

I .1. Introduction :

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

Cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que 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... [2]

Pour obtenir le modèle d'un système trois tâches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et enfin vérifier sa validité.[2].

Ce chapitre comportera deux parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de park. La deuxième partie sera consacrée à la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont données par l'annexe.

I-2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées :

I-2-1 Définition :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique.

La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

I-2-2 Description de la M.A.S Triphasée:

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relié 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.

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

- La machine asynchrone se comporte comme un transformateur 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.[4].

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

On désigne par " p " le nombre de paires de pôles de la machine.

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.[2]. 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.

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 :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s}$$

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.

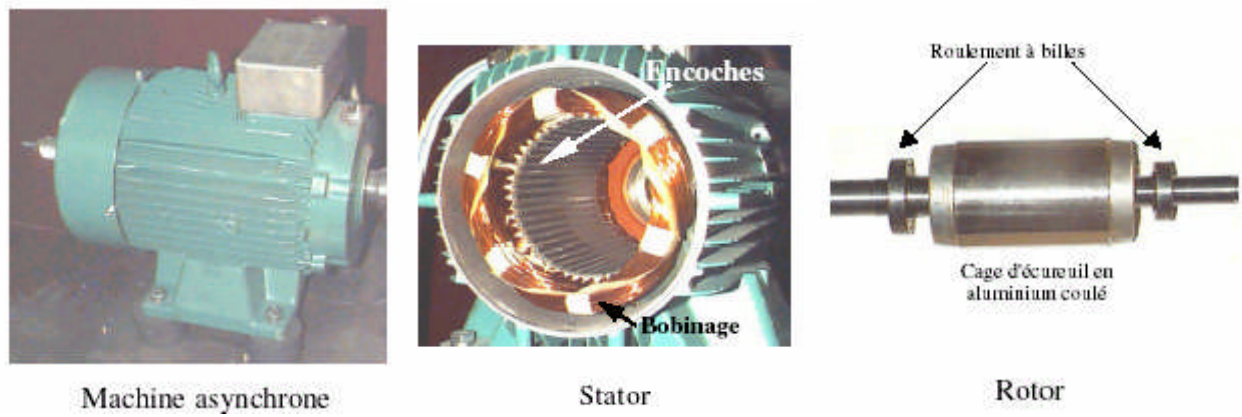


Fig. (I-1) : Construction de la machine asynchrone

I-3- Modèle généralisé triphasé de la MAS :

Le modèle de la machine Asynchrone triphasé est illustré par le schéma de la «Fig.I-1» avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sont trois enroulements du stator : S_A , S_B et S_C , et pour les trois enroulements rotoriques : R_a , R_b et R_c , et θ : Angle entre l'axe de la phase statorique (S_A) et la phase rotorique (R_A).

