

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.

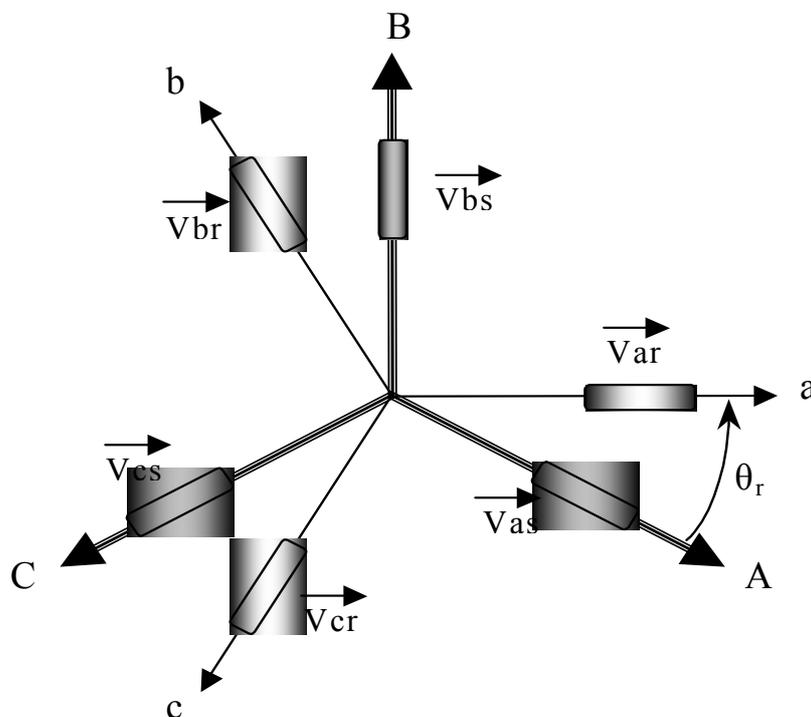


Fig. I.1 Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone.

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:

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

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

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

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

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:

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

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

On déduit le schéma suivant:

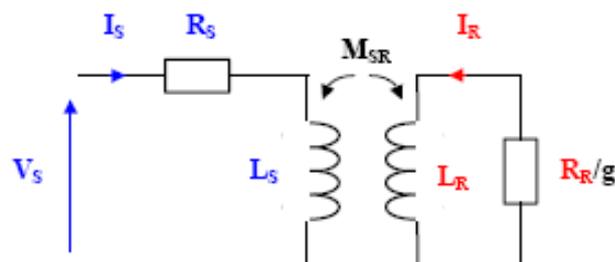


Figure I.2 Schéma équivalent d'une phase en régime permanent.

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:

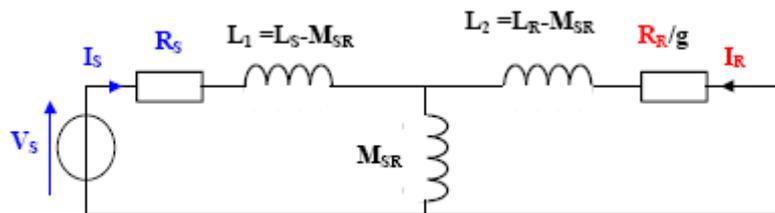


Fig.I.3 Schéma équivalent d'une phase.

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.

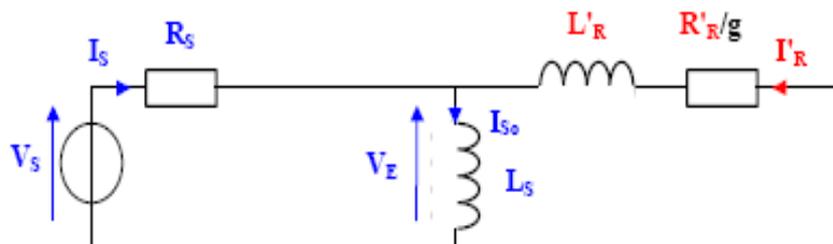


Fig.I.4 Modèles des fuites totalisées.

