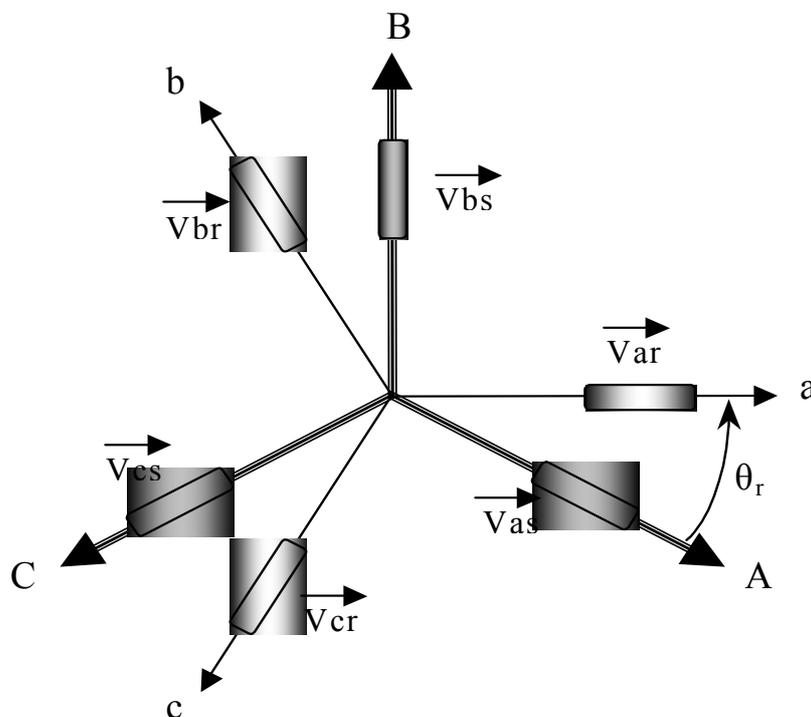


Fig. I.1 Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone.

La machine asynchrone comporte trois bobinages au stator alimentés par un système de courants triphasés et trois bobinages au rotor court-circuités sur eux-mêmes traversés par un système de courants triphasé. Les axes de chaque système de bobinage sont décalés de 120 degrés. θ_r est l'angle (ou mécanique) électrique entre l'axe de la phase (A) statorique et la phase (a) rotorique.

I.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE.

Le champ tournant statorique induit un système de f.é.m au rotor où les enroulements sont en court-circuit. Les courants induits au rotor créent une force magnétomotrice e_r qui interagit avec la force magnétomotrice e_s provenant des courants du stator. C'est ainsi que le couple électromagnétique existe à condition que :

- ◆ Le glissement g soit non nul, pour que les grandeurs induites au rotor soient non nulles.
- ◆ Les conducteurs du rotor soient fermés.

De fait, il existe de nombreuses relations exprimant le couple électromagnétique c_{em} d'une machine asynchrone. Mais il est possible d'écrire qu'il résulte du produit vectoriel des vecteurs force magnétomotrice:

$\vec{C}_e = k \vec{\mathcal{E}}_s \wedge \vec{\mathcal{E}}_r$	(I.1)
--	-------

La constante k ne dépend que de la géométrie et des bobinages de la machine [06].

I.3 EQUATIONS ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES.

I.3.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES.

Pour La mise en équations de la machine asynchrone, nous supposons que [07],

[11]:

- ◆ Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux,
- ◆ Le circuit magnétique n'est pas saturé,
- ◆ L'entrefer constant,
- ◆ Les pertes fer négligeables.

Parmi les significations de ces hypothèses on peut citer:

- ✓ Les flux sont additifs,
- ✓ Les inductances propres sont constantes,
- ✓ Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.3.2 EQUATIONS DES TENSIONS.

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

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{s3} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Ou bien.

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (I.3)$$

$[R_s] = \text{diag}(R_s)$: Est la matrice de résistance par phase du stator.

De même pour le rotor.

$$\begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \varphi_{r3} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Ou bien:

$$[V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad (I.5)$$

Le rotor est en court circuit, donc, les tensions rotoriques sont nulles et on écrira:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad (I.6)$$

$[R_r] = \text{diag}(R_r)$: Est la matrice de résistance par phase du rotor.

I.3.3 EQUATIONS DES FLUX.

Les hypothèses citées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

Les équations des flux statoriques sous forme matricielle s'écrivent comme suit:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{sr} \cos(\theta) & m_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta) & m_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) \\ m_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Ou bien:

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (I.8)$$

$[M_{sr}]$ est la matrice des inductances mutuelles stator-rotor

De même pour les flux rotoriques.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{r1} \\ \varphi_{r2} \\ \varphi_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{sr} \cos(\theta) & m_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) \\ m_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta) & m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Ou bien

$$[\varphi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_r] \quad (\text{I.10})$$

On note que la matrice des mutuelles du rotor est obtenue en transposant celle du stator:

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (\text{I.11})$$

En utilisant la notion des inductances mutuelles et la notation complexe aux grandeurs sinusoïdales à la pulsation ω_s on peut écrire:

$$\overline{\varphi}_s = L_s \overline{I}_s + M_{sr} \overline{I}_r \quad (\text{I.12})$$

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + j\omega_s \overline{\varphi}_s \quad (\text{I.13})$$

$$\overline{\varphi}_r = L_r \overline{I}_r + M_{rs} \overline{I}_s \quad (\text{I.14})$$

$$0 = R_r \overline{I}_r + j\omega_s g \overline{\varphi}_r \quad (\text{I.15})$$

L_s et L_r représentent respectivement l'inductance cyclique statorique et rotorique, $M_{rs} = (3/2)m_{sr}$ est l'inductance mutuelle cyclique.

I.4 SCHEMA EQUIVALENT A UNE PHASE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME PERMANENT.

I.4.1 MODELE A INDUCTANCES COUPLEES.

En utilisant les relations (I.12), (I.13), (I.14) et (I.15), on peut écrire:

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + j\omega_s L_s \overline{I}_s + j\omega_s M_{sr} \overline{I}_r \quad (\text{I.16})$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \overline{I}_r + j\omega_s L_r \overline{I}_r + j\omega_s M_{sr} \overline{I}_s \quad (\text{I.17})$$

On déduit le schéma suivant:

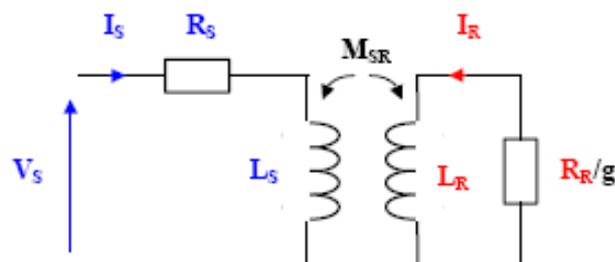


Figure I.2 Schéma équivalent d'une phase en régime permanent.

I.4.2 MODELE A INDUCTANCES REPARTIES

Les équations (I.16), (I.17) peuvent être réécrites comme suit:

$V_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s(L_s - M_{sr})\bar{I}_s + j\omega_s M_{sr}(\bar{I}_r + \bar{I}_s)$	(I.18)
$0 = \left(\frac{R_r}{g}\right)\bar{I}_r + j\omega_s(L_r - L_{sr})\bar{I}_r + j\omega_s M_{sr}(\bar{I}_s + \bar{I}_r)$	(I.19)

Ces équations permettent de dessiner le schéma ci-dessous:

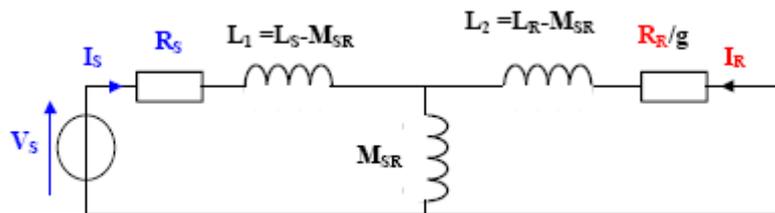


Fig.I.3 Schéma équivalent d'une phase.

L_1 : inductance cyclique de fuite du stator.

L_2 : inductance cyclique de fuite du rotor.

Dans un moteur sans fuites les inductances L_1 et L_2 sont nulles.

I.4.3 MODELE A FUTITES TOTALISEES AU ROTOR.

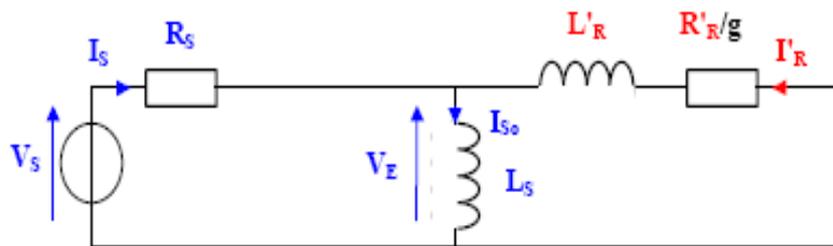


Fig.I.4 Modèles des fuites totalisées.

Par équivalence des deux schémas précédentes (Fig.I.3 et I.4), on peut identifier les nouvelles paramètres du schéma ci-dessus.

I_{s0} : Courant absorbé à vide ($g=0$)

$I'_r = \frac{M_{sr}}{L_s} I_r$	(I.20)
---------------------------------	--------

$R'_r = \left(\frac{L_s}{M_{sr}}\right)^2 R_r$	(I.21)
$L'_r = \sigma \left(\frac{L_s}{M_{sr}}\right)^2 L_r$	(I.22)

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion de BLONDEL

I.4.4 MODELE A FUTTES TOTALISEES AU STATOR.

On peut ramener les fuites au niveau du stator et on aura le schéma suivant.

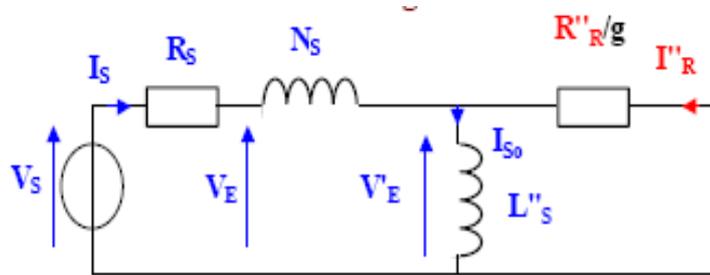


Figure I.5. Schéma équivalent ramené au stator.

L'équivalence de ce schéma avec le schéma de la figure I.3 nous conduit au calcul des nouvelles paramètres qui sont comme suit:

$V'_E = j\omega_s \left(\frac{M_{sr}}{L_r}\right) \phi_r$	(I.23)
$L''_s = (1 - \sigma)L_s = \frac{M_{sr}^2}{L_r} = \left(\frac{M_{sr}}{L_r}\right)^2 L_r$	(I.24)
$R''_r = \left(\frac{M_{sr}}{L_r}\right)^2 R_r$	(I.25)
$N_s = \sigma L_s$	(I.26)

I.4.5 EQUATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Les relations donnant le couple électromagnétique sont nombreuses et dépendent du modèle choisi. [5], [6]

En se référant au schéma de la figure I.4, le couple électromagnétique en régime permanent s'écrit:

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = 3 \frac{p}{\omega_s} \frac{R}{g} (I_r')^2 \quad (I.27)$$

$$\overline{I_r'} = \frac{V_s - R_s \overline{I_s}}{\frac{R_r'}{g} + jL' \omega_s} \quad (I.28)$$

Si on néglige la résistance statorique on aura:

$$I_r' = \frac{V_s^2}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 + (L' \omega_s)^2}} \quad (I.29)$$

Pour un glissement faible on peut écrire:

$$C_e = 3 \frac{p}{\omega_s} V_s^2 \frac{g}{R_r'} \quad (I.30)$$

Le couple varie linéairement en fonction du glissement.

Le couple maximum correspond à:

$$\left(\frac{R_r'}{g}\right)^2 = (L' \omega_s)^2 \quad (I.31)$$

$$g_m = \frac{R_r'}{L' \omega_s} \quad (I.32)$$

On aura alors:

$$C_{e \max} = \frac{p}{L_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (I.33)$$

I.5 TRANSFORMATION TRIPHASE-BIPHASE.

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé $\alpha\beta$

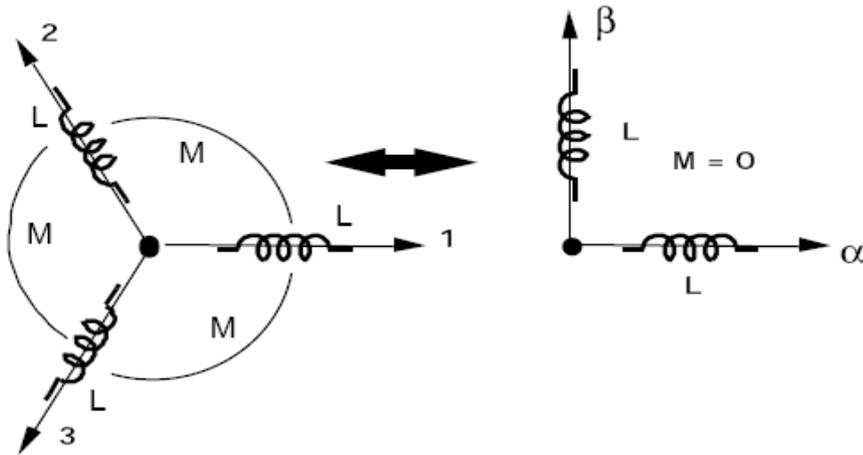


Fig.I.6 Passage du système triphasé au système biphasé

Il existe principalement deux transformations: CLARKE et CONCORDIA. La transformation de CLARKE conserve l'amplitude des grandeurs mais ni la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient $3/2$). Tandis que celle de CONCORDIA, qui est normée, elle conserve la puissance mais ne conserve pas les amplitudes.[7], [11]

I.5.1 TRANSFORMATION DE CLARKE.

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé de CLARKE $\alpha\beta$ s'écrit:

$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c.à.d. } \begin{bmatrix} X_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = C_{23} \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix}$	(I.34)
---	--------

Avec,

$C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$	(I.35)
--	--------

Le passage inverse s'écrit:

$\begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} X_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \text{ Avec } C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$	(I.36)
--	--------

Le choix de la matrice de passage non normée (Clarke) est pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq. Cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant absorbé par le moteur.

I.5.2 TRANSFORMATION DE CONCORDIA

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé $\alpha\beta$ s'écrit:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c.à.d. } \mathbf{[X_{\alpha\beta}]} = T_{23} \mathbf{[X_{abc}]} \quad (\text{I.37})$$

Avec

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

Le passage inverse s'écrit :

$$\mathbf{[X_{abc}]} = T_{32} \mathbf{[X_{\alpha\beta}]} \quad \text{Avec} \quad T_{32} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

Le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse.

I.5.3 TRANSFORMATION DE PARK.

I.5.3.1 PRINCIPE DE LA TRANSFORMATION DE PARK.

La transformation de la machine triphasé à une machine biphasé consiste à remplacer tout enroulement triphasé (a, b, c) par deux enroulements équivalents, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q).

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est dite de Park.

Le repère (d, q) est tournant ou fixe.

I.5.3.2 MATRICES DE PASSAGE

La matrice de la transformation de PARK qui conserve la puissance instantanée est défini comme suit:[7], [4]

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I.40})$$

Sous forme plus compacte.

$$\mathbf{[X_{0dq}]} = p(\theta) \mathbf{[X_{abc}]} \quad (\text{I.41})$$

$p(\theta) = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$	(I.42)
--	--------

La matrice de la transformation de PARK qui conserve les amplitudes est définie comme suit:

$p(\theta) = 2/3 \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$	(I.43)
--	--------

I.5.3.3 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE.

Pour cette étude, on se restreint à la transformation de Park qui conserve la puissance instantanée.

La transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques est donnée par les équations suivantes:

$\begin{bmatrix} V_{0dq} \end{bmatrix}_i = p(\theta) \begin{bmatrix} V_{abc} \end{bmatrix}_i$	(I.44)
$\begin{bmatrix} i_{0dq} \end{bmatrix}_i = p(\theta) \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix}_i$	(I.45)
$\begin{bmatrix} \phi_{0dq} \end{bmatrix}_i = p(\theta) \begin{bmatrix} \phi_{abc} \end{bmatrix}_i$	(I.46)

$i = s, r(\text{stator}, \text{rotor})$.

Cette transformation est schématisée par la figure représentée ci-dessous.

θ_s : Déphasage entre l'axe (A) de la phase statorique et l'axe direct de Park.

θ_r : Déphasage entre l'axe (A) de la phase statorique et l'axe (a) de la phase rotorique

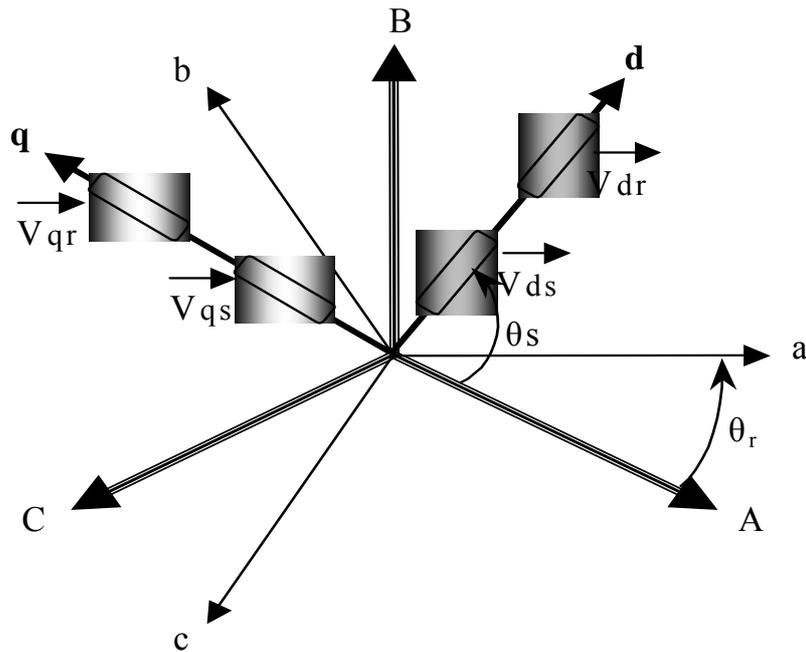


Fig. I.7 Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone.