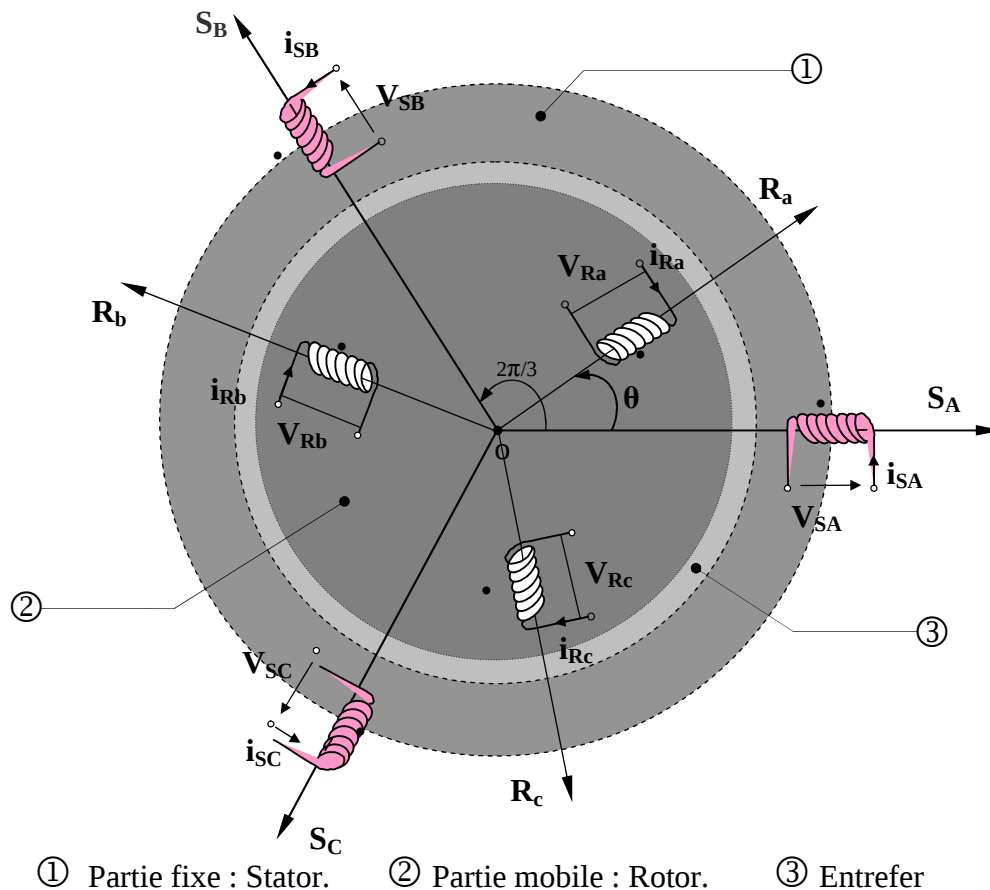


Fig (I.2): Modèle d'une machine asynchrone triphasée

I-3-2- Hypothèse simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [9] :

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

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

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

I.4 -Equations générale de la machine asynchrone :**I.4.1-Equations électriques :**

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

$$\begin{cases} V_{sa} = r_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = r_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = r_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (I-02)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = r_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = r_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = r_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (I-03)$$

En désignant par:

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements

r_s : Résistance d'une phase statorique

r_r : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (I-02) et (I-03) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante: pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-04})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{sabc}] = [r_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{I-05})$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-06})$$

Ou sous forme condensée comme suit :

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (\text{I-07})$$

I.4.2-Equation magnétiques :

Pour le sotor:

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I-08})$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (\text{I-09})$$

Telque:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{I-10})$$

On désigne par

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances rotoriques

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

Avec

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre les phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre les phases rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

M_0 : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les deux axes se coïncident.

C -Equations mécaniques :

L'équation de mouvement est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_m \quad (\text{I-14})$$

Ω_m : vitesse mécanique en rad/s

Le couple est donné par l'expression suivante:

$$C_e = P [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}] \frac{d}{dt} \left([M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{I-15})$$

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position.

I-5 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [6]. La transformation de park consiste à imaginer de remplacer le repère rotorique tournant par un autre repère fictif équivalent fixe à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée.

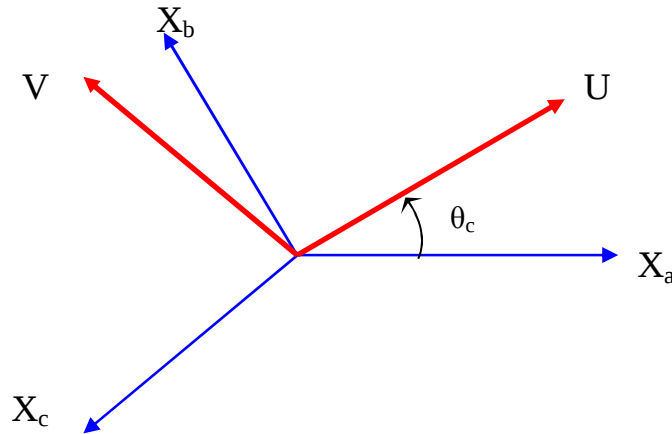


Fig (I-3): Passage du repère triphasée au repère biphasée

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

$$[X_{uvo}] = [P(\theta_{coord})][X_{abc}] \quad (I-16)$$

Le passage inverse est donner par:

$$[X_{abc}] = [P(\theta_{coord})]^{-1}[X_{uvo}] \quad (I-17)$$

Tel que:

X : peut être la tension, le courant ou le flux.