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.

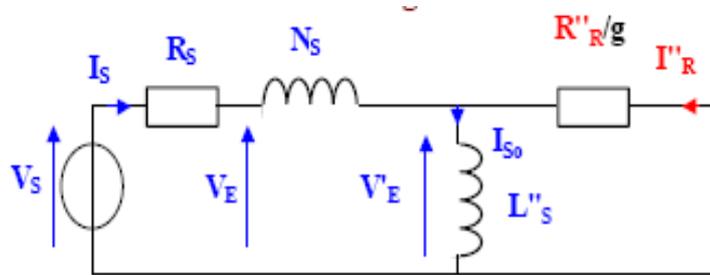


Figure I.5. Schéma équivalent ramené au stator.

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 $\alpha\beta$

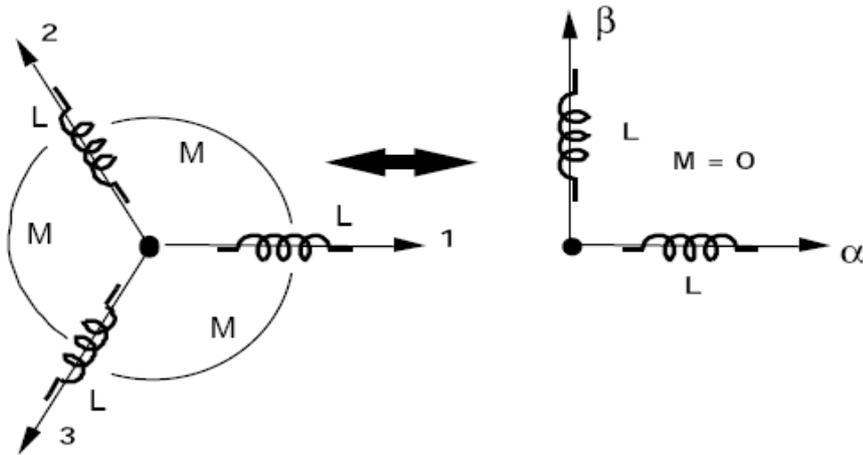


Fig.I.6 Passage du système triphasé au système biphasé

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:

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

Avec

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

Le passage inverse s'écrit :

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

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

Sous forme plus compacte.

$\mathbf{[X_{0dq}]} = p(\theta) \mathbf{[X_{abc}]}$	(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

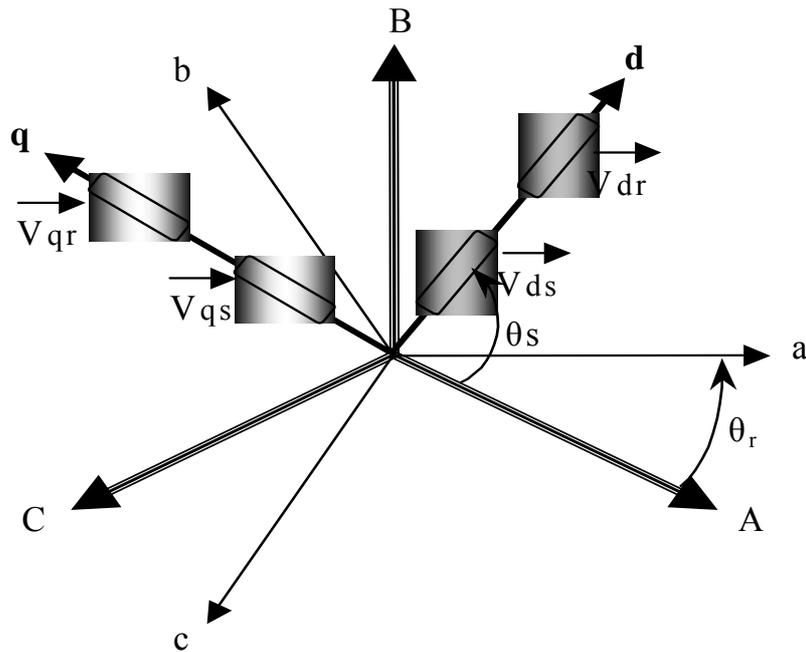


Fig. I.7 Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone.