I.5.3.3.1 EQUATIONS ELECTRIQUES.

Choisissons de fixer le repère dq au champ tournant. Cela nous permet d'avoir les grandeurs courants, tensions et flux continues en régime permanent ce qui rend la commande similaire à celle de la machine à courant continu

Notons.

$\omega_s = \dot{\theta}_s$ pulsation statorique

$\omega_r = \dot{\theta}_r$ pulsation rotorique.

$\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = p\Omega$ pulsation mécanique.

Nous pouvons écrire:

$V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt}$ $V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt}$ $0 = R_r i_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt}$ $0 = R_r i_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt}$	(I.47)
---	--------

I.5.3.3.2 EQUATIONS MAGNETIQUES.

$\varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr}$ $\varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr}$ $\varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds}$ $\varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs}$	(I.48)
---	--------

I.5.3.3.3 EXPRESSION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

On sait que la transformation de PARK conserve la puissance instantanée ce qui nous permet d'écrire:

$P_e = V_{s1} i_{s1} + V_{s2} i_{s2} + V_{s3} i_{s3} = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq}$	(I.49)
---	--------

Faisons intervenir les équations (I.15), (I.16) on obtient :

$P_e = [R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq}] I_{sd} + [R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd}] I_{sq}$ $P_e = [R_s I_{sd}^2 + R_s I_{sq}^2] + [\frac{d\varphi_{sd}}{dt} I_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} I_{sq}] + [\omega_s (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd})]$	(I.50)
--	--------

Le premier terme de cette expression représente les pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

Le deuxième terme correspond à l'énergie magnétique stockée dans le circuit magnétique.

Le dernier terme ne peut donc représenter que la puissance électrique transformée en puissance mécanique, puisque notre modélisation néglige les pertes fer.

Cette puissance peut se mettre sous la forme:

$P_e = C_e \Omega_s = \omega_s (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd})$	(I.51)
---	--------

$C_e = p(\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd})$	(I.52)
--	--------

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané:

I.5.3.3.4 EQUATION DE MOUVEMENT

L'équation de mouvement est donnée d'après la loi fondamentale de la dynamique.

$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r$	(I.53)
--	--------

J : Moment d'inertie des pièces tournantes.

Ω : Vitesse mécanique du rotor en tr /mn

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

I.6 MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION

La modélisation de la machine revient à mettre l'ensemble des équations régissent le fonctionnement de la machine sous forme d'état : [9], [3]

$\dot{[X]} = [A][X] + [B][U]$	(I.53)
-------------------------------	--------

$[X]$: Vecteur d'état.

$[U]$: Vecteur de commande

$[A]$: Matrice d'évolution

$[B]$: Matrice de commande

Le choix du vecteur d'état dépend de l'objectif de la commande. Pour la modélisation qui suit le vecteur d'état est :

$$[X] = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix}$$

Le modèle de la machine est donné par l'écriture matricielle suivante:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{1}{MT_r} \right) \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & \frac{\omega_r}{M} \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \left(\frac{\omega_r}{M} \right) & \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{1}{MT_r} \right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_s & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

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

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ constante de temps rotorique.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ constante de temps statorique.}$$

D'après ce système matriciel, on peut définir le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.

$\frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-(R_s + (\frac{M}{L_r})^2 R_r) I_{ds} + \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{MR_r}{L_r^2} \varphi_{dr} + \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi_{qr} + V_{ds} \right]$ $\frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\sigma L_s \omega_s I_{ds} - (R_s + (\frac{M}{L_r})^2 R_r) I_{qs} - \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi_{dr} + \frac{MR_r}{L_r^2} \varphi_{qr} + V_{qs} \right]$ $\frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr}$ $\frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{qr}$ $\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p^2 M}{J L_r} (I_{qs} \varphi_{dr} - I_{ds} \varphi_{qr}) - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} C_r$ $\varphi_{qs} = \frac{M}{L_r} \varphi_{qr} + \sigma L_s I_{qs}$ $I_{dr} = \frac{1}{L_r} \varphi_{dr} - \frac{M}{L_r} I_{ds}$ $I_{qr} = \frac{1}{L_r} \varphi_{qr} - \frac{M}{L_r} I_{qs}$	(I.54)
---	--------

I.7 RESULTATS DE SIMULATION POUR UNE ALIMENTATION DIRECTE

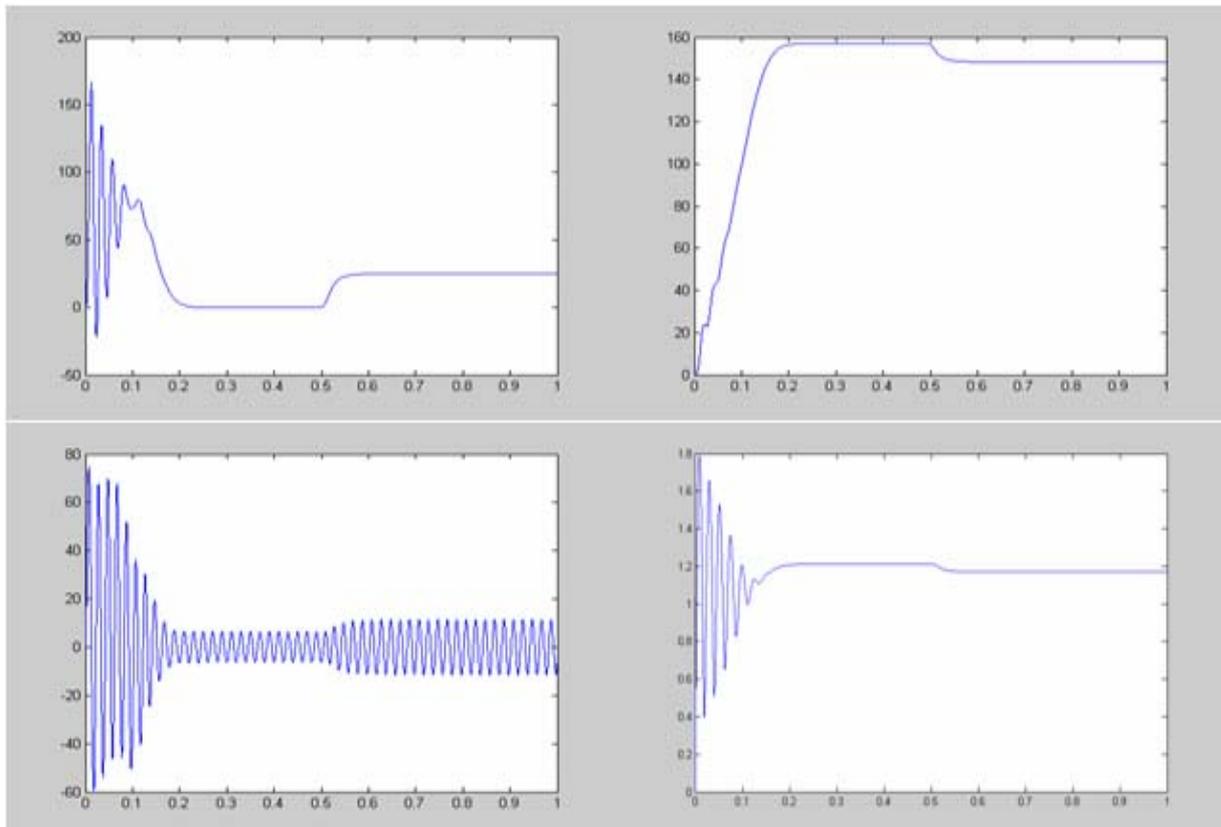


Fig.I.7 Evolution des grandeurs lors d'un démarrage direct du moteur

A l'instant $t=0.5s$ on applique une charge de 25 N.m

(couple, vitesse, courant, flux, caractéristique couple/vitesse)

On remarque un fort appel de courant lors de la mise sous tension du moteur (valeur instantanée maximale de 70 A environ). Il serait évidemment encore plus grand lorsque le moteur est en charge. La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage.

I.7 CONCLUSION.

Cette étude nous a permis d'élaborer les différents modèles dynamiques du moteur asynchrone.

Ces modèles sont mis en œuvre pour analyser les comportements de la machine ou pour mettre en place les différentes stratégies de commande.

Les équations des tensions statoriques et rotoriques sont fortement non linéaires et couplées.

L'utilisation des transformations de Park appliquées aux enroulements statoriques et rotoriques nous a permis de surmonter la non linéarité des équations des tensions et d'avoir ainsi un modèle plus simple.

Le couplage du flux et du couple reste un problème à prendre en compte pour concevoir une stratégie de commande aussi comparable à celle du moteur à courant continu.

Chapitre II

Convertisseur de fréquence

II.1 INTRODUCTION

Le moteur asynchrone est utilisé le plus souvent pour des entraînements à vitesse variable. Les variateurs de ces moteurs sont construits à base de convertisseurs de fréquence. Parmi ces convertisseurs de fréquence l'onduleur autonome qui est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connections entre l'entrée et la sortie, et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté, cela conduit à distinguer:

- ✓ les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue,
- ✓ les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continu.

Nous envisageons dans ce chapitre l'étude des onduleurs de tension ainsi que leurs différents modes de commande à savoir.

- ✓ Commande à hystérésis,
- ✓ commande MLI (modulation de largeur d'impulsion).

II.2 DESCRIPTION DE L'ONDULEUR TRIPHASE.

La figure II.1 représente un onduleur de tension triphasé, il est constitué de trois bras, chaque bras est formé de deux interrupteurs commandés de manière complémentaire afin d'éviter un court-circuit de la source et d'assurer une continuité du courant de la charge.[14]

Chaque interrupteur est formé d'un semi-conducteur contrôlable (IGBT, GTO,.....etc.) et une diode connectés en anti-parallèle, les six diodes de roue libre assurent la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source.

Pour simplifier l'étude, on supposera que:

- ✓ la commutation des interrupteurs est instantanée,
- ✓ la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,

✓ la charge est équilibrée liée en étoile avec neutre isolé.

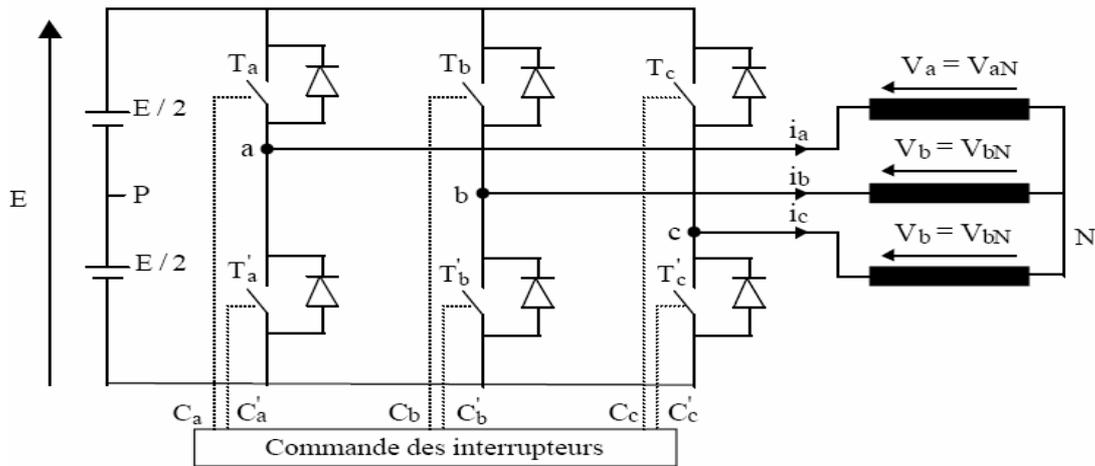


Fig.II.1 Onduleur de tension triphasé.

II.3 COMMANDE PAR HYSTERESIS

II.3.1 PRINCIPE

Cette méthode fait appel à des régulateurs à hystérésis qui un système de contrôle des courants (flux), les sorties des correcteurs sont directement les ordres de commutations de l'onduleur.

Le schéma de principe de cette technique est représenté sur la figure suivante :

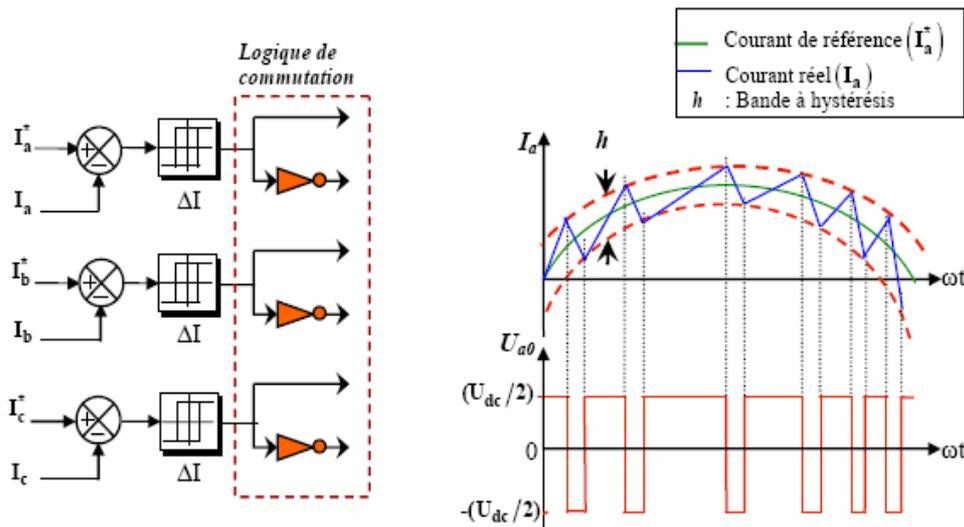


Fig.II.2. Schéma de principe de la commande par hystérésis

II.3.2 RESULTATS DE SIMULATION

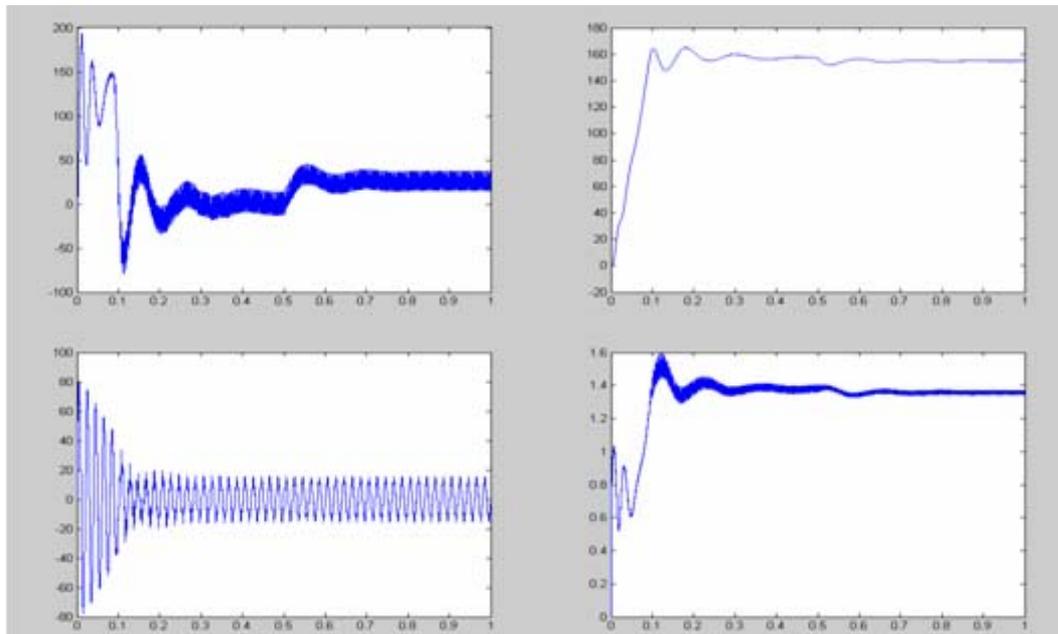


Fig.II.3 Démarrage direct Mas commandé par hystérésis (couple, vitesse, courant, flux)

On remarque que : le couple présente des oscillations au démarrage et même en régime Permanent.

la vitesse présente des fluctuations

le flux présente des oscillations au démarrage

un fort appel de courant pendant le démarrage

II.4 COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (MLI)

Les tensions des phases statoriques du moteur asynchrone sont fonction des différentes combinaisons des interrupteurs de l'onduleur de tension.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i=a, b, c$) telles que:

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

Les différentes combinaisons de ces grandeurs nous donnent 8 vecteurs tensions dont 6 actifs et 2 vecteurs nuls. Ces vecteurs sont représentés ci-dessous :

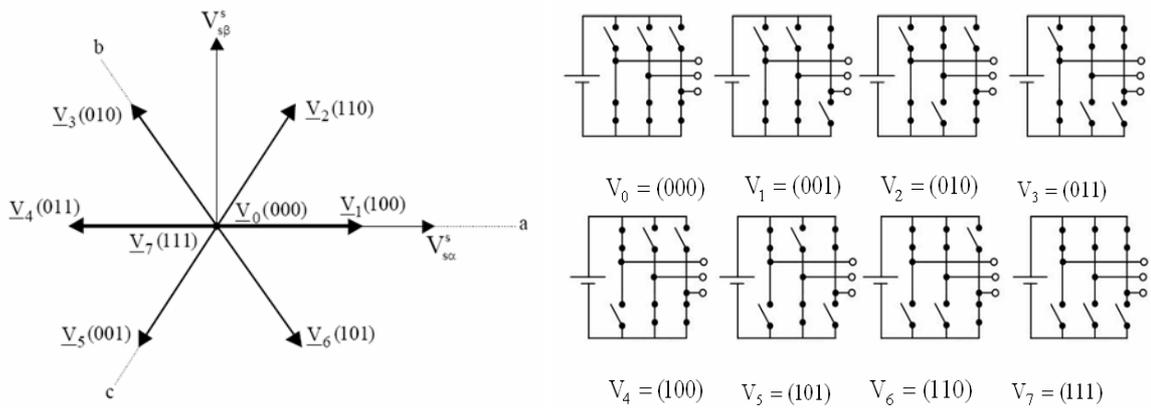


Fig.II.4. Etat des interrupteurs et tensions correspondantes dans le plan complexe

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions des phases en se référant au neutre fictif (0), en fonction du vecteur de commande S_i . [11]

$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = U_c \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} - \frac{U_c}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	(II.3)
--	--------

Les trois tensions composées V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} sont données par les relations suivantes :

$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{\acute{a}c} \\ V_{ca} &= V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{aligned}$	(II.4)
---	--------

On peut également écrire les tensions de sortie de l'onduleur en fonction des tensions simples de la charge en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point neutre fictif (o).