$[P(\theta_{coord})]$: est la matrice de transformation directe de Park.

$[P(\theta_{coord})]^{-1}$: est la matrice de transformation inverse de Park.

Avec :

$$[P(\theta_{coord})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{coord}) & \cos\left(\theta_{coord} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{coord} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{coord}) & -\sin\left(\theta_{coord} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{coord} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-18)$$

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

θ_{coor} : La position angulaire du système d'axes(uv) par rapport au système d'axes réel (abc)

$\omega_{\text{coor}} = \frac{d}{dt} \theta_{\text{coor}}$: Vitesse de coordonnée de rotation du repère(u v) par rapport un repère fixe (a b c).

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

a-Equations électriques

On applique la transformation de Park sur les deux équations (I-05) et (I-07) en admettant que le rotor étant en court-circuit, il en résulte:

$$\begin{cases} V_{su} = r_s i_{su} + \frac{d}{dt} \Phi_{su} - \omega_{\text{coor}} \Phi_{sv} \\ V_{sv} = r_s i_{sv} + \frac{d}{dt} \Phi_{sv} + \omega_{\text{coor}} \Phi_{su} \\ V_{ru} = 0 = r_r i_{ru} + \frac{d}{dt} \Phi_{ru} - \omega_{\text{coor}} \Phi_{rv} \\ V_{rv} = 0 = r_r i_{rv} + \frac{d}{dt} \Phi_{rv} + \omega_{\text{coor}} \Phi_{ru} \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

Le système (u, v) tourne à la vitesse ($\omega_{\text{coor}} - \omega_r$) par rapport au rotor

b-Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur les équations (I-07) et (I-08) donne:

$$\begin{cases} \Phi_{su} = l_s i_{su} + M i_{ru} \\ \Phi_{sv} = l_s i_{sv} + M i_{rv} \\ \Phi_{ru} = l_r i_{ru} + M i_{su} \\ \Phi_{rv} = l_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases} \quad (\text{I-20})$$

$l_s = L_s - M_s$: Inductance cyclique propre statorique.

$l_r = L_r - M_r$: Inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} m$: Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

c-Expression du couple électromagnétique et de la puissance

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{\text{géo}}} = P \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{\text{éle}}} \quad (\text{I-21})$$

$$\theta_{géo} = \frac{\theta_{éle}}{P} \quad (I-22)$$

Avec

W_e : Energie émmagasinée dans le circuit magnétique

$\theta_{géo}$: Ecart angulaire de la partie (rotor parrapport au stator)

P : Nombre de paires de pôle

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

$$P(t) = V_{sa} i_{sa} + V_{sb} i_{sb} + V_{sc} i_{sc} \quad (I-23)$$

$$P(t) = V_{su} i_{su} + V_{sv} i_{sv} + V_{so} i_{so} \quad (I-24)$$

Le système, étant équilibrée, il vient:

$$P(t) = [V_{su} i_{su} + V_{sv} i_{sv}] \quad (I-25)$$

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

$$P(t) = [r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2] + \left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \omega_c [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I-26)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties:

$$[r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2] \quad (\text{Représente les chutes ohmiques}).$$

$$\left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] \quad (\text{Repésente la variation de l'énergie magnétique}).$$

$\omega_c [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}]$ (Représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que:

$$P_e = C_e \omega_c \quad (I-27)$$

Alors:

$$C_e = [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (I-28)$$

Ou bien encore:

$$C_e = \frac{PM}{l_r} [\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}] \quad (I-29)$$

I-5.1 Différents repères

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide de transformation de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonal

- Référentiel lié au stator : $\omega_{\text{coor}} = \frac{d(\theta_s)}{dt} = 0$;
- Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega_{\text{coor}} = \frac{d(\theta)}{dt} = \omega$;
- Référentiel fixé par rapport au champs tournant : $\omega_{\text{coor}} = \frac{d(\theta_s)}{dt} = \omega_s$.

