

I.1- INTRODUCTION

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que l'étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation permet de déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui décrivent le comportement de la machine. Ainsi, l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour palier aux différents effets contraignant qui peuvent accompagner généralement les opérations, de démarrage, de variation de vitesse ... etc.

Dans ce chapitre, le modèle de *Park* de la machine asynchrone sera présenté, suivi d'une simulation numérique en utilisant le logiciel *SIMULINK* sous *MATLAB* pour le valider. Les paramètres du modèle de la machine ainsi choisie sont donnés en annexe [A].

I.2- GÉNÉRALITÉS SUR LES MACHINES ASYNCHRONES

I.2.1-Description et principe de fonctionnement

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relie à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer [4].

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court circuit.
- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation par :

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{p} \quad (\text{tr/min}) \quad (\text{I.1})$$

On désigne par " p " le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (asynchrone), l'application de la loi de *Faraday* aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques,

d'après la loi de *LENZ* ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse

Ω_s ($\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$), cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits

donc plus de forces et le rotor tourne à une vitesse Ω_r ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$) inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone [1] .

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hyposynchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$).

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (I.2)$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques [1].

1.2.2- Machine électrique idéalisée

Pour notre étude, on introduit des hypothèses simplificatrices qui sont les mêmes pour la machine électrique idéalisée.

La machine électrique idéalisée est une machine ayant les hypothèses suivantes [4-5] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- On admet de plus que les forces magnétomotrices f.m.m créées par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

I.3-MODÈLE MATHÉMATIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone facilite largement son étude pour sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. Les axes rotoriques tournent avec ω_r par rapport aux axes statoriques qui sont fixes comme le montre la figure (I.1).

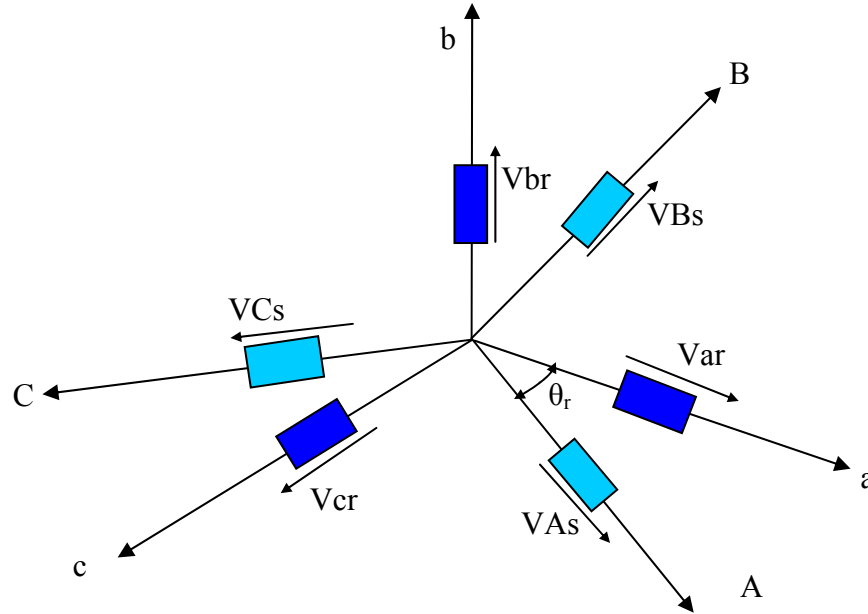


Figure (I.1) : Représentation de la machine électrique généralisée triphasée.

I.3.1-Equations électriques

De la figure (I.1), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.3)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (I.4)$$

où :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad \text{Vecteur tension statorique.}$$

$$[I_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \quad \text{Vecteur courant statorique.}$$

$$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T \quad \text{Vecteur tension rotorique.}$$

$$[I_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T \quad \text{Vecteur courant rotorique.}$$

$$[\phi_s] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T \quad \text{Vecteur flux statorique.}$$

$$[\phi_r] = [\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]^T \quad \text{Vecteur flux rotorique.}$$

Avec :

A, B, C : trois phase du stator.

a, b, c : trois phase du rotor.