$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{\acute{a}c} \\ V_{ca} &= V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{aligned}$	(II.5)
---	--------

La charge est considérée équilibrée, il en résulte :

$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$	(II.6)
--------------------------------	--------

La somme membre à membre des trois équations (II.5) en tenant compte de la relation (II.6) nous donne:

$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co})$	(II.7)
--	--------

Le système d'équations (II.5) peut être écrit sous la forme suivante:

$\begin{aligned} V_{an} &= V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} &= V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} &= V_{co} - V_{no} \end{aligned}$	(II.8)
---	--------

En tenant compte de la relation (II.8) nous pouvons écrire :

$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{aligned}$	(II.9)
---	--------

Le système d'équations (II.9) peut être mis sous forme matricielle comme suit :

$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}$	(II.10)
---	---------

En tenant compte de la relation (II.5), nous pouvons écrire:

$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$	(II.11)
--	---------

Les tensions simples du moteur asynchrone (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}) sont fonction des trois grandeurs booléennes (S_a , S_b , S_c).

La matrice de transfert est donnée par:

$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$	(II.12)
---	---------

II.4.1 MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS SINUS TRIANGLE

II.4.1.1 PRINCIPE

Cette technique est très populaire dans l'industrie. Le principe de cette technique est expliqué dans la figure suivante. La comparaison d'une onde sinusoïdale de fréquence f_r et d'amplitude A_r appelée onde de référence avec une autre onde triangulaire de fréquence f_p nettement supérieur à f_r et d'amplitude A_p nous donne les points d'intersections qui déterminent les instants de commutation des interrupteurs. La modulation est caractérisée essentiellement par deux facteurs:[11]

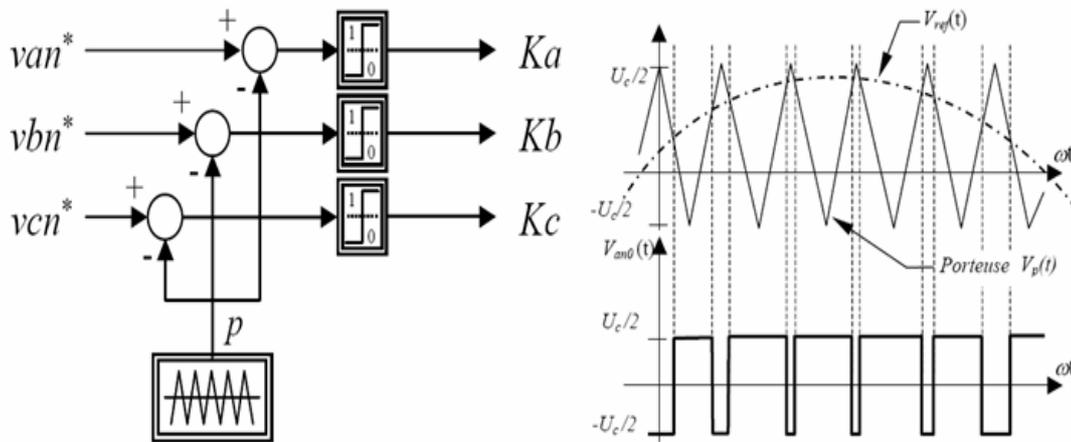


Fig.II.4 Modulation sinus triangulo.

- ◆ indice de modulation $m = \frac{f_p}{f_r}$
- ◆ coefficient de réglage $r = \frac{A_r}{A_p}$ ($0 \leq r \leq 1$)

L'onduleur dans ce cas peut être considéré comme un amplificateur de gain G donné par:

$$G = \frac{0,5rV_d}{V_r} = \frac{0,5V_d}{V_p}$$

V_d : tension redressée à l'entrée de l'onduleur.

V_p : amplitude de la porteuse.

V_r : amplitude de la tension de référence.

Si $r=1$, le maximum d'amplitude du fondamentale est égale à $0,5V_d$ qui représente 78,55% de l'amplitude de la tension du réseau ($4V_d/2\pi$).

Par action sur r , on peut théoriquement faire croître l'amplitude du fondamental de 0 jusqu'au maximum.

L'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage.

La variation de m est pratiquement limitée par les temps de commutation des interrupteurs du convertisseur et donc par la largeur minimale des impulsions.

Cette MLI est particulièrement bien adaptée à l'électronique analogique mais est difficilement utilisable en numérique.

II.4.1.2 RESULTATS DE SIMULATION

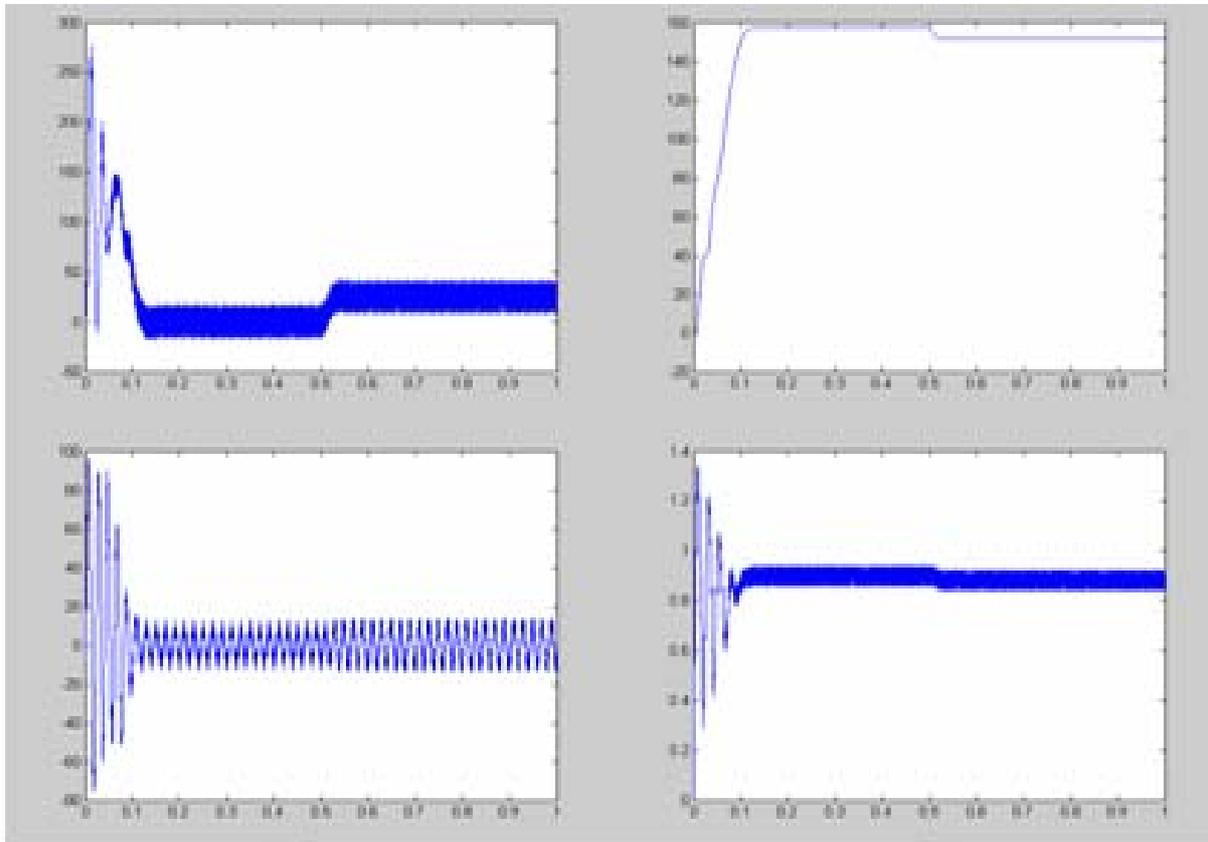


Fig.II.5. Démarrage directe du Mas par MLI sinus-triangle

On remarque que le couple et le flux présentent des oscillations lors des deux régimes permanent et transitoire.

Un fort appel de courant au démarrage et la vitesse est quasi linéaire en régime transitoire

II.6.2 MODULATION VECTORIELLE

II.6.2.1 PRINCIPE

La MLI vectorielle s'appuie sur le calcul d'un vecteur tension globale de référence.

Ce vecteur est approché sur une période de modulation T_m par l'application temporaire des deux vecteurs tension d'état adjacents V_i et V_{i+1} et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

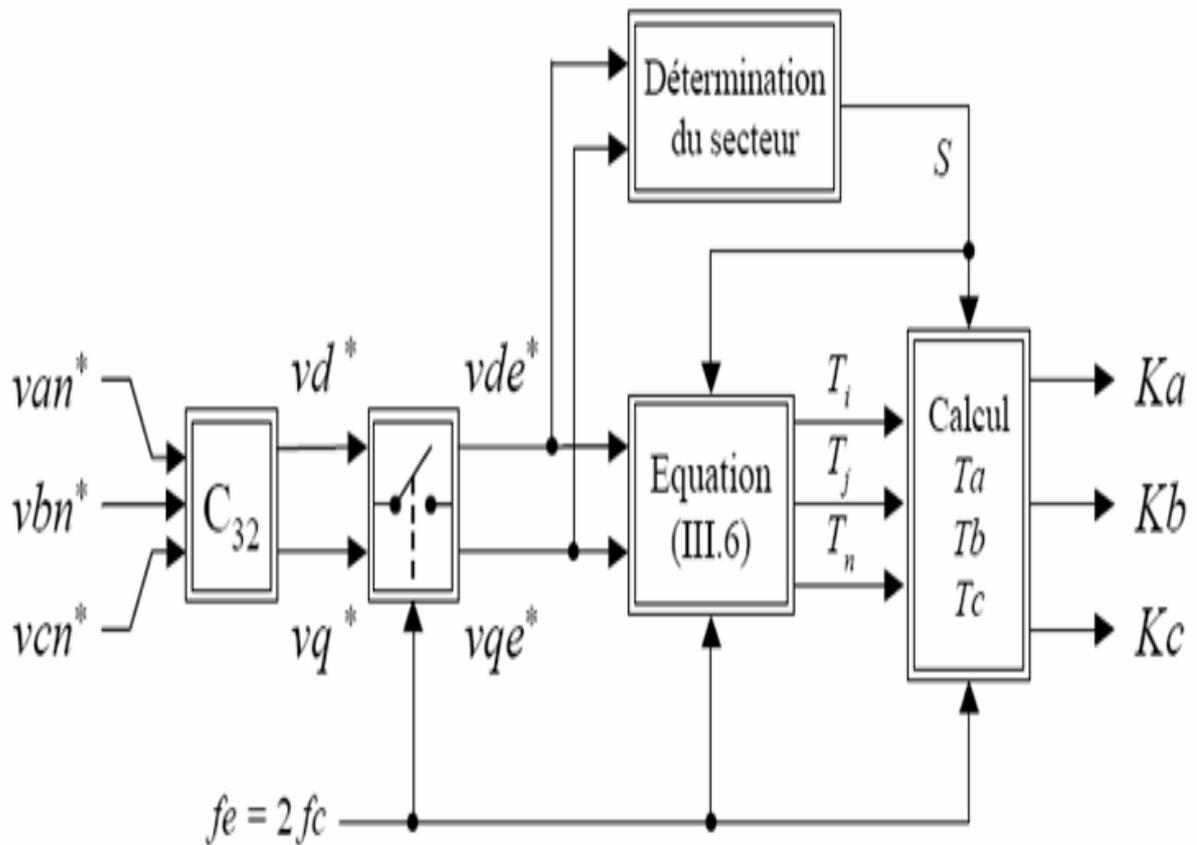


Fig.II.6. Schéma de principe de la modulation vectorielle

II.6.2.2 CALCUL DES TEMPS DE COMMUTATIONS

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs de l'onduleur de tension permet de calculer les vecteurs tensions $\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, appliquons la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

Le vecteur tension $\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$ en fonction des états des interrupteurs est donné par la relation

(II.11). Les résultats sont résumés le tableau suivant : [1]

S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{na}	V_{nb}	V_{nc}	V_α	V_β	Vecteur d'état
0	0	0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
1	0	0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$	$U_c \sqrt{2/3}$	0	\vec{V}_1
0	1	0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c \frac{-1}{\sqrt{6}}$	$\frac{U_c}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_3
1	1	0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$U_c/3$	$U_c/3$	$2U_c/3$	$\frac{1}{\sqrt{6}} U_c$	$\frac{U_c}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_2
0	0	1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$U_c/3$	$U_c/3$	$2U_c/3$	$U_c \frac{-1}{\sqrt{6}}$	$\frac{U_c}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_5
1	0	1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$U_c/3$	$2U_c/3$	$U_c/3$	$\frac{1}{\sqrt{6}} U_c$	$\frac{U_c}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_6
0	1	1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$	$U_c \sqrt{2/3}$	0	\vec{V}_4
1	1	1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

Tableau. II.1. Détermination des vecteurs tensions d'état de l'onduleur

V_α et V_β prennent un nombre fini de valeurs définissant les limites de 6 secteurs dans le plan (α, β) .

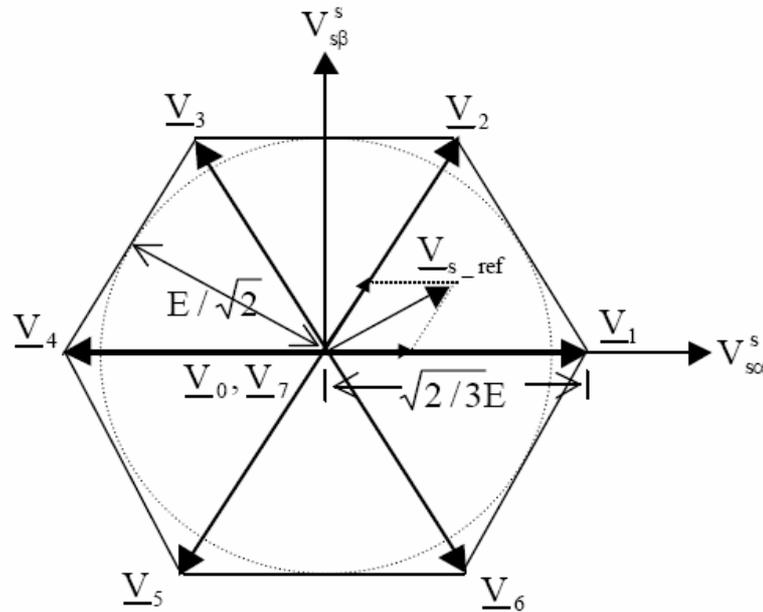


Fig.II.6. MLI Vectorielle

La modulation vectorielle nécessite une connaissance de la position du vecteur tension de référence dans le plan α, β ainsi que le secteur où il se trouve.

Il s'agit alors de déterminer les temps d'application des vecteurs tensions adjacents (T_i et T_{i+1}) et des vecteurs tensions nuls V_0 et V_7 .

Si le vecteur tension de référence se trouve dans le secteur I, on peut alors calculer les temps T_1, T_2 et T_0 comme suit:

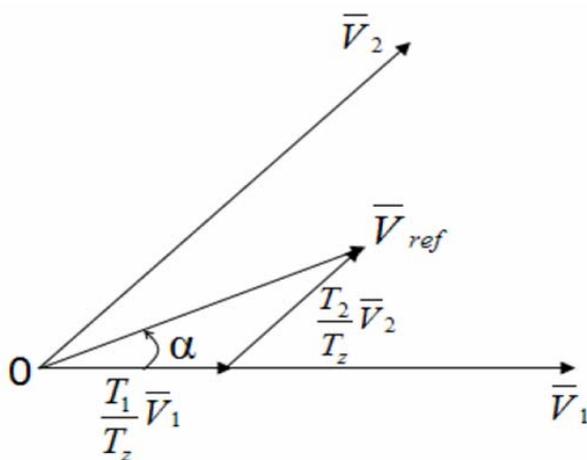


Fig.II.7. Vecteur de référence dans le secteur 1

$V \sin(\gamma) = V_2 \frac{T_2}{T_m} \cos(30^\circ) = V_2 \frac{T_2}{T_m} \frac{\sqrt{3}}{2}$ $V \sin(\gamma) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_c \frac{T_2}{T_m} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{U_c}{\sqrt{2}} \frac{T_2}{T_m}$	(II.14)
$T_2 = \frac{\sqrt{2}}{U_c} V \sin(\gamma) T_m$	(II.15)

Et.

$V \sin(60^\circ - \gamma) = \cos(30^\circ) V_1 \frac{T_1}{T_m}$	(II.16)
$\text{Donc } T_1 = \frac{\sqrt{2}}{U_c} V \sin(60^\circ - \gamma) T_m$	(II.17)

En effectuant le même calcul pour les autres secteurs restants et on déduit les formules généralisées suivantes :[2]

$T_i = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(i \frac{\pi}{3} - \gamma\right)$ $T_{i+1} = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\gamma - (i-1) \frac{\pi}{3}\right)$ $T_0 = T_m - (T_i + T_{i+1})$	(II.18)
---	---------

i désigne le numéro du secteur et T_i , T_{i+1} les temps d'application des vecteurs tensions lorsque le vecteur tension de référence se trouve dans le secteur i .