I-5.2 Choix du référentiel :

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques.

Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (u,v) qui se fait en fonction du régime de fonctionnement (régime transitoire ou permanent) d'une part et d'autre part a la technique de commande.

I-5-2.1 Référentiel lié au stator (α, β) :

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (α, β) lié au stator prennent la forme suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{S\alpha} = R_S \cdot I_{S\alpha} + \frac{d\Phi_{S\alpha}}{dt} \\ V_{S\beta} = R_S \cdot I_{S\beta} + \frac{d\Phi_{S\beta}}{dt} \\ 0 = R_R \cdot I_{R\alpha} + \frac{d\Phi_{R\alpha}}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_{R\beta} \\ 0 = R_R \cdot I_{R\beta} + \frac{d\Phi_{R\beta}}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_{R\alpha} \end{array} \right. \quad (\text{I-30})$$

Ce référentiel possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

I.5-2.2 Référentiel lié au rotor :

Il se traduit par les conditions

$$\omega_{\text{coor}} = \frac{d(\theta)}{dt} = \omega$$

$$\begin{cases} V_{sx} = r_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = r_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} + \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = r_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = r_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \end{cases} \quad (\text{I-31})$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones

I-5.2.3 Référentiel lié au champ tournant (d, q) :

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I-32})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus facile de faire la régulation de ces grandeurs. [4].

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé pour la commande des machines asynchrone.

I.6. Application de la transformation de PARK de la MAS

A . Equations électriques :

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

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{qs} \\ V_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{ds} \\ V_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I-33)$$

B. Equations magnétiques :

L'application de la transformation de Park sur l'équation (I.7) donne:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I.34)$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique;

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique;

M : Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

En remplaçant les équations des flux dans le système (I.5) on trouve :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & 0 & -\frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} & \frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & -\frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} \\ \frac{M}{T_t} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r} \quad : \text{Le coefficient de fuite totale.}$$

$$T_s = \frac{l_s}{r_s} \quad : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{l_r}{r_r} \quad : \text{Constante de temps rotorique.}$$

C. Equations mécaniques :

L'équation du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_{em} = \frac{\omega}{\Omega} (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) = P (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (I-35)$$

I.7. Mise sous forme d'équation d'états :

Le modèle de la machine asynchrone est donné sous forme matricielle par:

$$[\dot{X}] = [A] [X] + [B] [U]$$

Telque :

$$[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[A] \quad : \text{Matrice d'évolution d'état du système.}$$

$$[B] \quad : \text{Matrice de commande du système.}$$

$$[U] = [V_{sd} \ V_{sq}]^T \quad : \text{Vecteur de commande}$$

$$\dot{X} = \frac{d}{dt} X$$

I.8. Simulation du Moteur 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 duquel les tensions simples d'alimentation nous

permettent d'étudier l'évolution des grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

I.8.1. Schéma de simulation du moteur asynchrone :

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la machine asynchrone on a choisi le référentiel lié au Champ tournant

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite:

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.36)$$

Avec :

V_s : valeur efficace de tension.

ω_s : pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans ce travail sont donnés en annexe.