I.3.2-Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$[\phi_s] = [L_{cs}] \cdot [I_s] + [M_{rs}] \cdot [I_r] \quad (I.5)$$

$$[\phi_r] = [M_{rs}] \cdot [I_s] + [L_{cr}] \cdot [I_r] \quad (I.6)$$

$$\text{Tel que : } [M_{rs}] = [M_{sr}]$$

On désigne par :

$[L_{cs}]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_{cr}]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle.

et:

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec:

$L_{cr(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator).

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques).

M_{rs} : Inductance mutuelle entre une phase du rotor et une phase du stator.

$$[M_{sr}] = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases «A» et «a» pris comme axes de référence.

M_0 : Valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A) et (a) se coïncident.

Les équations (1.5) et (1.6) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (1.3) et (1.4). Cela conduira à l'usage de la transformation de PARK qui permettra de rendre constant ces paramètres.

I.4-TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de *PARK* permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature [4].

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes «u, v» en fonction des anciens axes « x_a, x_b, x_c » présentés dans la figure (I.2). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique.

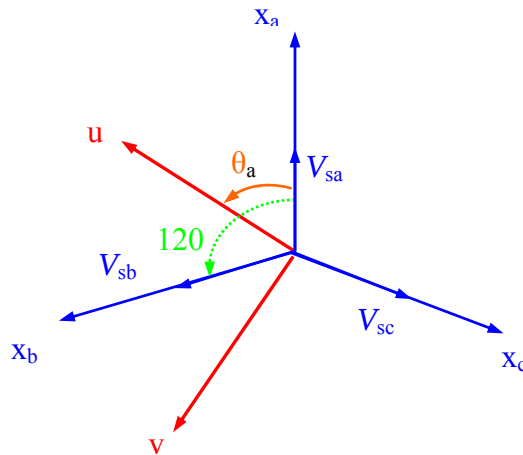


Figure (I.2) : Passage du système triphasé au système biphasé

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe x_a et l'axe u.

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la figure (I.2), la projection du vecteur (V_{sa} , V_{sb} , V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} \left[V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{sc} \cdot \cos \left(\theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \\ V_{sv} = \frac{2}{3} \left[V_{sa} \cdot \sin \theta_a + V_{sb} \cdot \sin \left(\theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{sc} \cdot \sin \left(\theta_a - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \end{cases} \quad (I.10)$$

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (I.10) pour équilibrer la transformation.

$$V_{so} = \frac{1}{3} \cdot (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I.11)$$

La composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (I.10) et (I.11) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $P(\theta_a)$.

$$[P(\theta_a)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

La matrice inverse de la transformation de *PARK* normalisée a pour expression:

$$P(\theta_a)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

- Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux.
- Le système « $u.v$ » tourne à la vitesse $(\omega_a - \omega_r)$ par rapport au rotor.

I.4.1-Modèle du moteur asynchrone dans le système biphasé

La transformation de *PARK* consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

I.4.1.1-Equations électriques

En multipliant les deux équations (1.3) et (1.4) par la matrice de transformation de *PARK* $[P(\theta_a)]$ des deux cotés, et après tout calcul fait, voir annexe[B], on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{sv} \\ V_{su} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

I.4.1.2-Equations magnétiques

Par la même méthode les équations (1.5) et (1.6) deviennent :

$$\begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s \\ M_s & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_r \\ M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

I.4.2-Définitions des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application [5]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux, figure (I.3).

- Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = 0)$ (— — —)
- Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = \theta_s)$ (- - -)
- Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = \theta_r)$ (- . - .)

Avec l'angle θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes.