Il est intéressant de réduire, si possible, le nombre de commutations de chaque bras.

Parmi les 2 vecteurs adjacents, il y a toujours :

1 vecteur d'état impair

1 vecteur d'état pair

$$\vec{V}_1 \Leftrightarrow (1, 0, 0)$$

$$\vec{V}_2 \Leftrightarrow (1, 1, 0)$$

$$\vec{V}_3 \Leftrightarrow (0, 1, 0)$$

$$\vec{V}_4 \Leftrightarrow (0, 1, 1)$$

$$\vec{V}_5 \Leftrightarrow (0, 0, 1)$$

$$\vec{V}_6 \Leftrightarrow (1, 0, 1)$$

Comme il y a le choix pour la réalisation d'un vecteur nul, celui-ci est sélectionné de la manière suivante :

$$\vec{V}_0 \Leftrightarrow (0,0,0) \text{ est utilisé avant et après } \vec{V}_1, \vec{V}_3, \vec{V}_5$$

$$\vec{V}_7 \Leftrightarrow (1,1,1) \text{ est utilisé avant et après } \vec{V}_2, \vec{V}_4, \vec{V}_6$$

Dans ce cas, un bras ne commute que 2 fois pendant la période de commutation T_m .

La fréquence de commutation est donc égale à : $f_m = \frac{1}{T_m}$

Chaque période de commutation T_m est décomposée en deux demi-période $T_m/2$ symétriques.

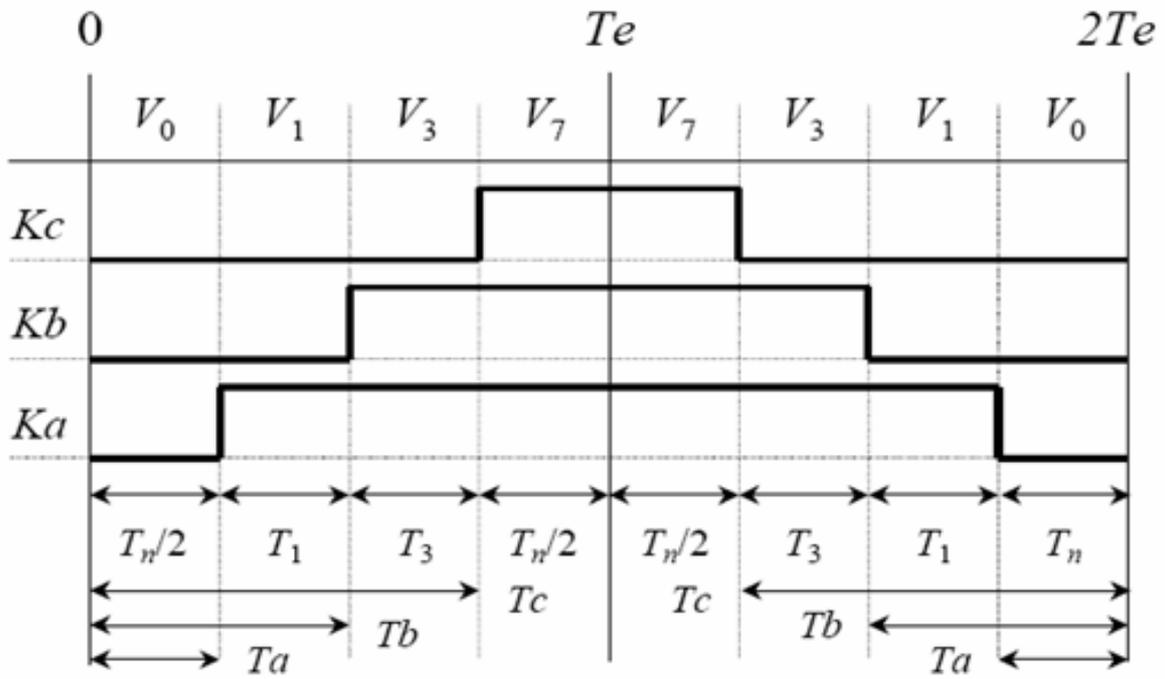


Fig.II.8. Séquence d'application des vecteurs sur une période $T_m=2T_e$
 Dans le secteur 1

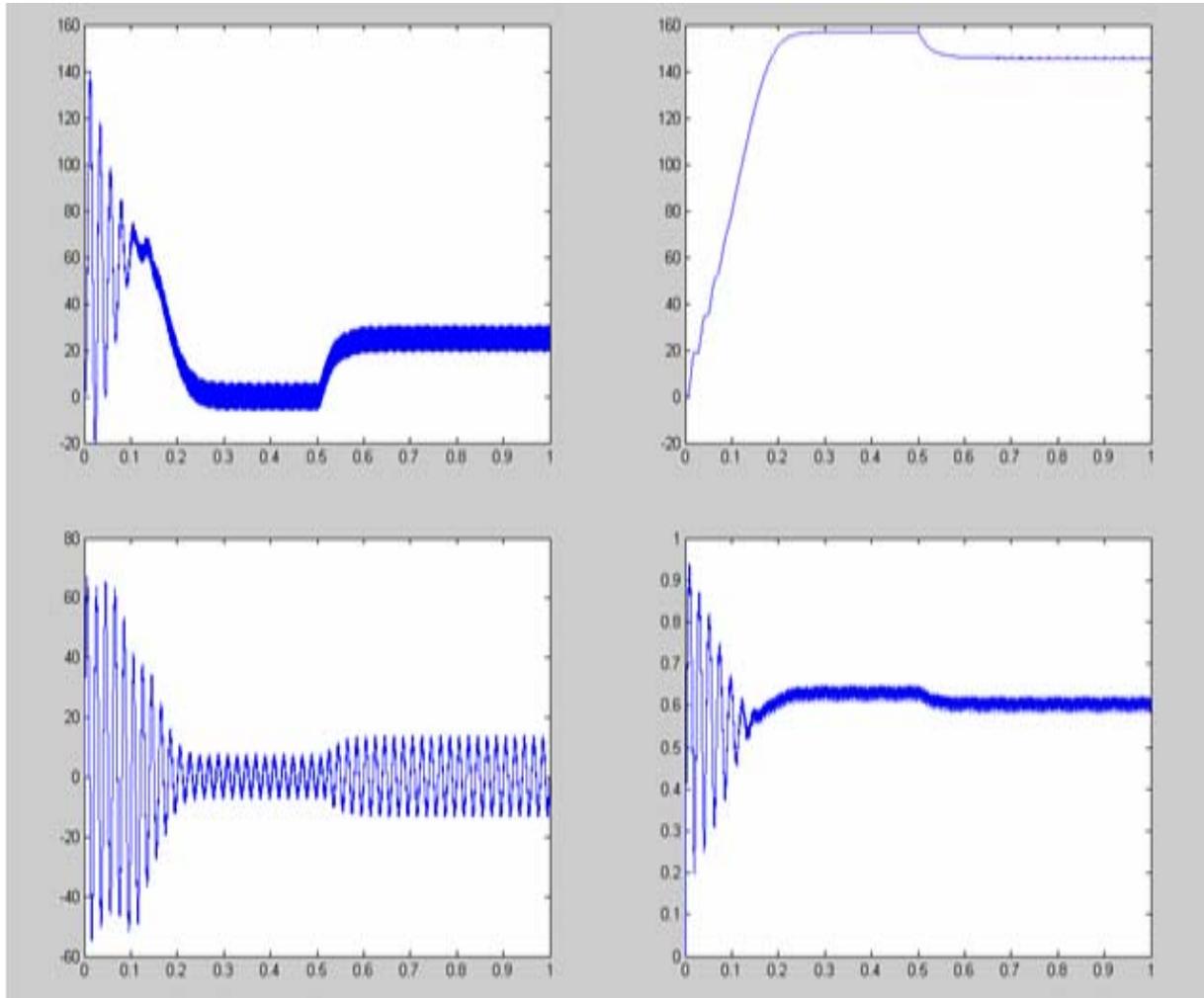
II.6.2.3 RESULTATS DE SIMULATION

Fig.II.9. Démarrage direct de la MAS par MLIV

(Couple, vitesse, courant, flux)

On remarque un fort appel de courant lors de démarrage, le couple et le flux présentent des oscillations aussi bien en régime transitoire qu'en régime établi.

La vitesse est quasi linéaire en régime transitoire

II.7 CONCLUSION

Dans ce deuxième chapitre on a présenté la modélisation du convertisseur de fréquence Commandé par les différentes techniques les plus fréquentes.

Les techniques MLI permettent la reconstitution des tensions désirées, en amplitude et en fréquence, à la sortie de l'onduleur. Cependant, ces techniques sont imparfaites car elles présentent des harmoniques générés par ces onde MLI qui entraînent des pertes dans la ligne (pertes fer dans le transformateur, pertes Joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes Joule, fer et par courants de Foucault) ainsi que des pulsations du couple de la charge. Ces harmoniques sont généralement repoussés vers des fréquences élevées ce qui facilite leurs filtrages. Donc, pour avoir des performances élevées, il est nécessaire d'installer des filtres à la sortie de l'onduleur.

Chapitre III

Etude des différentes techniques de commande de la machine asynchrone

III.1 INTRODUCTION

Grâce à son faible coût et sa simplicité de construction, conjugués aux techniques de variation de vitesse, la machine asynchrone s'impose de plus en plus dans les domaines de l'entraînement à vitesse variable.

Nous allons présenter dans ce chapitre les techniques de commande permettant de faire varier la vitesse des machines asynchrones à cage.

De part sa structure, la machine à cage d'écureuil possède un défaut important par rapport à la machine à courant continu et aux machines de type synchrone. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple.

Il est donc logique de dire que toute commande de ce moteur ne peut se faire qu'à travers la variation des paramètres de l'onde tension (alimentation en tension) ou de l'onde courant (alimentation en courant).

Ces variateurs peuvent être divisés en deux groupes : [1]

- Variateurs de vitesse à fréquence constante
- Variateurs de vitesse à fréquence variable

Le contrôle de la vitesse à fréquence statorique constante est obtenu par la variation de l'amplitude de la tension d'alimentation (ou du courant).

Les variateurs de vitesse à fréquence variable sont divisés en trois groupes :

- Le contrôle scalaire qui consiste à varier l'amplitude de la tension ou du courant et la fréquence statorique dans un rapport constant.
- Le contrôle vectoriel, plus complexe à réaliser que le précédent, nous donne des performances élevées à la machine asynchrone. Cette technique est basée sur le contrôle soit des deux composantes de la tension (ou du courant) liée à un repère

tournant, soit le sur le contrôle de l'amplitude de la tension et l'angle entre le flux statorique et le flux rotorique.

- Le contrôle direct du couple et du flux (DTC) qui sera présenté dans le chapitre qui suit.

III.2 VARIATION DE LA TENSION STATORIQUE

L'équation (I.13) nous donne les caractéristiques couple/vitesse de la machine asynchrone.

La figure suivante représente les caractéristiques électromécaniques d'une machine asynchrone pour trois valeurs de la tension.

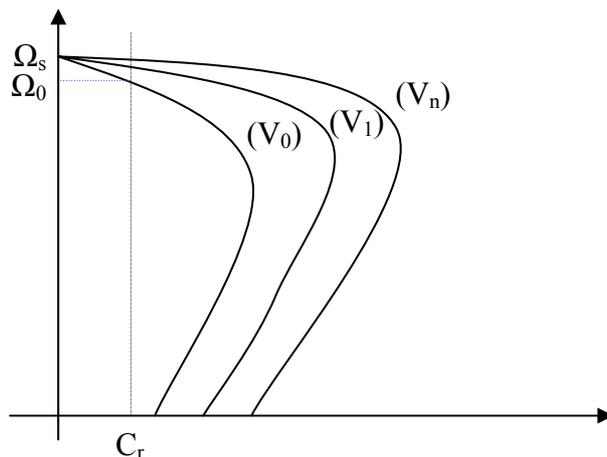


Fig. III.1 caractéristique couple/vitesse pour différentes tensions d'alimentations

La figure III.1 montre qu'une diminution de la tension à couple résistant constant provoque une diminution de la vitesse, mais aussi une diminution du couple maximal.

Cette technique présente beaucoup d'inconvénients : [4]

- Limitation de la plage de réglage
- Diminution du flux et augmentation du courant statorique, ce qui provoque une augmentation des pertes Joules
- Diminution de la tenue en couple, ce qui nécessite un surdimensionnement de la machine
- Les caractéristiques ne sont pas parallèles, ce qui est néfaste pour le réglage de la machine
- Rendement faible

De plus, la variation de la tension est généralement obtenue par un gradateur générant beaucoup d'harmoniques sur le réseau et sur la machine. Cela pose de gros problème de compatibilité électromagnétique.

Fig.III.2. Schéma de principe de la commande scalaire en tension

Le moteur est piloté par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion. Un capteur de vitesse permet d'accéder à la grandeur Ω . couple

ω_s permet de fournir une consigne de tension V_s pour l'onduleur : $V_s = k\omega_s$

Cette conception de contrôle est basée sur l'élaboration de V_s , alors que c'est V_E qui serait nécessaire. Mais V_E n'est pas une grandeur accessible.

Ces deux grandeurs différents toutefois assez peu dans le cas où l'on peut négliger la chute de tension $R_s I_s$.

Ceci est le cas à vitesse assez proche de la vitesse nominale, mais ça n'est plus vrai aux faibles vitesses car $R_s I_s$ ne peut plus être négligé.

Pour prendre en compte cette chute de tension, on fait recours à un ajustage manuel ou automatique. [12]

L'ajustage manuel qui consiste à adopter une loi tension/fréquence avec augmentation fixe de la tension à basse fréquence. Cet ajustage permet d'obtenir un couple élevé à basse vitesse, mais présente l'inconvénient de maintenir un couple élevé dans le moteur à vide avec risque de saturation et de surcharge.

L'ajustage automatique qui consiste à délivrer au moteur une tension avec compensation automatique de la chute de tension $R_s I_s$.

A une vitesse donnée, la tension fournie au moteur varie en fonction de la charge. Cet ajustage permet d'obtenir un couple élevé, à basse vitesse, tout en ayant un courant faible à vide. Par contre, il présente l'inconvénient d'un temps de réponse plus lent.

III.3.1.2 RESULTATS DE SIMULATION

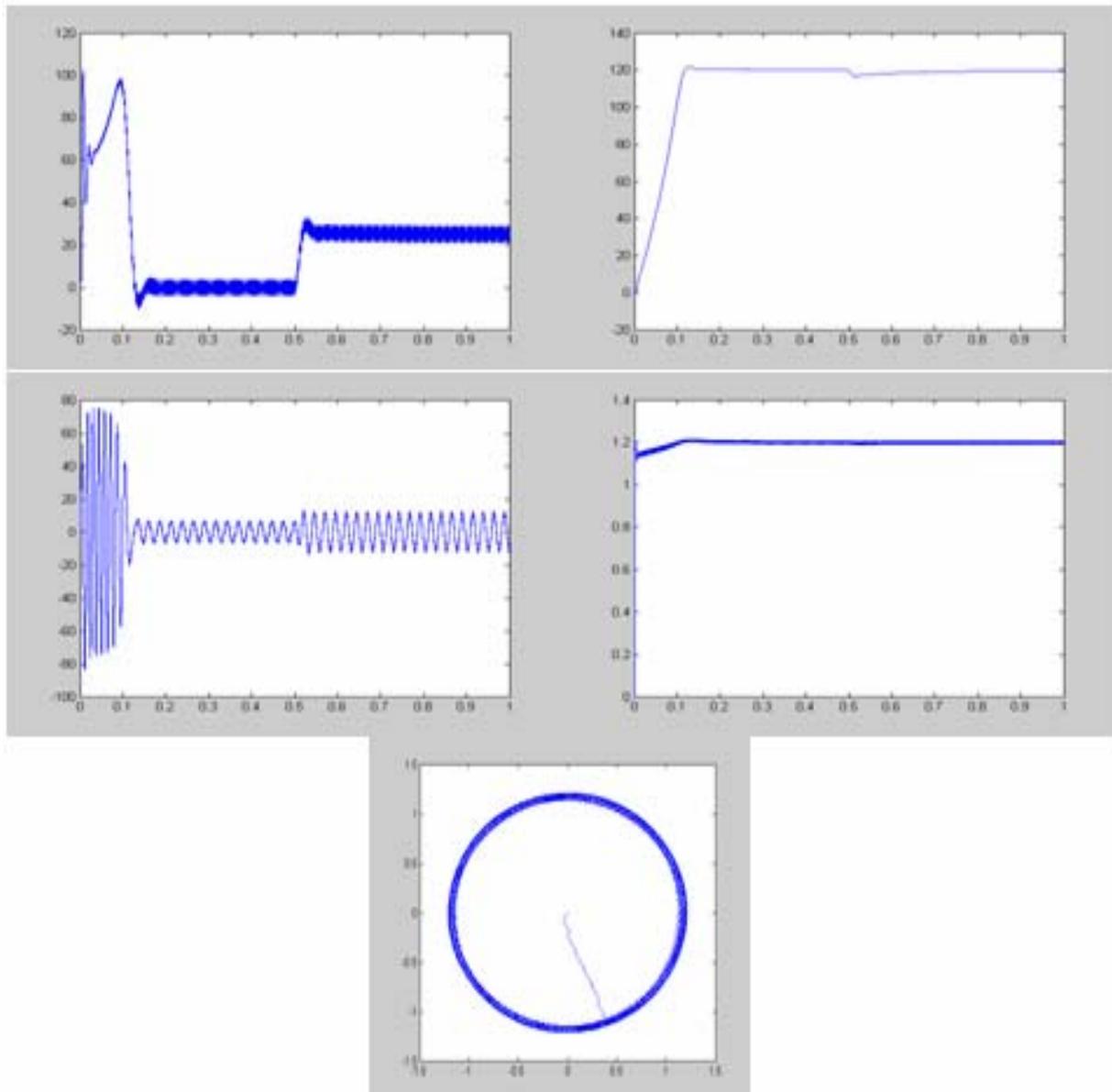


Fig.III.3. Commande scalaire par MLI sinusoïdale
(Couple, vitesse, courant, flux)