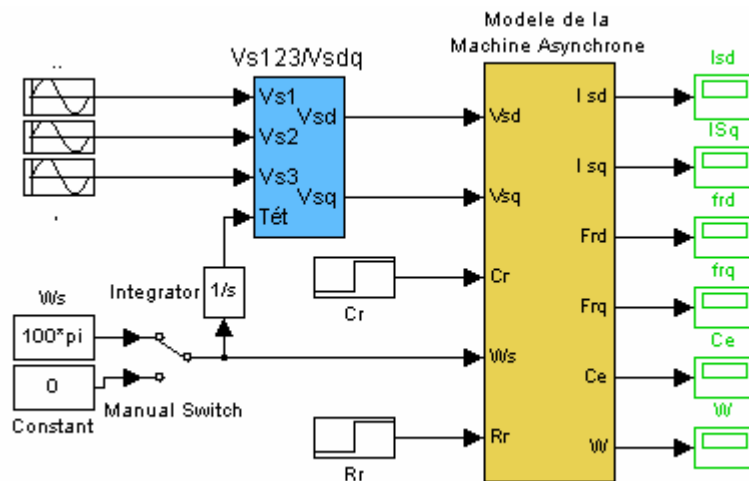
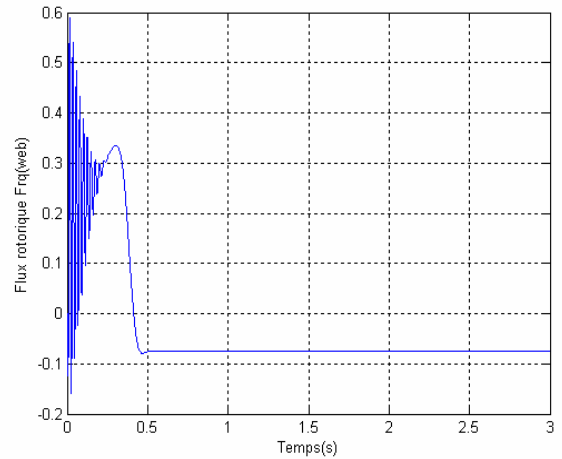
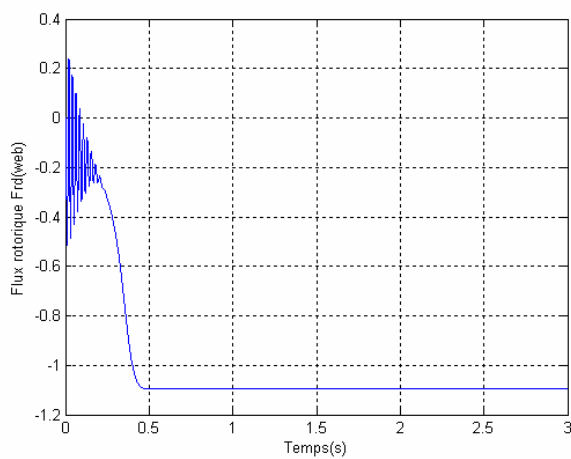
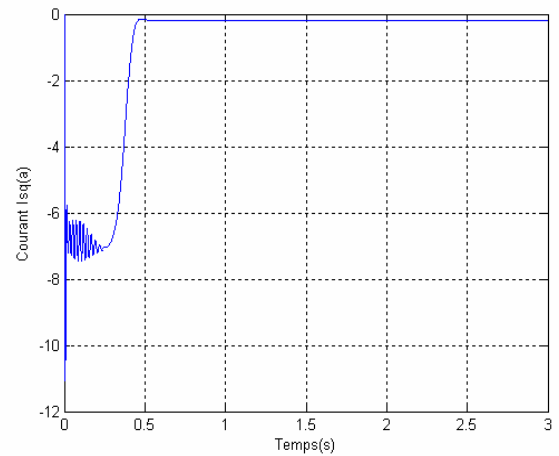