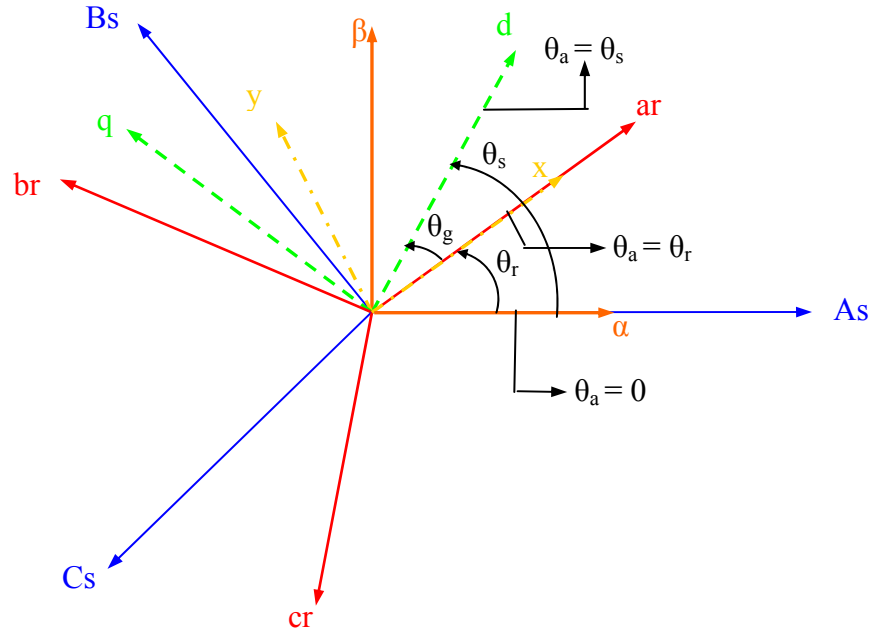


Figure (I.3) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels

I.4.2.1-Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

I.4.2.2-Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rx} \\ \phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

I.4.2.3-Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues.

I.4.3-Expression du couple électromagnétique et de la puissance

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par :

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{geo}} = n_p \cdot \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (I.25)$$

$$\theta_{geo} = \frac{\theta_{ele}}{n_p} \quad (I.26)$$

Avec :

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie rotor par rapport au stator.

n_p : Nombre de paire de pôle.

Selon *PARK*, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = V_{sa} \cdot i_{sa} + V_{sb} \cdot i_{sb} + V_{sc} \cdot i_{sc} \quad (I.27)$$

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] + 3V_{so} \cdot i_{so} \quad (I.28)$$

Le système étant équilibré, il vient :

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] \quad (I.29)$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leurs expressions il vient que :

$$P(t) = \frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2] + \frac{3}{2} \left[i_{su} \cdot \frac{d}{dt} \phi_{su} + i_{sv} \cdot \frac{d}{dt} \phi_{sv} \right] + \frac{3}{2} \omega_a [\phi_{su} i_{sv} - \phi_{sv} i_{su}] \quad (I.30)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties :

- $\frac{3}{2} \cdot R_s \cdot [i_{su}^2 + i_{sv}^2]$: représente les chutes ohmiques;
- $\frac{3}{2} \cdot \left[i_{su} \frac{d}{dt} \phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \phi_{sv} \right]$: représente la variation de l'énergie magnétique;
- $\frac{3}{2 \cdot \omega_a} \cdot [\phi_{su} i_{sv} - \phi_{sv} i_{su}]$: représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que : $P_e = C_e \cdot \omega_a$, alors :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot [\phi_{su} \cdot i_{sv} - \phi_{sv} \cdot i_{su}] \quad (I.31)$$

Ou bien encore: $C_e = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot \frac{M}{L_r} [\phi_{ru} \cdot i_{sv} - \phi_{rv} \cdot i_{su}]$

I.4.4-Equation du mouvement

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I.32)$$

Avec :

Ω : Vitesse de la machine.

f : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant.

I.5-MISE EN EQUATION D'ETAT:

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} et comme perturbation le couple résistant C_r . Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques $(i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta})$.

En remplaçant les expressions (I.17) et (I.18) dans les équations (I.19) et (I.20), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega \cdot L_r i_{s\beta} - \omega \cdot M i_{s\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega \cdot L_r i_{r\alpha} + \omega \cdot M i_{s\alpha} \end{cases} \quad (I.33)$$

➤ Equations électriques

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état, le modèle sera de la forme :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.34)$$

$[X] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta}]^T$; Vecteur d'état.

$[U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]$; Vecteur de commande.

$[A]$: matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: matrice de système de commande.

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{\beta_0}{T_r} & \beta_0 \omega \\ 0 & -\gamma & -\beta_0 \omega & \frac{\beta_0}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

$$B = \begin{bmatrix} \alpha_0 & 0 \\ 0 & \alpha_0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.36)$$

Avec :

$$\begin{cases} \gamma = \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ \beta_0 = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \alpha_0 = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \end{cases} \quad (I.37)$$

➤ Equations mécaniques

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$\begin{cases} Ce = \frac{n_p M}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + \Omega f = Ce - Cr \end{cases} \quad (I.38)$$

I.6-SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe [A]. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir du quel les tensions simples d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

I.6.1. Bloc de simulation de la machine asynchrone

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la machine asynchrone, on a choisi le référentiel synchrone et celui lié au stator. Pour réaliser cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les équations (I.34), (I.35) et (I.36).