On remarque : une forte oscillation du couple.

un fort appel de courant lors de démarrage du moteur

le flux est insensible aux variations du couple.

le courant est bien maîtrisé par rapport à la commande scalaire en courant

III.2 COMMANDE SCALAIRE EN COURANT

III.2.1 PRINCIPE

Le principe de la commande scalaire en courant est montré sur la figure suivante :

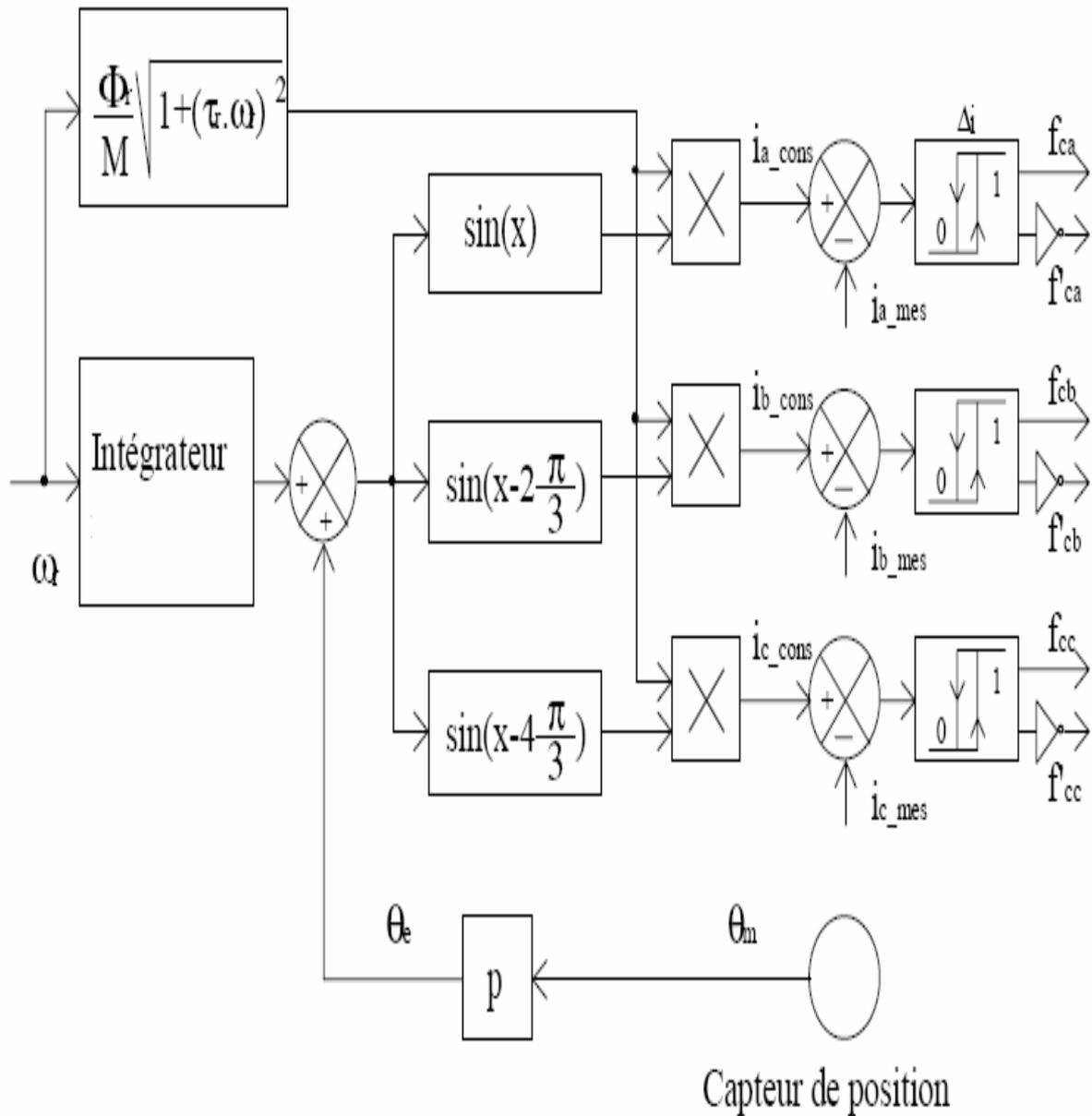


Fig.III.4. Schéma de commande en courant

III.2.2 RESULTATS DE SIMULATION

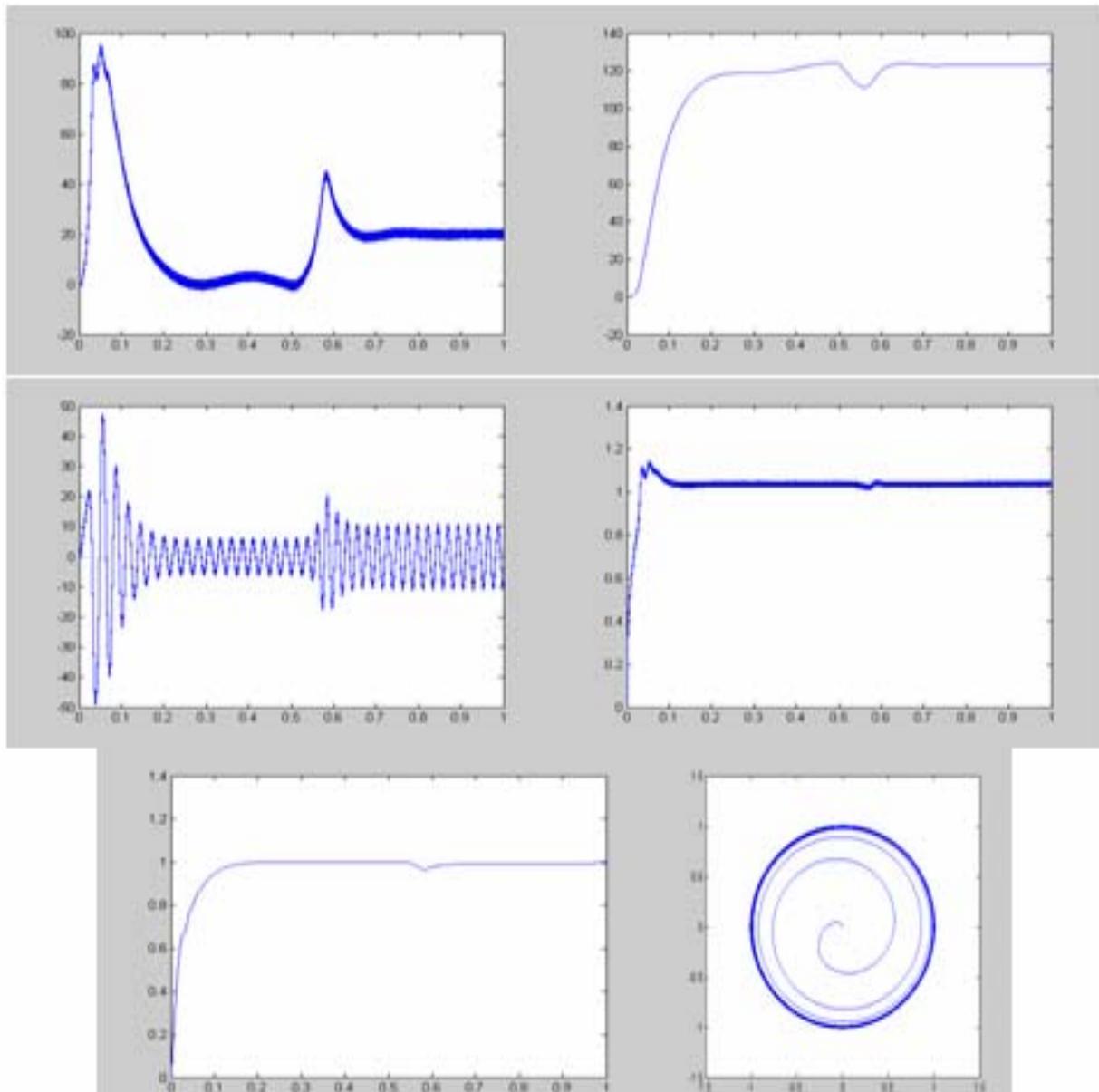


Fig.III.5. Commande scalaire en courant par hystérésis
(Couple, vitesse, courant, flux)

On constate que : le couple présente un pic au démarrage.

un fort appel de courant.

le flux et la vitesse sont sensibles aux variations du couple.

III.4 COMMANDE VECTORIELLE

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (courant d'excitation) et celle liée au couple (courant d'induit).

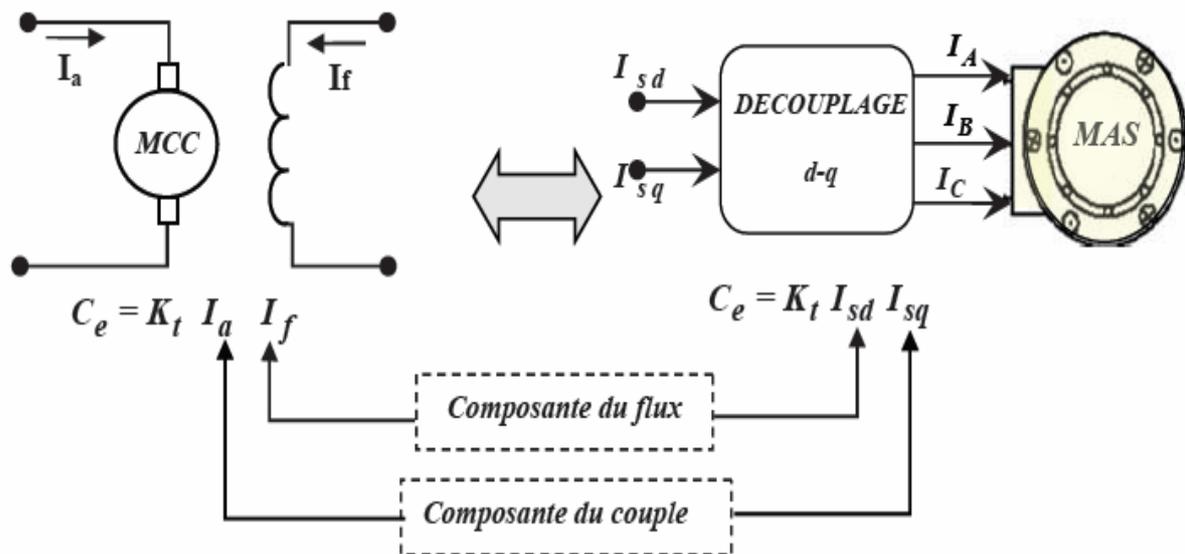


Fig.III.6. Schéma de principe du découplage de la MAS par analogie du MCC

Ce découplage permet d'obtenir une réponse plus rapide du couple. [2], [3]

Cette commande est basée sur l'orientation de l'un des flux, rotorique, statorique ou celle d'entrefer. En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe d-q que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire :

$$\varphi_d = \varphi$$

$$\varphi_q = 0$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

En imposant, $\varphi_{qr} = 0$ les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant s'écrivent :

$$\varphi_r = \varphi_{dr}$$

(III.3)

$V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs}$	(III.4)
$V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds}$	(III.5)
$T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M_{sr} I_{ds}$	(III.6)
$\omega_r = \frac{M_{sr}}{T_r \varphi_r} I_{qs}$	(III.7)
$C_e = p \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_r I_{qs}$	(III.8)

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$V_{ds} = (R_s + p\sigma L_s)I_{ds} + p \frac{M_{sr}}{L_r} - \omega_s \sigma L_s I_{qs}$	(III.9)
$V_{qs} = (R_s + p\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds}$	(III.10)
$\varphi_r = \frac{M_{sr}}{1 + T_r p} I_{ds} ; \varphi_r = M_{sr} I_{ds} \text{ en régime permanent}$	(III.11)
$\omega_r = \frac{M_{sr}}{T_r \varphi_r} I_{qs}$	(III.12)

Il existe des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte. Dans la commande directe, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r .

En ce qui concerne la méthode directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

La commande est dite à boucle ouverte s'il n'y a pas de régulation de flux. Le flux est imposé dans ce cas par I_{ds} , de plus la pulsation statorique peut uniquement être estimée par la relation :

$\theta_s = \int_0^t (p\Omega + \frac{I_{qs}^*}{T_r I_{ds}^*}) dt \text{ où } I_{ds}^* = \frac{\varphi_r^*}{M_{sr}}$	(III.13)
--	----------

III.4.1 COMMANDE VECTORIELLE EN TENSION

III.4.1.1 PRINCIPE

Dans ce type de commande, l'angle θ_s utilisé pour la transformation directe et inverse de Park est calculé à partir de la formule (III.3). [7], [9]

Nous présentons ci-dessous le schéma de principe de la commande vectorielle en tension d'une machine asynchrone.

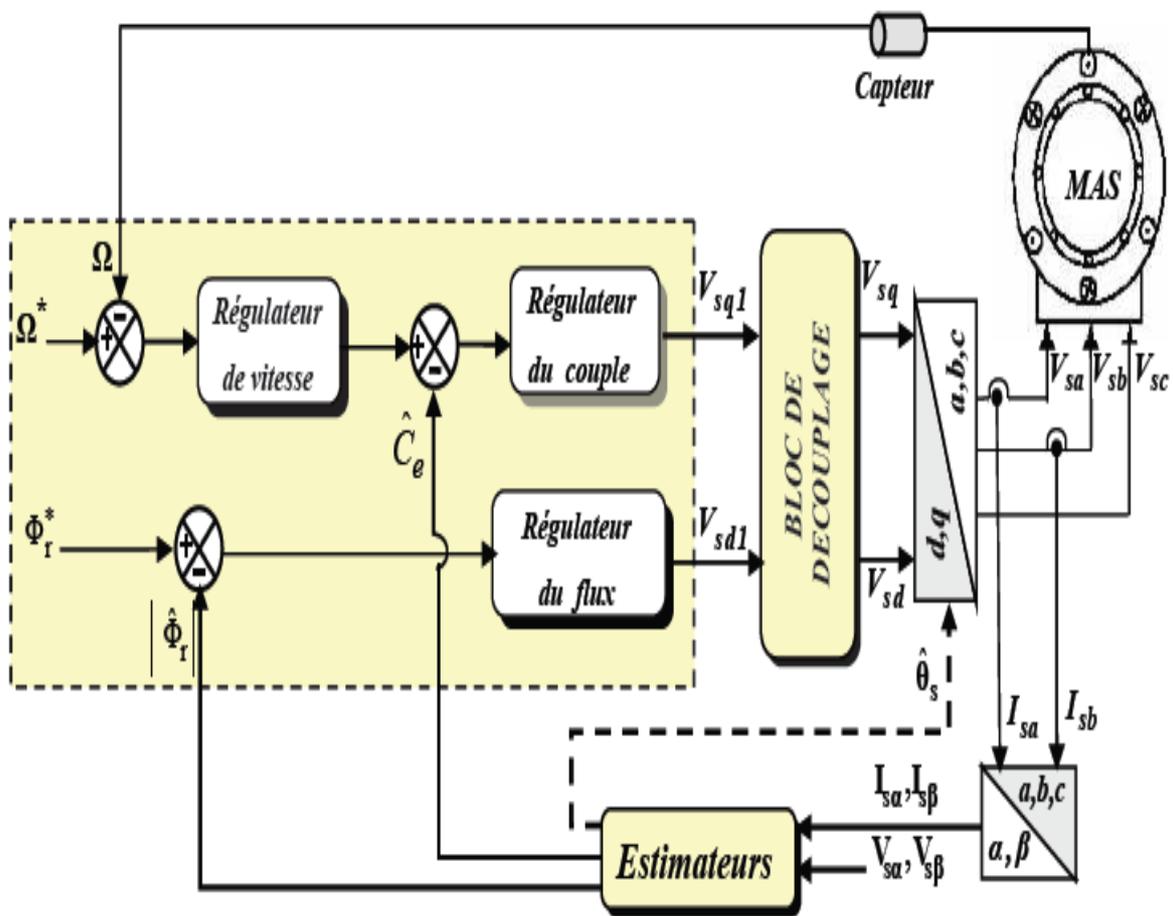


Fig.III.3 Schéma de simulation de la commande vectorielle en tension

III.4.1.2 RESULTATS DE SIMULATION

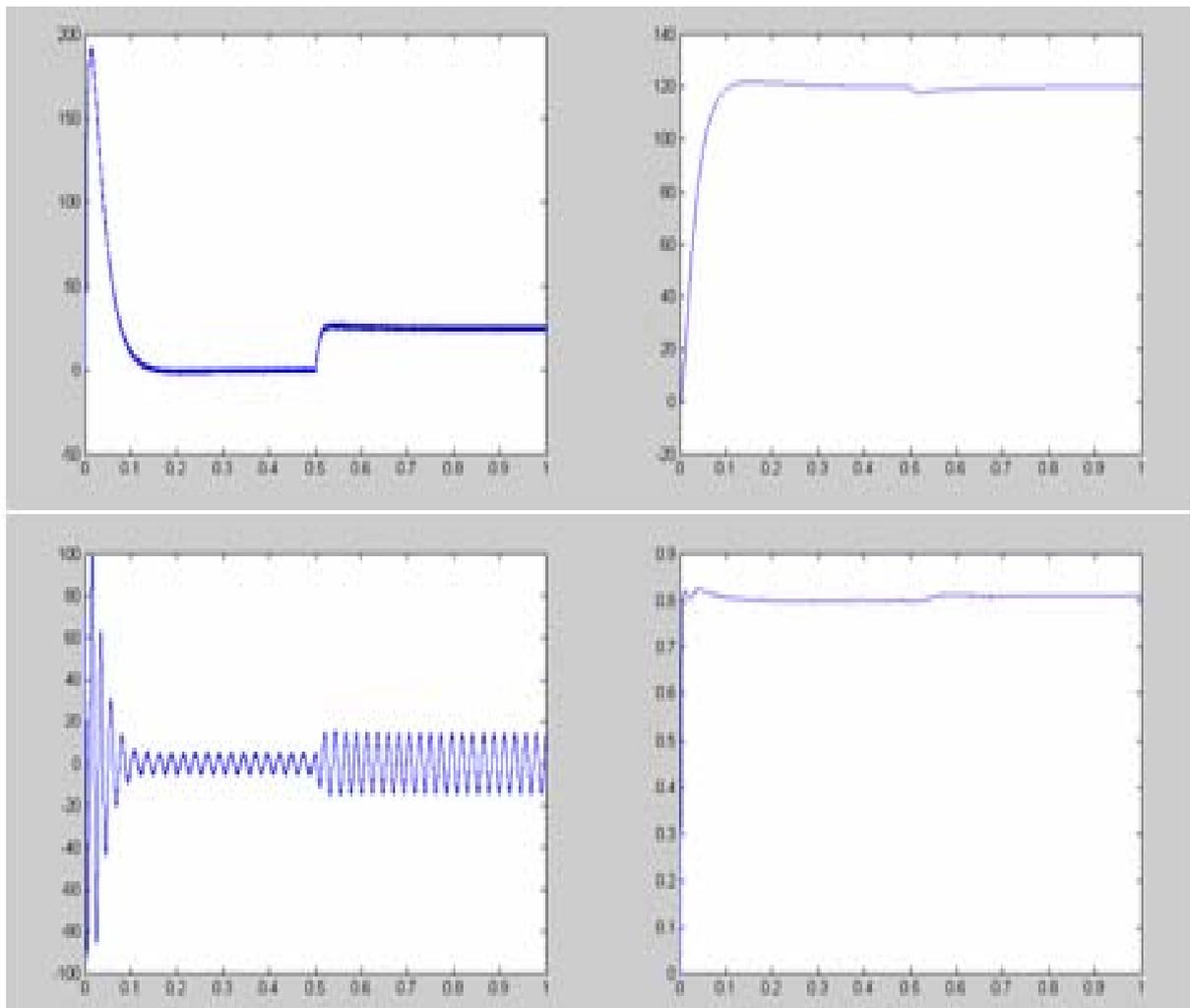


Fig.III.4. Commande vectorielle d'une MAS par MLIS
(Couple, vitesse, courant, flux)