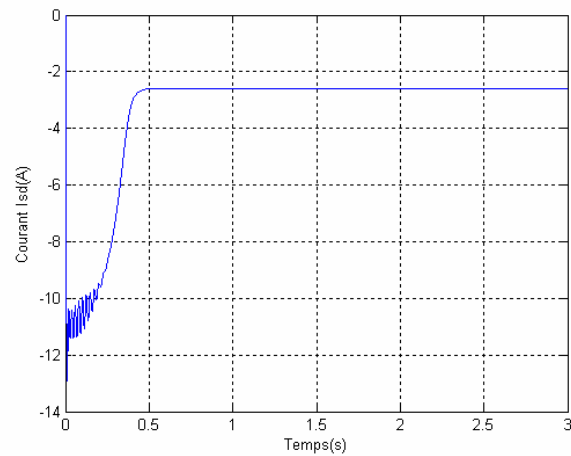
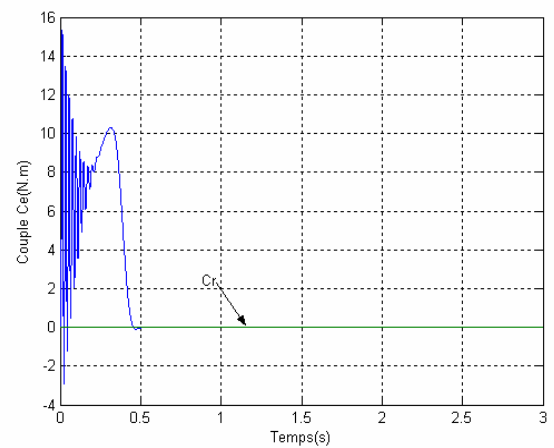
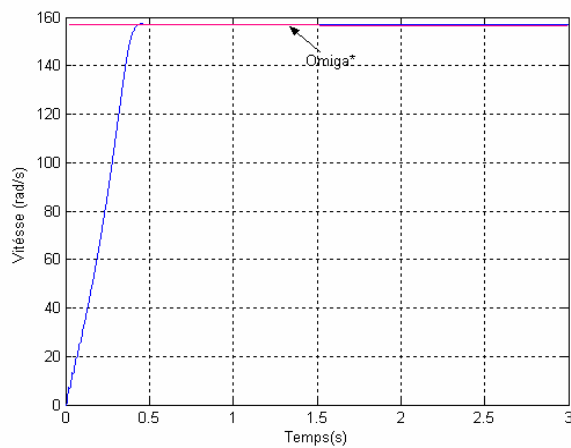
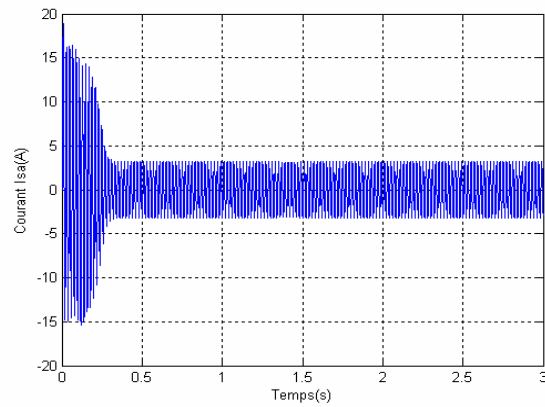