La structure en schéma bloc de cette simulation est présentée par la figure (I.4).

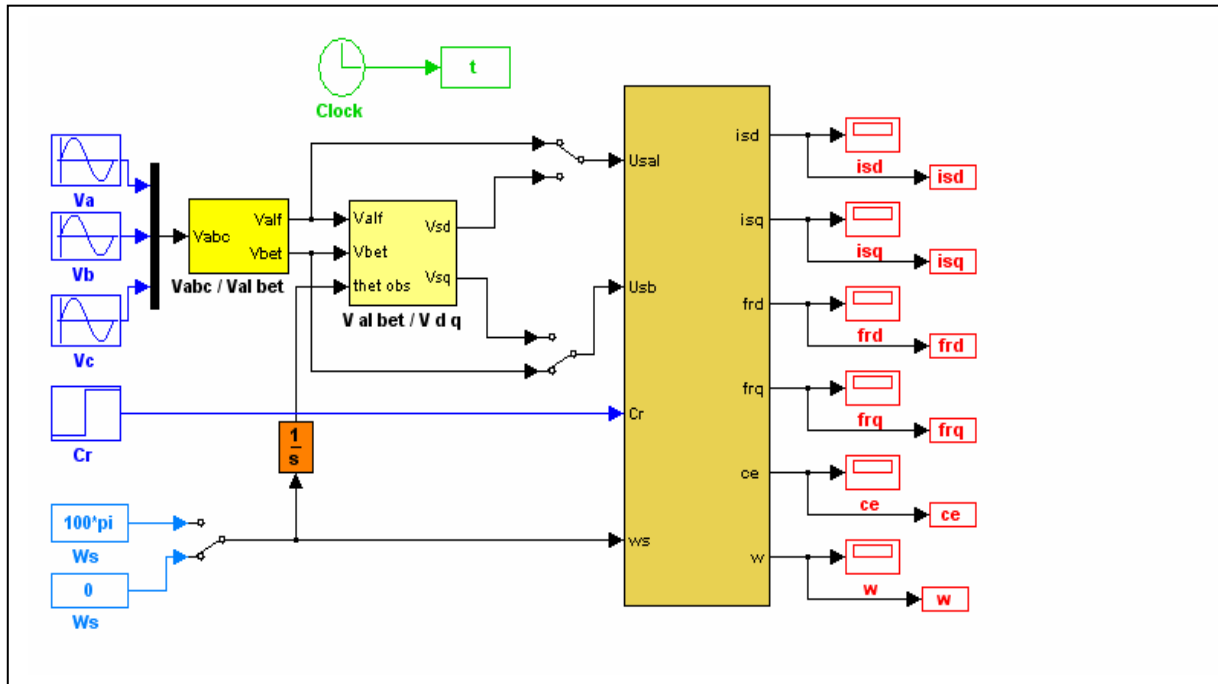


Figure (I.4): Schéma de simulation de la MAS

I.6.2.Résultats de la simulation

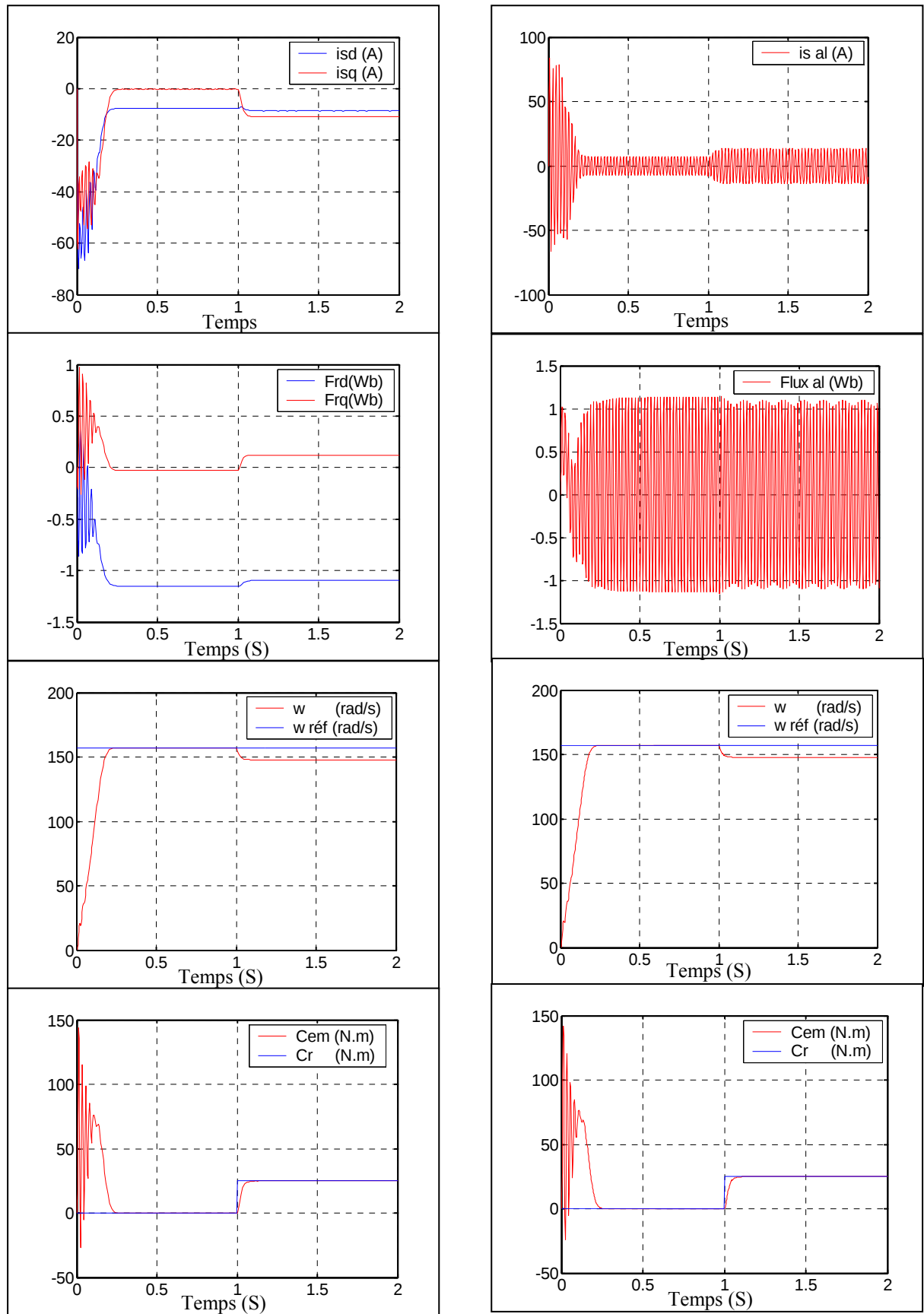
La figures (I.5) représente les résultats de simulation du modèle de *Park* de la machine asynchrone alimentée en tension dans les deux référentiel (d-q) et (α - β), La machine asynchrone est simulée en charge nominale après un démarrage à vide.

Les allures des caractéristiques des flux et courants sont converties en grandeurs continues dans le repère synchrone (d-q), ce qui rend plus aisé l'étude et la réalisation d'une commande pour la machine asynchrone.

Lors de démarrage, un fort appel de courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple. Ce couple atteint donc un pic puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle en régime permanent à vide.

De même, l'introduction d'un couple de charge provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique.

Les résultats de cette première simulation montrent bien le fort couplage existant entre les différentes variables indiquant le caractère non linéaire de la machine asynchrone.



Référentiel (d, q)

Référentiel (α , β)

Figure (I-5): Résultats de simulation de la M.AS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide dans les deux référentiels(d,q) et (α , β)

I.7-CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, on s'est intéressé à l'établissement du modèle de la machine asynchrone associée à une source d'alimentation purement sinusoïdale et cela à partir des équations de la machine généralisée.

Le modèle de la machine simulée a été établi en passant du système réel triphasé vers le système biphasé linéarisé de *PARK*. Les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de *PARK* d'une machine asynchrone. Cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. A fin d'atteindre de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande non linéaire. Un exposé général sur la théorie de cette méthode et son application sur le modèle de la M.AS déjà obtenu feront l'objet du chapitre suivant.