On remarque que : Le couple présente un pic au démarrage

Le flux et la vitesse sont légèrement sensibles aux variations du couple

Un temps de réponse du couple et de vitesse nettement amélioré par

Rapport à la commande scalaire

III.4.2 COMMANDE VECTORIELLE EN COURANT

III.4.2.1 PRINCIPE

Le principe de commande est montré sur la figure suivante :

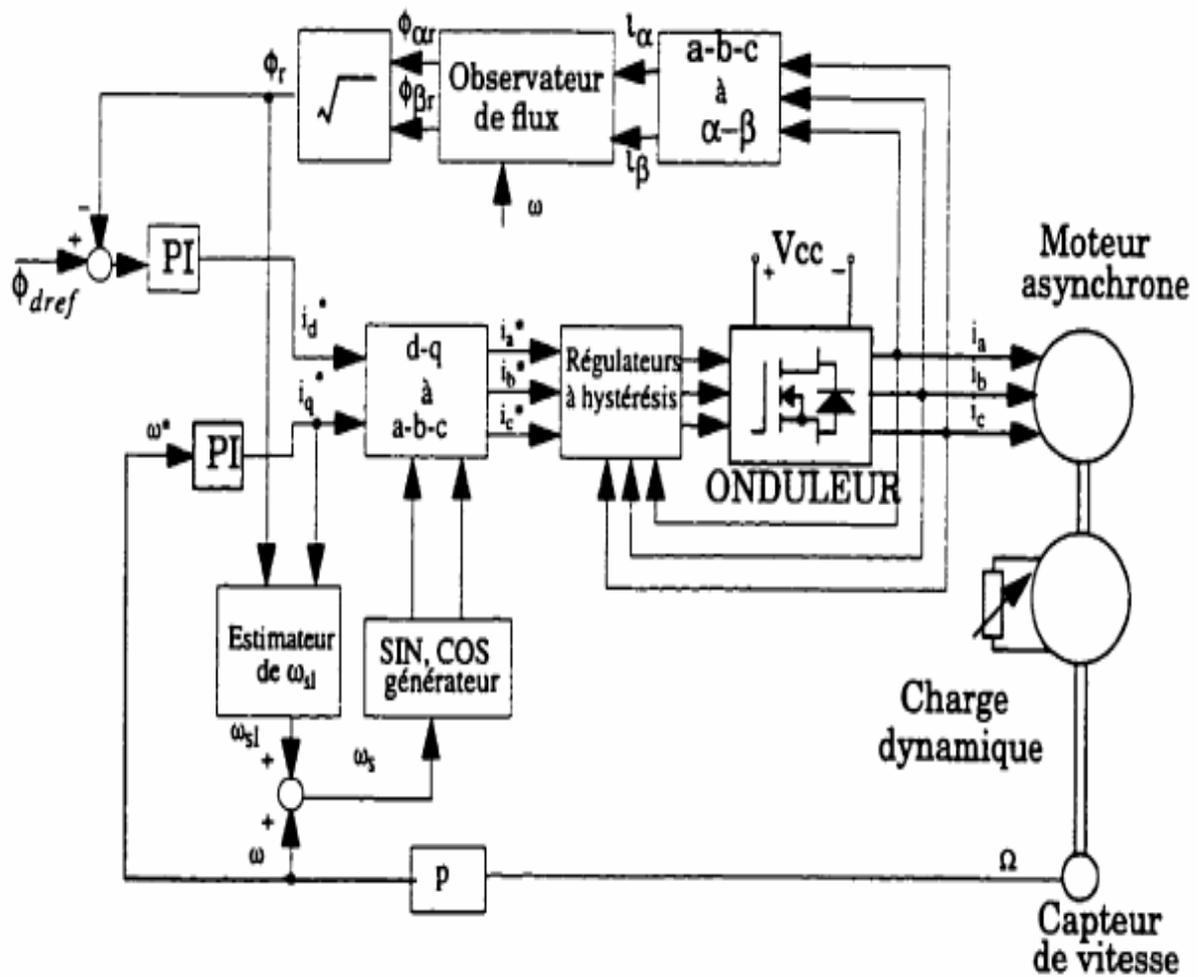


Fig.III.5. Schéma de principe de la commande vectorielle en courant

III.4.2.2 RESULTATS DE SIMULATION

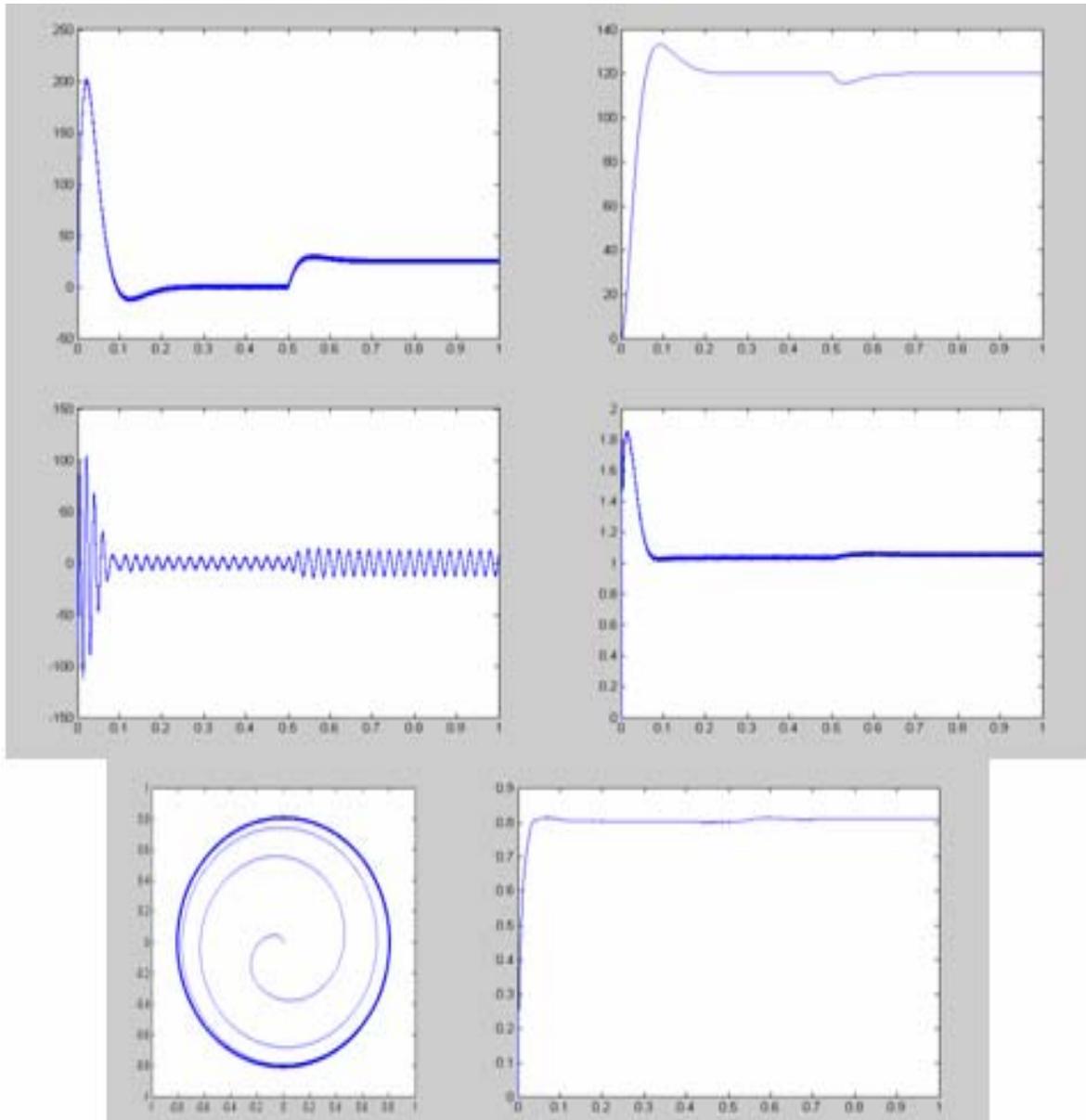


Fig.III.6. Evolution des grandeurs en commande vectorielle en courant
(Couple, vitesse, courant, flux)

Il est facile à remarquer que : la vitesse et le flux sont plus sensibles aux variations du couple
Par rapport à la commande vectorielle en tension

la caractéristique du couple est meilleur en commande vectorielle en tension

III.5 CONCLUSION

Les besoins sont très variés dans le domaine des entraînements. Ils vont des applications simples telles que l'entraînement des pompes, ventilateurs, jusqu'à des applications nécessitant des performances dynamiques ainsi que des plages de vitesse très étendues. Les lois de commande décrites dans ce chapitre permettent d'atteindre des niveaux de performances très différents, et couvrent aujourd'hui la plus grande partie des applications. La variation de la fréquence permet au moteur asynchrone de fonctionner au-delà de sa vitesse nominale mais cela diminue le couple maximale.

La commande scalaire permet de surmonter ce problème en gardant le couple maximale constant. Cette technique, bien qu'elle présente des avantages, elle ne permet pas un contrôle dynamique du couple surtout en basse fréquence.

La commande vectorielle présente des performances dynamiques et statiques très élevées Mais elle présente l'inconvénient majeur d'être sensible aux variations paramétriques de la machine ce qui dégrade la robustesse du modèle de commande.

Chapitre IV

Commande directe du couple (DTC)

IV.1 INTRODUCTION

La technique de commande directe du couple (Direct torque control ou DTC) a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique. [2]

La DTC est une technique de commande qui assure un découplage du flux et du couple et simple à mettre en œuvre.

Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques ; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position).

Beaucoup de travaux ont été faits par les chercheurs dans ce domaine dont le but d'améliorer la technique de base énoncé par Takahashi.

IV.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique.[13], [8]

L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position du vecteur statorique dans le plan complexe. Pour cela, le plan est divisé en six secteurs et quelquefois en douze.

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la figure suivante (Fig.IV.1).

Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs

composantes dans le plan complexe $\alpha\beta$. Le régulateur de flux est à deux niveau et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par Takahashi.[8]

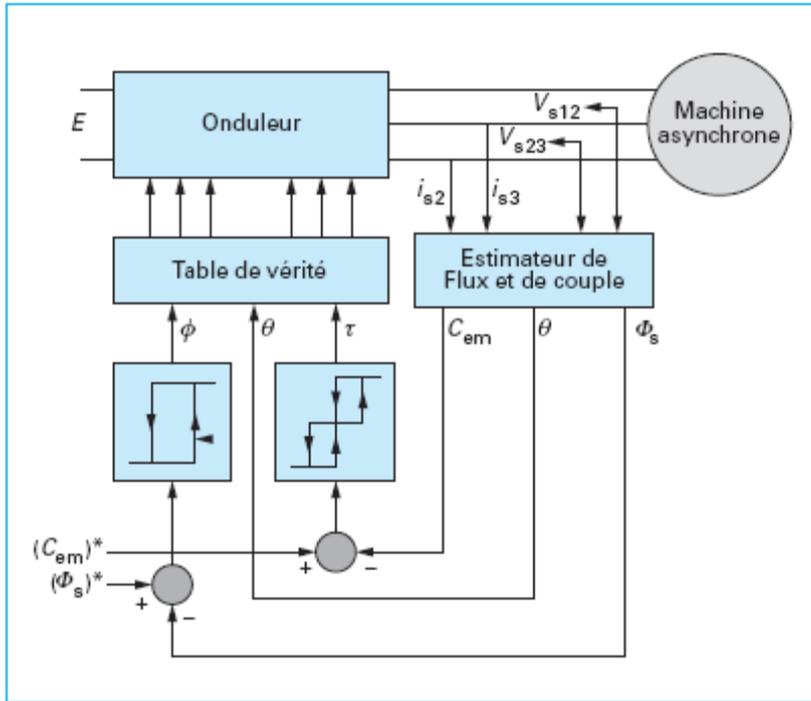


Fig.IV.1 Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

IV.3 CONTROLE DU FLUX ET DU COUPLE

IV.3.1 CONTROLE DU FLUX

On se place dans un repère fixe $\alpha\beta$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \Rightarrow \bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \tag{IV.1}$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance l'équation (IV.1) devient :

$$\bar{\varphi}_s(k+1) \approx \bar{\varphi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \Rightarrow \Delta \bar{\varphi}_s \approx \bar{V}_s T_e \tag{IV.2}$$

Où :

- $\bar{\varphi}_s(k)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel
- $\bar{\varphi}_s(k+1)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant
- $\Delta \bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_s(k+1) - \bar{\varphi}_s(k)$: vecteur variation de flux statorique
- T_e : période d'échantillonnage

On trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de son état initial, une droite parallèle au vecteur tension appliqué (voir Fig.IV.2).[2]

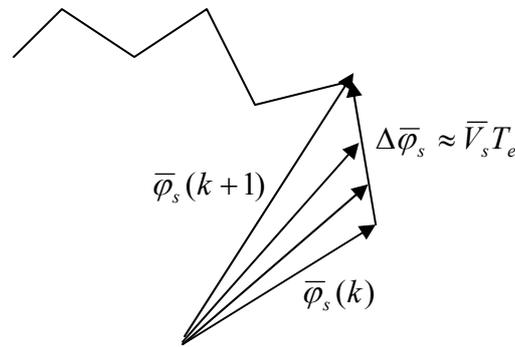


Fig.IV.2 Evolution du vecteur flux dans le plan $\alpha\beta$

La relation (IV.2) montre que la vitesse de rotation du flux est égale à la tension appliquée. L'application d'un vecteur tension colinéaire avec le vecteur flux agit directement sur l'amplitude de ce dernier. En revanche, si on applique un vecteur tension en quadrature avec le flux, il agit sur la phase du flux et provoque soit une accélération, soit une décélération du vecteur flux. Enfin, si on applique une tension nulle (V_0 ou V_7), le vecteur flux reste fixe.

IV.3.2 CONTROLE DU COUPLE

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique.

$C_e = k(\overline{\varphi}_s \wedge \overline{\varphi}_r) = k \overline{\varphi}_s \overline{\varphi}_r \sin(\theta)$	(IV.3)
---	--------

L'angle θ est le déphasage entre les deux flux. Le flux statorique est la somme du flux rotorique et de flux de fuites totales.

Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes : [8], [2]

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles
- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion σ dont la valeur moyenne est d'environ 0.1.

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites. Donc le couple dépend uniquement du produit $|\overline{\varphi}_s|\sin\theta$.

Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle θ .