Fig. (I.4) : Schéma bloc en globale de simulation du moteur Asynchrone

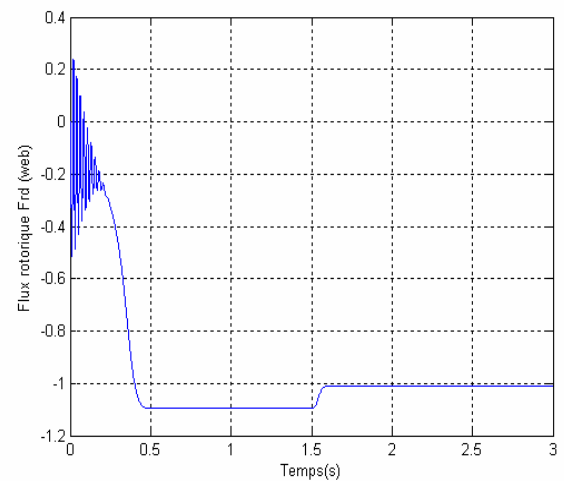
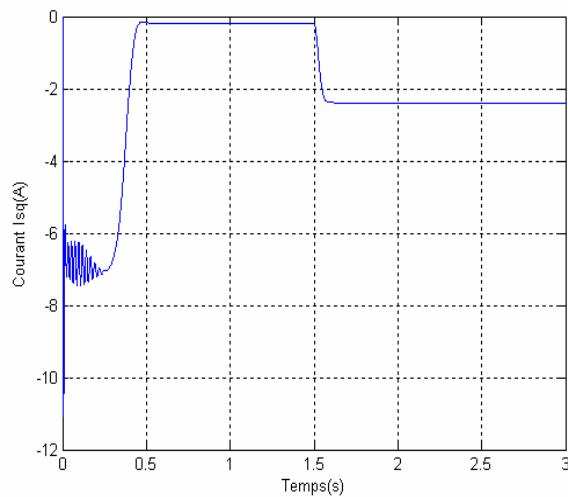
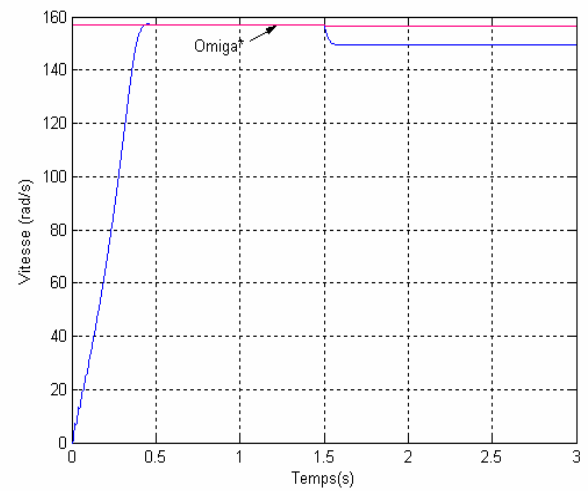
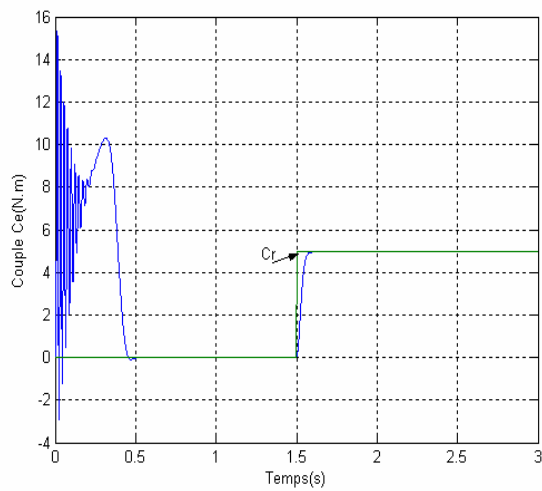
I.8.2. RESULTAT DE SIMULATION :