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

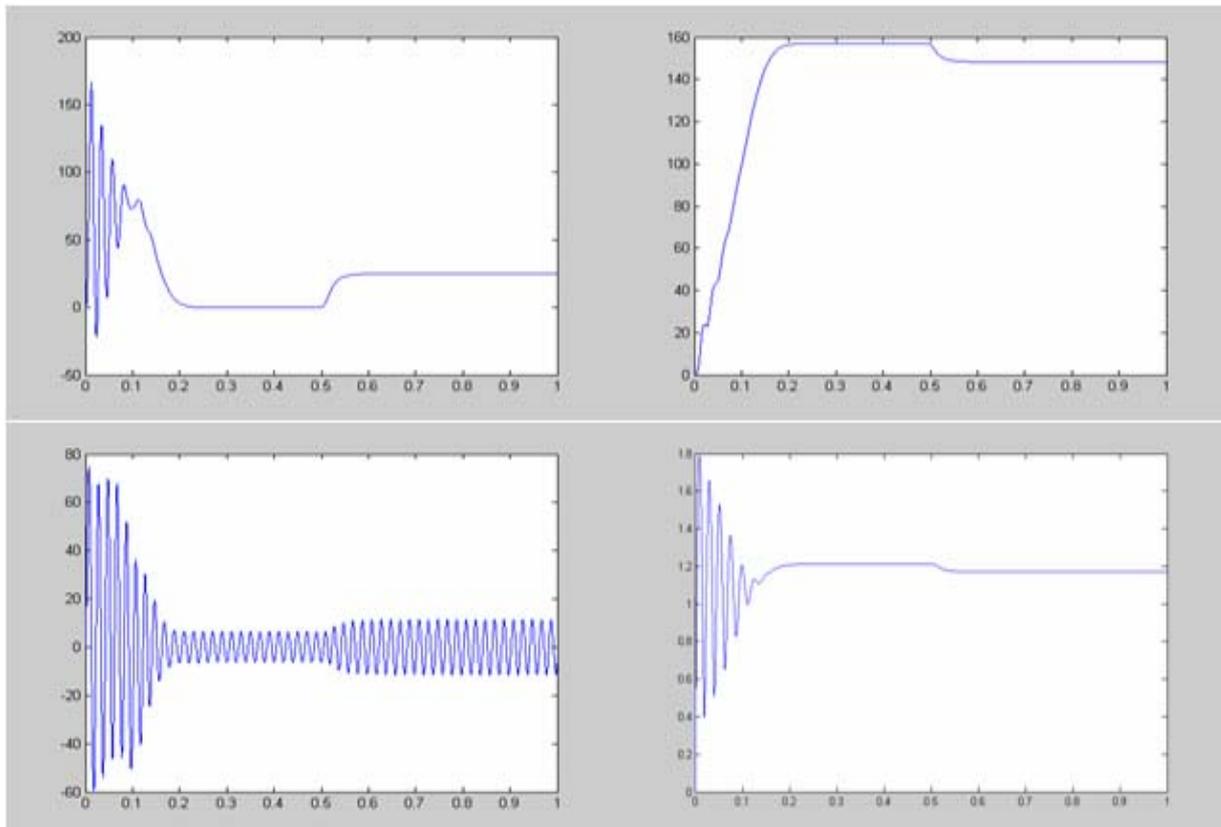


Fig.I.7 Evolution des grandeurs lors d'un démarrage direct du moteur

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.