IV.4 STRATEGIE DE COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC)

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant :[2], [13]

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e ($T_e \leq 50\mu s$)
- A chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique
- On estime le couple grâce à la relation suivante : $C_e = p(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha})$
- On détermine le vecteur tension à appliquer à la machine selon une logique qu'on va présenter dans ce qui suit

Le synoptique de commande de cette stratégie est présenté sur la figure suivante :

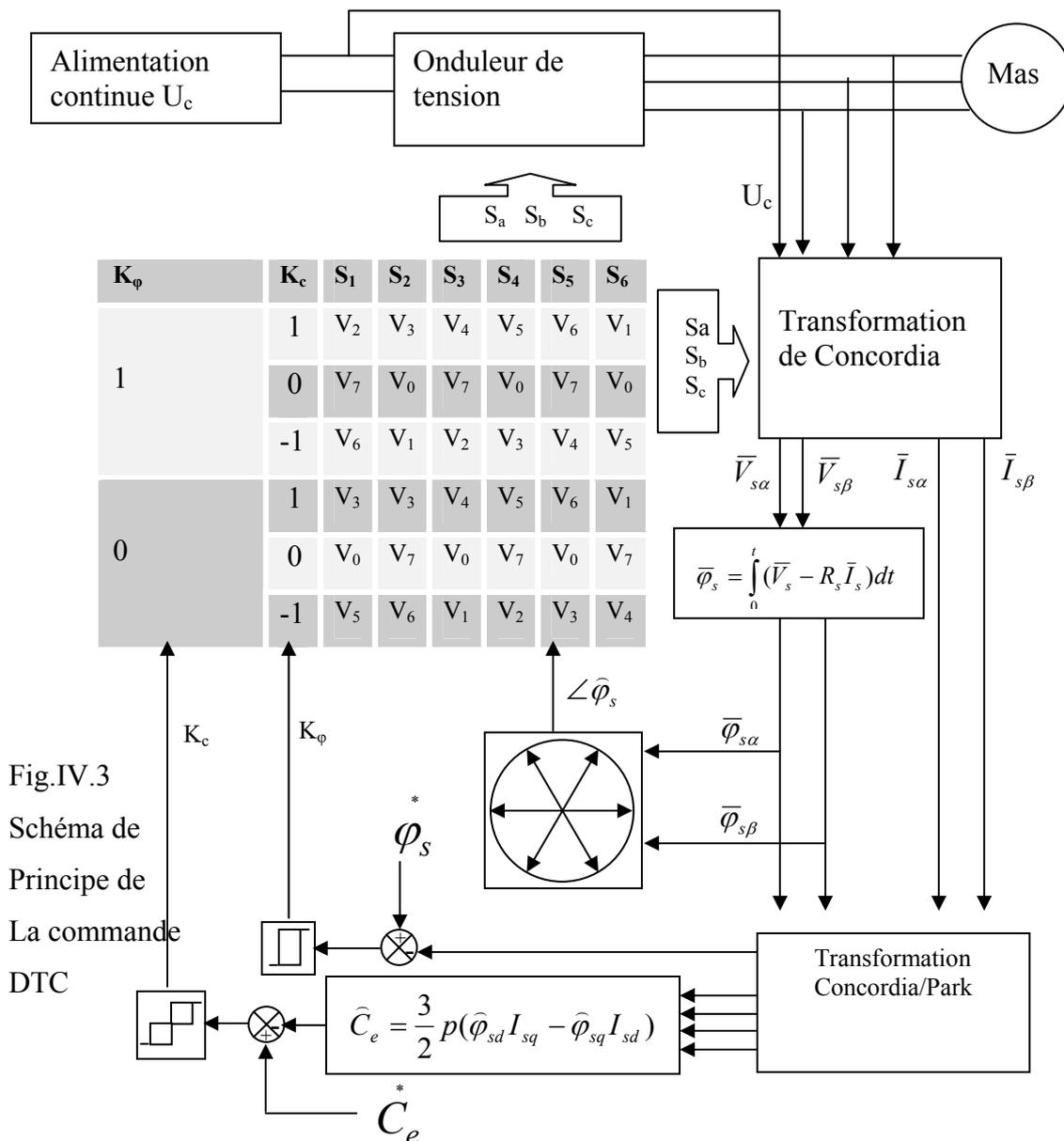


Fig.IV.3
Schéma de
Principe de
La commande
DTC

IV.5 ESTIMATEURS

IV.5.1 ESTIMATEUR DU FLUX STATORIQUE

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tension de la machine.

A partir de l'équation :

$\bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt$	(IV.4)
---	--------

On obtient les composantes α et β du vecteur $\bar{\varphi}_s$:

$\varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt$	(IV.5)
---	--------

$\varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt$	(IV.6)
--	--------

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_a S_b S_c) et de la mesure de la tension U_d et par application de la transformée de Concordia :

$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$ $V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c))$ $V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_d (S_b - S_c)$	(IV.7)
---	--------

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels I_{sa} , I_{sb}

I_{sc} et en appliquant la transformée de Concordia :

$\begin{cases} \bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \\ I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases}$	(IV.8)
---	--------

Le module du flux statorique s'écrit :

$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2}$	(IV.9)
---	--------

La zone N_i dans laquelle se trouve se trouve le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est déterminée par le calcul de la phase de se vecteur :

$\angle \bar{\varphi}_s = \arctg \frac{\varphi_{s\alpha}}{\varphi_{s\beta}}$	(IV.10)
--	---------

IV.5.2 ESTIMATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante :

$C_e = \frac{3}{2} p (\hat{\varphi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta} I_{s\alpha})$	(IV.11)
---	---------

IV.6 CORRECTEURS

IV.6.1 CORRECTEUR DE FLUX

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure IV.4.[2], [13]

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique.

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\phi_s / dt > 0 & \text{alors } K_\phi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\phi_s / dt < 0 & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 0 \end{array} \right.$$

$K_\phi = 0$ signifier qu'il faut réduire le flux.

$K_\phi = 1$ signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.

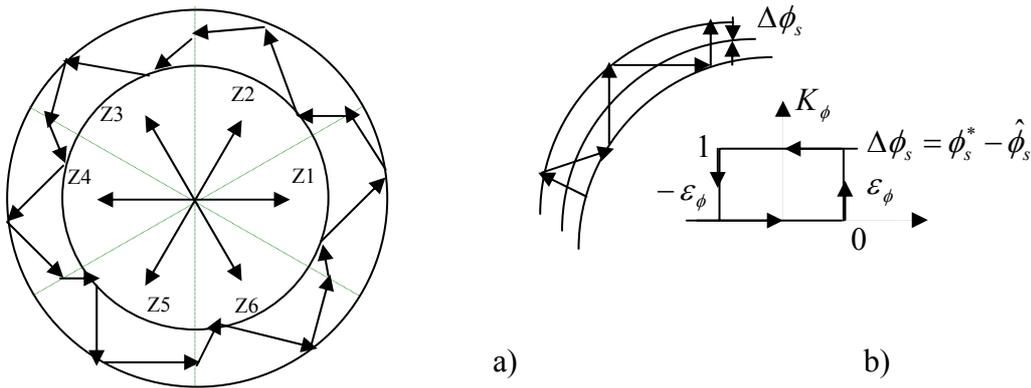


Tableau.IV.2

- a) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux
- b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux

IV.6.2 CORRECTEUR DE COUPLE

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d’hystérésis et d’imposer ainsi l’amplitude des ondulations du couple.

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre cadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure ; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux.[8]

Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif.

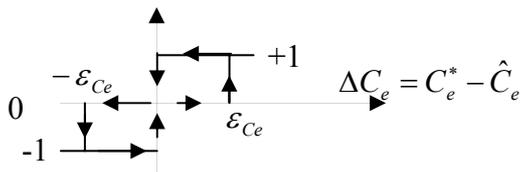


Fig. IV.5 Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta C_e > \varepsilon_{Ce} & \text{alors } K_c = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} \text{ et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} \text{ et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } K_c = 1 \\ \text{Si } \Delta C_e < -\varepsilon_{Ce} & \text{alors } K_c = -1 \\ \text{Si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\ \text{Si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } K_c = -1 \end{array} \right.$$

- $K_c = 1$ signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter.
- $K_c = -1$ signifie que le couple est supérieur à la limite supérieure de la bande et il faut le diminuer
- $K_c = 0$ signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc l'y maintenir

On note aussi que l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux est possible, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute pas, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et par conséquent, on diminue les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

IV.7 CHOIX DU VECTEUR TENSION

Le choix du vecteur tension statorique \bar{V}_s dépend de la position du vecteur flux statorique dans le plan complexe $\alpha\beta$, de la variation souhaitée pour le module du flux $\bar{\varphi}_s$, de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation du flux.[2], [8], [15]

L'espace d'évolution du flux est divisé en six zones appelées secteurs, telle que représentées sur la figure (IV.6).

- Lorsque le flux $\bar{\varphi}_s$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs suivants :

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croît et C_e croît
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croît et C_e décroît
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ décroît et C_e croît
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ décroît et C_e décroît
- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 est sélectionné la rotation de $\bar{\varphi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i.

En effet, en début de la zone, les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\varphi}_s$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$, alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$ en début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution de flux ou du couple, dans la zone i, les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur tension statorique \bar{V}_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur $\bar{\varphi}_s$.

Un estimateur de $\bar{\varphi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

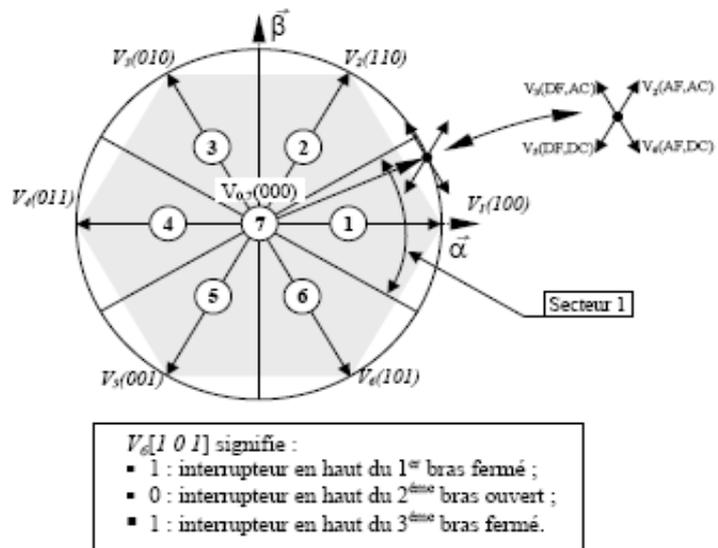


Fig. IV.6 Partition du plan complexe en six secteurs

IV.8 ELABORATION DES TABLES DE COMMUTATION

IV.8.1 TABLE DE COMMUTATION AVEC SEQUENCES NULLES

La table de commutation est construite à partir du comportement du système donné par les variables K_ϕ et K_c et le secteur du flux statorique.

L'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs $\vec{V}_{i+1}, \vec{V}_{i+2}, \vec{V}_{i-1}, \vec{V}_{i-2}$ qui peuvent être appliqués à la machine asynchrone dans le secteur S_i est montrée sur le tableau suivant :

Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
ϕ_s				
C_e				

Tableau. IV.1 Table généralisée pour le choix des vecteurs tensions

Pour expliquer comment peut-on construire la table de commutation, on considère l'exemple où $K_\phi = 1, K_c = 1, S_i=1$. Le vecteur flux se trouve dans le secteur 1 et il faut augmenter le couple et le flux. On dispose des six tensions actives. Sur la figure IV.6, nous voyons que les

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau.IV.2. Table de commutation défini par Takahashi

tensions V_1 , V_2 et V_6 ont tendance à augmenter l'amplitude du flux, alors que V_2 , V_3 et V_4 ont tendance à accélérer le vecteur flux, donc à augmenter l'angle θ et donc le couple. On vérifie que pour cette position du vecteur flux dans le secteur 1, seule la tension V_2 est capable d'augmenter à la fois l'amplitude du flux et du couple. On peut ainsi envisager les différents cas. On choisit une séquence nulle toutes les fois où $K_c=0$, c'est-à-dire quand le couple est à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le choix entre V_0 et V_7 est fait pour réduire la fréquence de commutation.

En se basant sur ces hypothèses, on peut établir le tableau de commutation proposé par Takahashi.[2], [8], [15], [13]

On remarque qu'on passe d'un secteur au suivant par une permutation circulaire de l'indice de la tension.

IV.8.2 TABLE DE COMMUTATION SANS SEQUENCES NULLES

Dans ce cas on n'utilise que les séquences actives. Cette stratégie est plus simple à mettre en œuvre et permet d'éviter le caractère aléatoire lorsque la machine fonctionne en régime générateur.

La table suivante illustre cette modification.[2], [8], [13]

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau. IV.3 Table de commutation sans séquences nulles

IV.10 RESULTATS DE SIMULATION

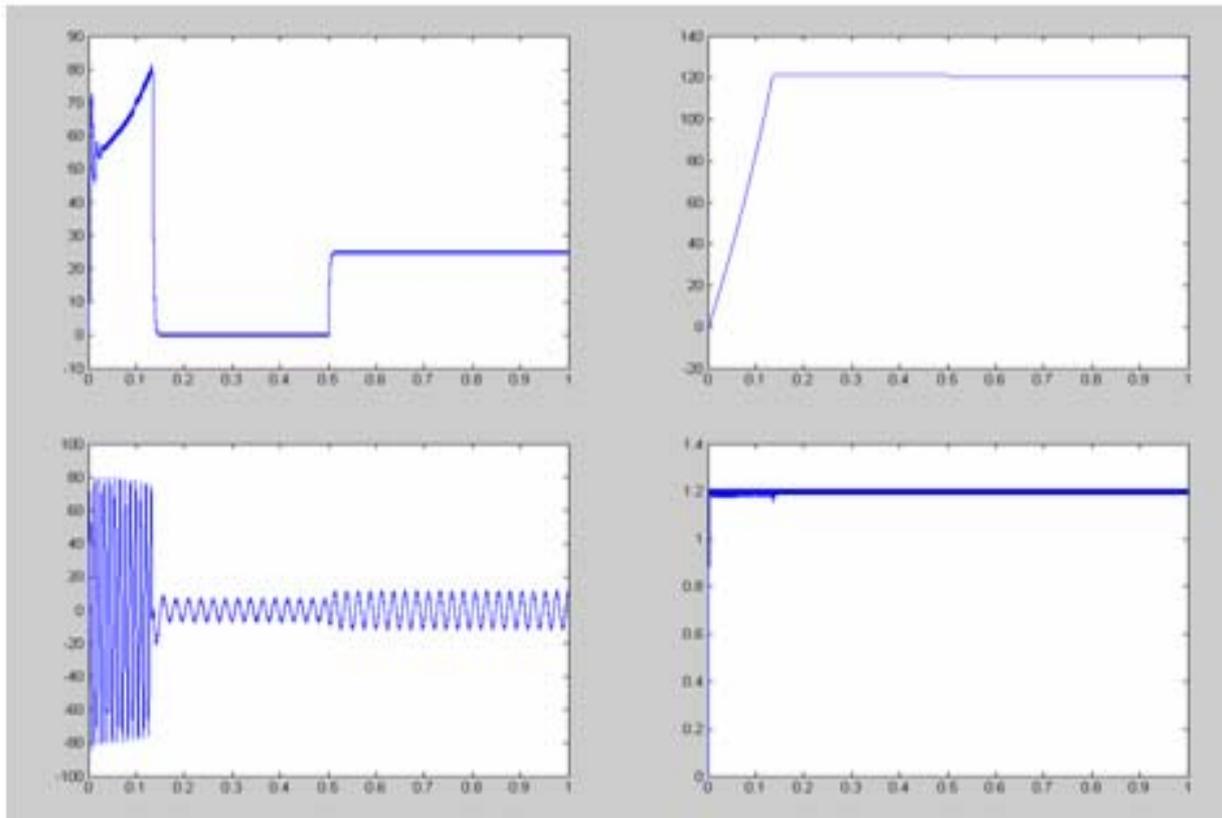


Fig.IV.7. Evolution des grandeurs (couple, vitesse, courant, flux) pendant un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 25 N.m à l'instant $t=0.5$ s

On remarque que : le couple présente des oscillations au démarrage
La vitesse et le flux sont insensibles aux variations de la charge
le courant présente des fortes oscillations au démarrage

IV.11 BILAN COMPARATIF DES RESULTATS

Les résultats de simulation obtenus pour les différents types de commande classiques obtenus au chapitre précédent forment une base de données qui nous permet de juger les qualités et les performances de la stratégie de commande DTC.