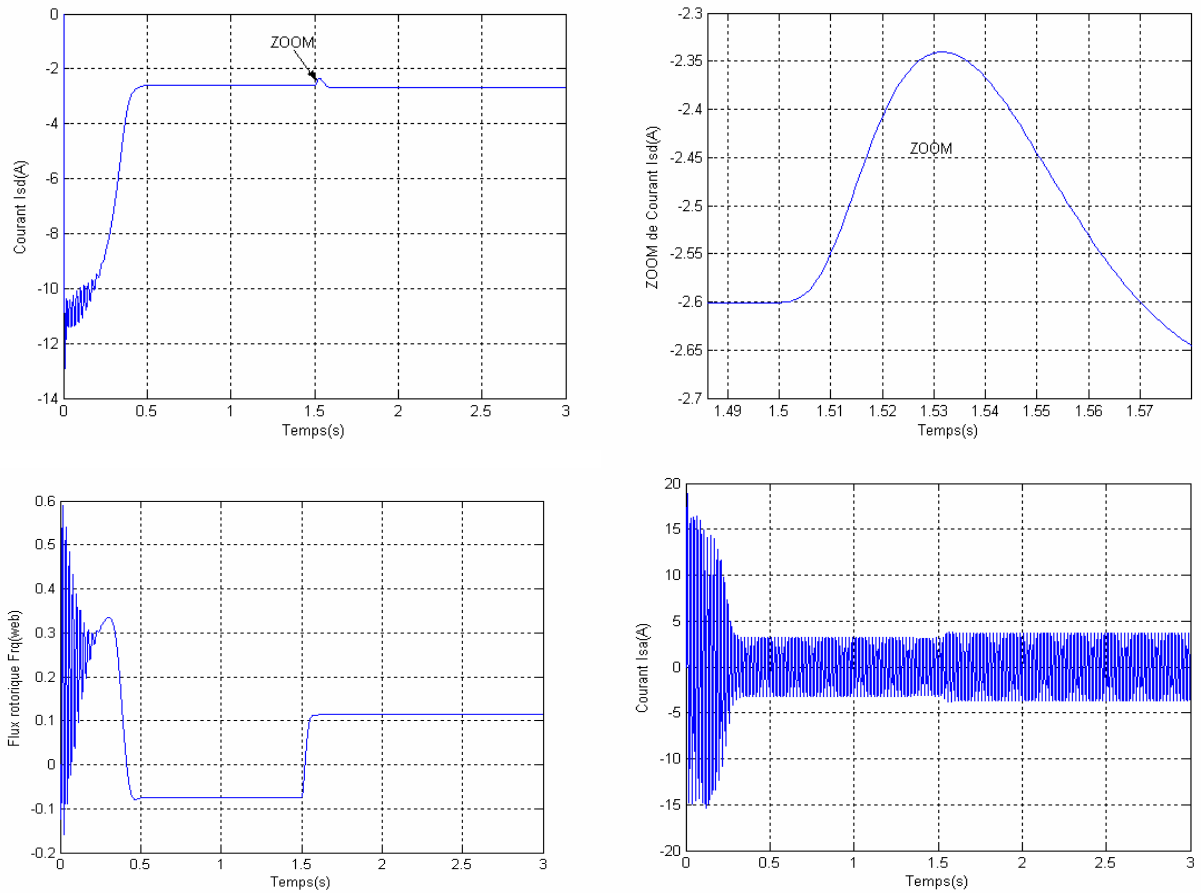
- Avide : $Cr = 0$





- En Charge : $C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t = 1.5 \text{ s}$





I.8.3 Interprétation des résultats de simulation :

Les résultats de simulation donnés par la figure (I.3), représente l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse (N), le couple électromagnétique (C_e), les flux (Φ_{rd} , Φ_{rq}) les courants (I_{sd} , I_{sq})

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard [220/380V, 50Hz], à vide et en charge. L'examen des courbes de la figure (I.3) permet de constater que :

A VIDE :

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.4sec la vitesse de rotation s'établit a une valeur proche de la vitesse de synchronisme

La courbe du couple ce présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très important, après 4 ms le couple tend vers zéro.

Le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude dans la premier instant , mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Les courant statorique présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (4 A) jusqu'à 4 ms, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est reste constant.

EN CHARGE :

Avec $t \in [1.5 \rightarrow 3]$ s: nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = C_n = 5 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 01.5 \text{ s}$). Nous constatons que:

- La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.
- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (5 N.m) appliqué.
- le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

I-9- Conclusion :

On a établi dans ce premier chapitre le modèle de la machine asynchrone en passant du Système réel triphasé au système diphasé linéaire dans le cadre de la transformation de Park. Les résultats obtenus suite a cette première simulation apparaissent satisfaisantes, il répendant bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard d'une machine asynchrone.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est Introduire dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode sera L'objet du deuxième chapitre