Comparaison des couples

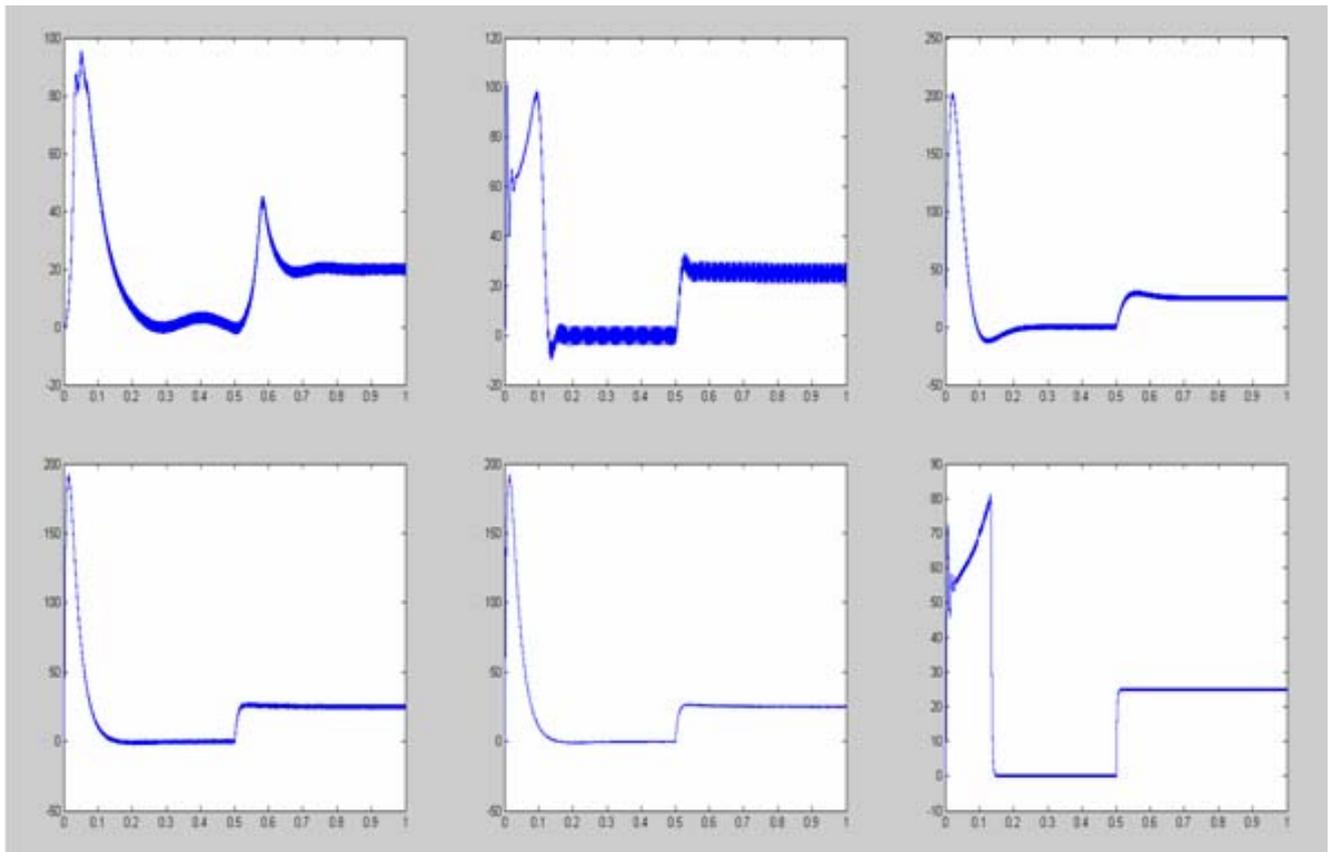


Fig.IV.9 Evolution du couple : $CS(i)$, $CS(v)$, $CV(i)$, $CV(MLIS)$, $CV(MLIV)$, DTC

On remarque que : le pic de couple au démarrage est réduit en DTC par rapport au FOC et au scalaire
le couple présente une dynamique rapide par rapport à celui du FOC et celui du scalaire

Comparaison des vitesses

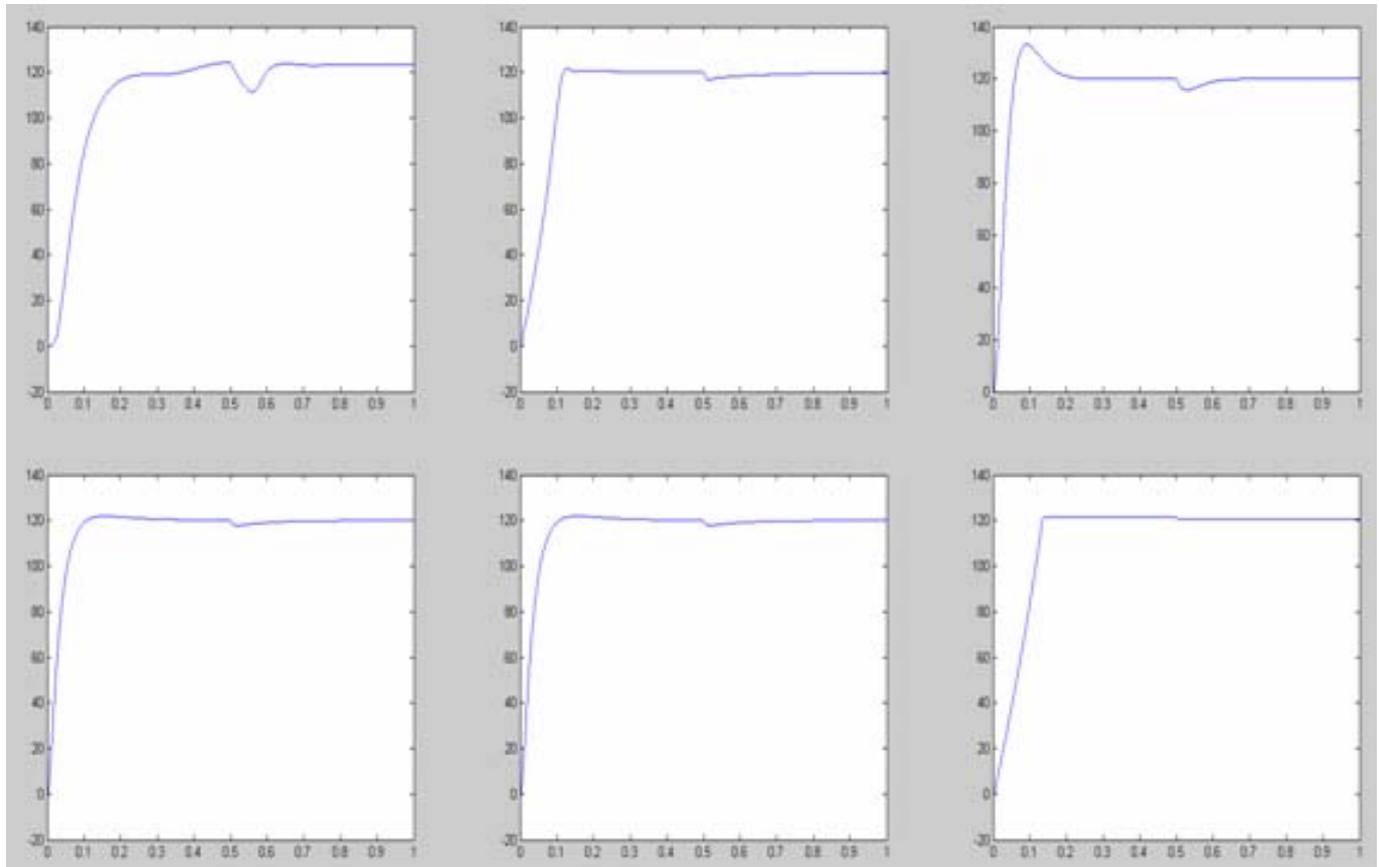


Fig.IV.10. Evolution de la vitesse : **CS(i), CS(v), CV(i), CV(MLIS), CV(MLIV), DTC**

On remarque que: la vitesse présente une dynamique rapide sans dépassement au démarrage par rapport au FOC et au scalaire
la vitesse est moins sensible au DTC par rapport au FOC et au scalaire
lors des variations de la charge.

Comparaison des courants

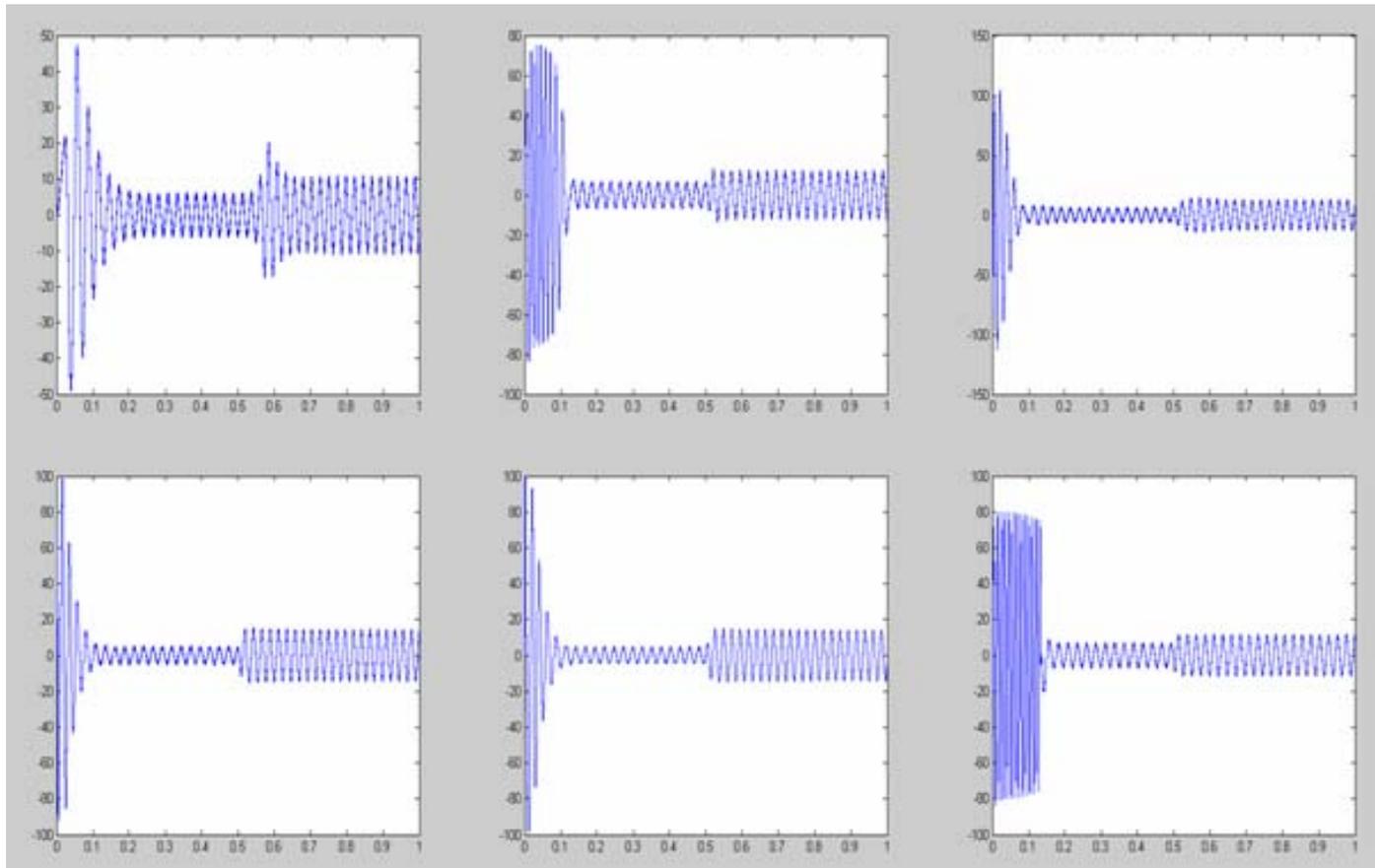


Fig.IV.11. Evolution des flux : $CS(i)$, $CS(v)$, $CV(i)$, $CV(MLIS)$, $CV(MLIV)$, DTC

On remarque que : l'appel de courant au démarrage est réduit au DTC par rapport au FOC et au scalaire mais il présente beaucoup d'oscillations.

à vide le courant est plus réduit au FOC par rapport aux autres stratégies de commande.

le courant est rapidement amortie au FOC par rapport aux autres stratégies de commande.

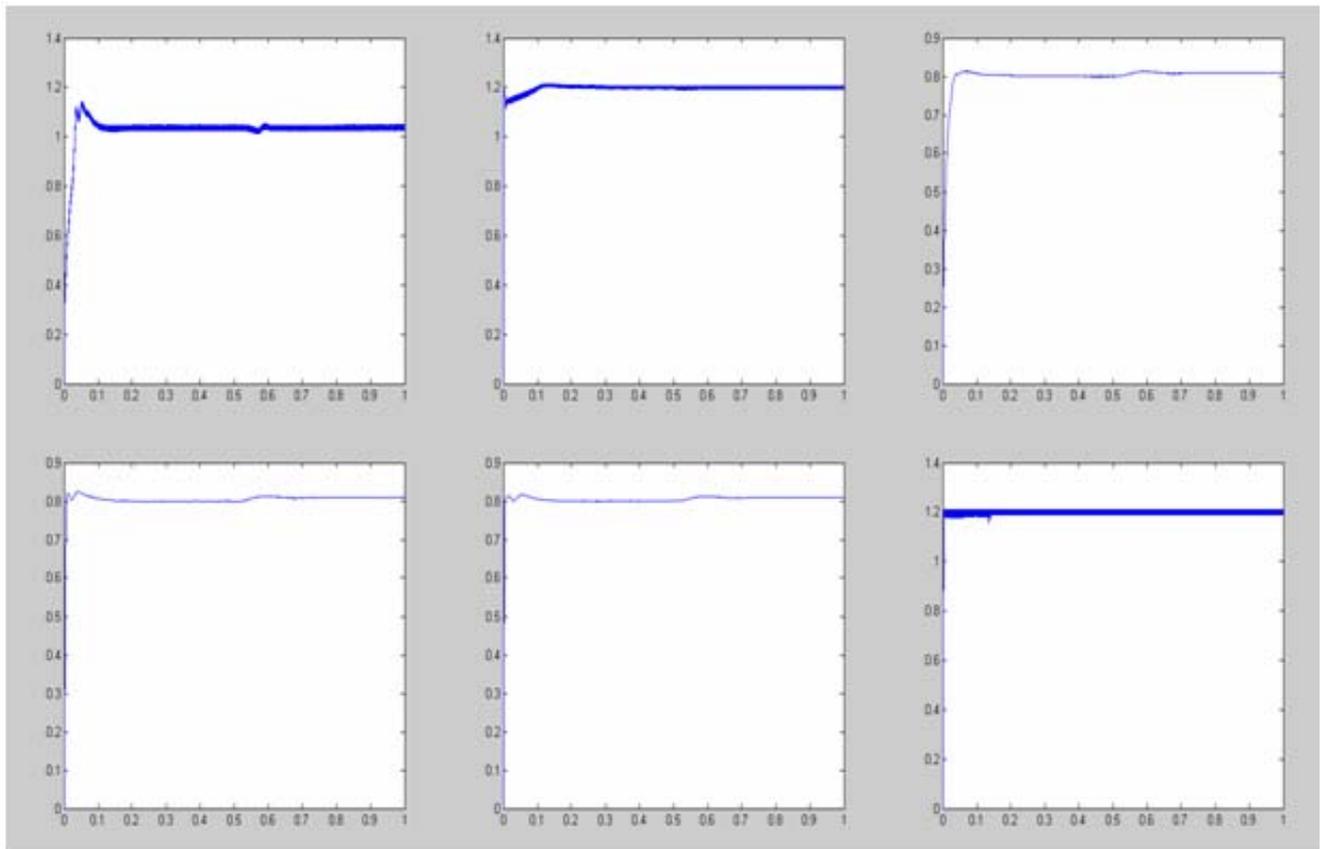
Comparaison des flux

Fig.IV.12. Evolution des flux : **CS(i), CS(v), CV(i), CV(MLIS), CV(MLIV), DTC**

On remarque un établissement presque instantané du flux au DTC qui est insensible aux perturbations de couple et de vitesse. Le contraire au FOC et au scalaire.

IV.11 CONCLUSION

La stratégie de commande directe du couple énoncée par Takahashi est un moyen simple à mettre en œuvre et efficace pour piloter une machine asynchrone.

Les grandeurs flux statorique et couple électromagnétique sont calculés uniquement à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette commande ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore nettement les grandeurs contrôlées. De même, il n'est pas nécessaire de connaître la position angulaire du rotor car seule la position du flux statorique est utilisée.

La DTC présente un temps de réponse en couple et en vitesse réduit.

Cette stratégie présente aussi l'avantage d'être robuste vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques et la possibilité d'imposer directement l'amplitude des ondulations du couple et du flux.

Par contre, cette stratégie présente l'inconvénient majeur de l'absence de maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.

IV.12 CONCLUSION GENERALE ET PERESPEVTIVES

On a présenté dans le premier chapitre la machine asynchrone et sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses, le modèle du machine asynchrone dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé dans le deuxième chapitre la modélisation du convertisseur de fréquence (onduleur de tension). Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des techniques MLI les plus utilisées.

Dans le troisième chapitre on a abordé les différentes techniques de commande de la machine asynchrone et on a conclut les contraintes et les limitations de chaque stratégie.

La commande vectorielle, bien qu'elle présente des performances dynamiques et statiques élevées, elle présente l'inconvénient d'être affecté par les variations paramétriques dues à la température et la saturation des circuits magnétiques ce qui conduit les chercheurs à s'intéresser à d'autres solutions pour commander directement le couple.

C'est la stratégie à laquelle est consacré le reste de ce mémoire à savoir la commande directe du flux et du couple (DTC).

Cette stratégie bien qu'elle présente beaucoup d'avantages, elle présente des inconvénients à savoir :

- Non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur
- Fréquence d'échantillonnage élevée
- Facteur de distorsion du courant statorique élevé
- Sensibilité aux variations de la résistance statorique

PERESPECTIVES

Pour la continuité de ce travail, il est judicieux d'orienter des travaux pour surmonter les inconvénients de cette stratégie à savoir :

- Estimation de la résistance statorique
- Améliorer cette stratégie par imposition de la fréquence de commutation de l'onduleur

ANNEXE

Paramètres du moteur utilisé

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R_s	Résistance statorique	1.2	Ω
R_r	Résistance rotorique	1.8	Ω
L_s	Inductance statorique	0.1554	H
L_r	Inductance rotorique	0.1568	H
L_m	Inductance mutuelle	0.15	H
J	Inertie du moteur	0.071	$KG.M^2$
f	Coefficient de frottement	0.0001	N.m/rad/sec
p	Nombre de paires de pôles	2	
p_n	Puissance nominale	4	kW
Ω_n	Vitesse nominale	150	Rad/sec
C_{en}	Couple électromagnétique nominale	25	N.m
I_n	Courant nominale	15	A
V_{ef}	Tension efficace simple	220	V

Références bibliographiques

- [1] Guy grelllet, Guy clerc « Actionneurs électriques » 2^{ème} édition 2000
- [2] Carlos Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » 2000
- [3] K. Kouzi « Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur de vitesse » mémoire de magister université de batna 2000
- [4] Bimal K. Bose « Modern Power Electronics and AC Drives » 2002
- [5] P. Brunet « Introduction à la commande vectorielle »
- [6] M. Pinard « Commande électronique des machines électriques » 2004
- [7] L. Baghli « Modélisation et commande de la machine asynchrone » 2004
- [8] Bernard de Fornel « Techniques de l'ingénieur » D3 623
- [9] M. Ghanes « Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique » Thèse de doctorat université de Nantes 2005
- [10] F. Brichant « Electronique de puissance »
- [11] H. Tamrabet « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimal
- [12] Le magazine Schneider de l'enseignement technologique et professionnel
« Intersection » juin 1998
- [13] A. Ameer « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants » université de Batna 2005
- [14] Guy Séguier « Electronique de puissance. Les fonctions de base et leurs principales applications » 7^e édition 1999
- [15] M.G. Jayne « New Direct torque Control scheme » EPE 2005