

II.1 INTRODUCTION

L'observateur dans le secteur industriel moderne, remarque sa grande dépendance aux systèmes d'entraînement électrique, dans ses divers types : avec moteur à courant continu , avec moteur à courant alternatif, ces derniers peuvent être à vitesse constante ou vitesse variable,...etc.

Cependant, l'entraînement électrique avec moteur asynchrone est plus utilisé, et cela , bien sûr, liée aux principaux éléments suivants :

- La simplicité et la facilité du maintenance du moteur asynchrone.
- Le coût moins chère du moteur par apport aux autre moteurs électriques.
- La capacité élevé de son variateur de vitesse (redresseur, filtre, onduleur), permet d'asservir la vitesse et le couple électromagnétique du moteur asynchrone dans des intervalles très grandes et dans plusieurs régimes.
- La facilité du maintenance du variateur de vitesse.
- L'intégration du capteurs (vitesse, couple,...) dans l'entraînement électrique est directe et très facile.

Nous débuterons notre étude par la modélisation du moteur asynchrone qu'est basé sur le modèle du Park.

II.2 DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, voir figure II-1, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier. Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [31].

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse Ω exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants

statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à Ω_s exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω est généralement inférieure à Ω_s et on a :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \quad (\text{II-1})$$

Avec :

ω_s : Pulsation statorique , liée à la fréquence du stator.

P : nombre de pair de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court-circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_s , et on note :

g : Glissement de la vitesse de rotation par apport à celle du champ tournant statorique.

f_s : Fréquence de la vitesse statorique.

f_r : Fréquence de la vitesse rotorique.

On obtient les relations de glissement g

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{f_s - f}{f_s} \quad (\text{II-2})$$

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

ω_g : Pulsation de glissement.

II.2.1 MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La MAS triphasée est représenté schématiquement par la figure (II-1). Elle est munie de six enroulements. Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle[32].

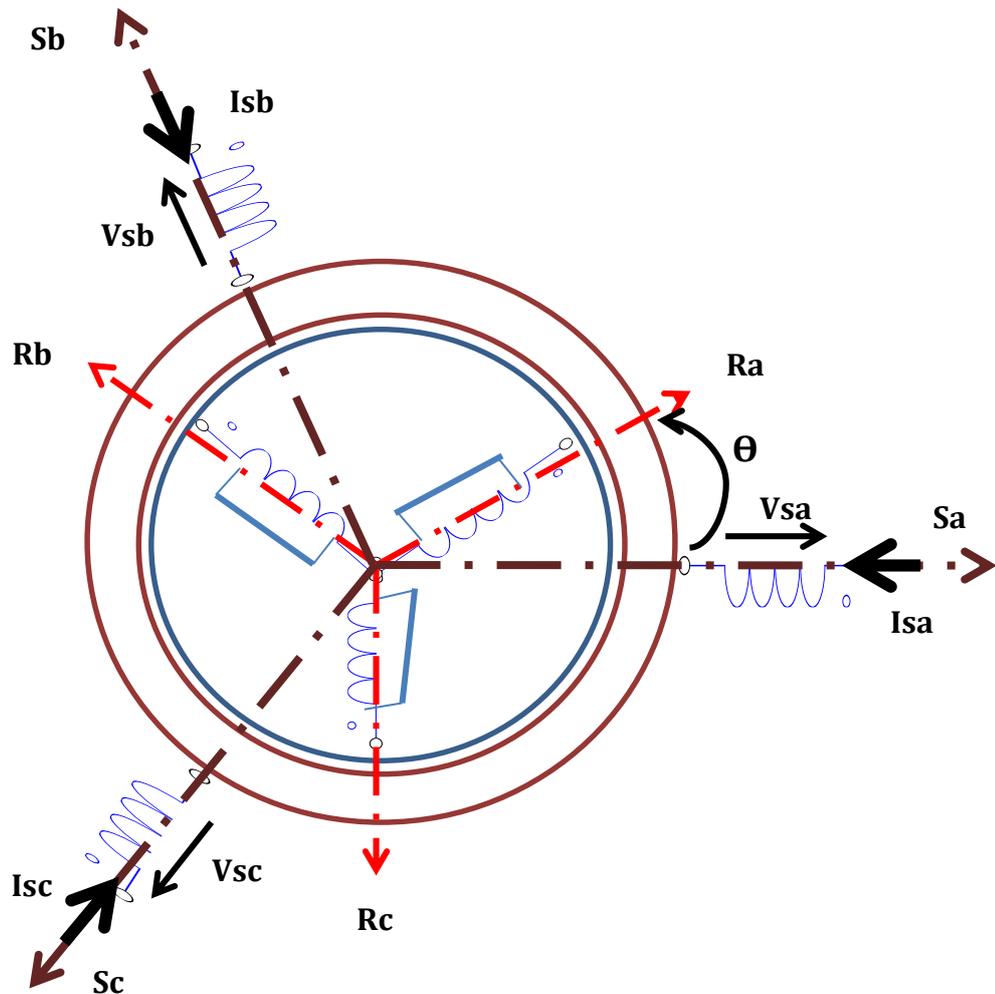


Figure II-1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

II.2.2 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES :

La machine électrique est prodigieusement complexe, pour sa modélisation nous sommes obligés d'introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [32]:

- ✓ Parfaite symétrie de construction.
- ✓ Assimilation de la cage d'écureuil à un bobinage en court-circuit de même nombre de phase que le bobinage statorique.
- ✓ Répartition sinusoïdale le long de l'entrefer du champ magnétique de chaque bobinage.
- ✓ Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.m.m) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

✓ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.

✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

II.2.3 EQUATIONS GENERALES DE LA MAS TRIPHASEE

Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont:

- Les équations électriques
- Les équations magnétiques
- L'équation mécanique.

II.2.3.1 Equations électriques :

Par l'application de la loi d'ohm à chaque phase (figure II-1), on peut écrire les deux équations statoriques et rotoriques comme suit :

- Pour l'ensemble des phases Statoriques :

$$[V_{Sabc}] = [Rs] [i_{Sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{Sabc}] \quad (II-3)$$

- Pour l'ensemble des phases Rotoriques :

$$[V_{rabc}] = [0] = [Rr] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (II-4)$$

Avec :

$$[V_{s abc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad : \text{Vecteur de tension statorique.}$$

$$[V_{r abc}] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T \quad : \text{Vecteur de tension rotorique.}$$

$$[i_{s abc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \quad : \text{Vecteur du courant statorique.}$$

$$[i_{r abc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T \quad : \text{Vecteur du courant rotorique.}$$

$$[Rs] = \begin{pmatrix} Rs & 0 & 0 \\ 0 & Rs & 0 \\ 0 & 0 & Rs \end{pmatrix}, \quad [Rr] = \begin{pmatrix} Rr & 0 & 0 \\ 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & Rr \end{pmatrix}$$

Rs , Rr ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

II.2.3.2 Equations magnétiques :

Les conséquences importantes des hypothèses simplificatrices conduisent aux relations linéaires entre les flux et les courants :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

Les coefficients instantanés de mutuelle inductance entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de M_{sr} et de θ :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II-6})$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

$$\text{Avec : } [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

$$\text{Et } [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_{sr} \\ M_r & M_r & M_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

Tel que :

M_{sr} : La valeur maximale d'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice des inductances rotoriques.

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

θ : l'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

En mettant (II.7) dans, (II.3) et (II.4), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_r]) \quad (\text{II-11})$$

$$[V_r] = [0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}]^t \cdot [i_s]) \quad (\text{II-12})$$

II.2.3.3 Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$C_{em} = p [i_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (\text{II-13})$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{II-14})$$

Où : $\Omega = \frac{\omega}{p}$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor,

Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor.

f : coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : couple résistant, ou de charge.

ω : vitesse angulaire électrique du rotor.

La résolution du système d'équations (II.11; II.12) est difficile du fait que les termes des matrices des inductances $[M_{sr}]$ et $[M_{sr}]^t$ varient en fonction de la position du rotor par rapport au stator (angle θ) et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de **Park**[32][34].

II.3 TRANSFORMATION DE PARK :

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme le système réel triphasé en système biphasé équivalent, ce dernier consiste à remplacer tous enroulements statoriques par deux enroulements, l'un sur l'axe (U) et l'autre sur l'axe (V) (figure II-2).

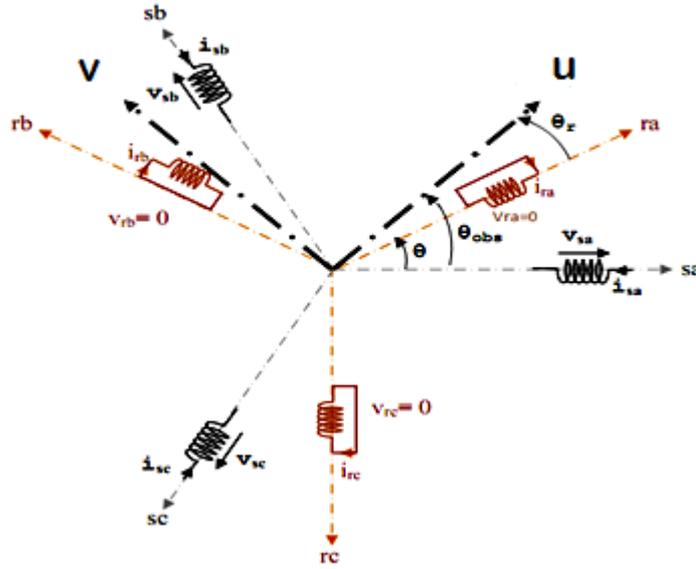


Figure II-2 Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS

II.4 MODELE BIPHASE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE :

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine dans le référentiel de PARK (tournant à une vitesse quelconque ω_{obs} par rapport au stator) est le suivant :

II.4.1 EQUATIONS ELECTRIQUES :

$$\begin{cases} V_{su} = R_s \cdot i_{su} + \frac{d\Phi_{su}}{dt} - \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{sv} \\ V_{sv} = R_s \cdot i_{sv} + \frac{d\Phi_{sv}}{dt} + \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{su} \\ 0 = R_r \cdot i_{ru} + \frac{d\Phi_{ru}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{rv} \\ 0 = R_r \cdot i_{rv} + \frac{d\Phi_{rv}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{ru} \end{cases} \quad (II-18)$$

II.4.2 EQUATIONS MAGNETIQUES:

$$\begin{cases} \Phi_{su} = L_s \cdot i_{su} + M \cdot i_{ru} \\ \Phi_{sv} = L_s \cdot i_{sv} + M \cdot i_{rv} \\ \Phi_{ru} = L_r \cdot i_{ru} + M \cdot i_{su} \\ \Phi_{rv} = L_r \cdot i_{rv} + M \cdot i_{sv} \end{cases} \quad (II-19)$$

II.4.3 EQUATIONS MECANIQUES :

$$\begin{cases} C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \\ C_e = \frac{M}{L_r} p (\phi_{ru} \cdot i_{sv} - \phi_{rv} \cdot i_{su}) \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

II.4.4 DIFFERENTS REPERES BIPHASES

Le modèle de la machine a été présenté dans un repère biphasé (U, V) avec une orientation quelconque, cependant il existe différentes possibilités pour fixer l'orientation du repère et cela dépend généralement des objectifs de l'application, le choix du référentiel nous ramène pratiquement au trois cas possibles.

- Repère d'axes (α, β) : le système biphasé lié au stator ($\theta_{obs} = 0$).
- Repère d'axes (d, q) : le système biphasé lié au champ tournant ($\theta_{obs} = \theta_s$).
- Repère d'axes (x, y) : le système biphasé lié au rotor ($\theta_{obs} = \theta$).

Avec:

θ_s : Angle électrique de rotation du champ tournant.

II.4.5 CHOIX DU REFERENTIEL :

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 à la technique de commande.

II.4.5.1 Référentiel lié au stator (α, β) :

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

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \phi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

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.

II.4.5.2 Référentiel lié au rotor (x, y):

Ce référentiel utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones. Le système d'équations (II.18) devient alors:

$$\begin{aligned}V_{sx} &= R_s \cdot I_{sx} + \frac{d\Phi_{sx}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{sy} \\V_{sy} &= R_s \cdot I_{sy} + \frac{d\Phi_{sy}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{sx} \\V_{rx} &= 0 = R_r \cdot I_{rx} + \frac{d\Phi_{rx}}{dt} \\V_{ry} &= 0 = R_r \cdot I_{ry} + \frac{d\Phi_{ry}}{dt}\end{aligned}\tag{II-22}$$

II.4.5.3 Référentiel lié au champ tournant (d, q) :

Le système d'équations (II-18) devient alors:

$$\begin{cases}V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{rq} \\0 = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{rd}\end{cases}\tag{II-23}$$

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.

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.

II.4.5.4 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance:

La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d-q) est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} + V_{rd}I_{rd} + V_{rq}I_{rq}\tag{II-24}$$

Elle se décompose en trois termes :

- Puissance dissipée en pertes joules:

$$R_s \cdot (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r \cdot (I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (\text{II-25})$$

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source:

$$P_{em} = I_{sd} \cdot \frac{d\Phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \cdot \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + I_{rd} \cdot \frac{d\Phi_{rd}}{dt} + I_{rq} \cdot \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \quad (\text{II-26})$$

- Puissance mécanique:

$$P_{mec} = \omega (I_{rd} \Phi_{rq} - I_{rq} \Phi_{rd}) \quad (\text{II-27})$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = p \frac{P_{mec}}{\omega} \quad \text{telque : } \Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{II-28})$$

Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor [rad/s]

ω : la vitesse de rotation électrique du rotor [rad/s]

En tenant compte des expressions (II.19), (II.27) et (II.28), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\begin{cases} C_e = P \cdot (\Phi_{rq} \cdot I_{rd} - \Phi_{rd} \cdot I_{rq}) \\ C_e = P \cdot (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \\ C_e = P \cdot L_m \cdot (I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{sd} \cdot I_{rq}) \\ C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq} - \Phi_{rq} \cdot I_{sd}) \end{cases} \quad (\text{II-29})$$

II.5 REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MAS

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique i_s et le flux rotorique ϕ_r comme variables d'état, et la pulsation ω_s et les tensions, V_{sd} et V_{sq} comme grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, (Figure II-3).

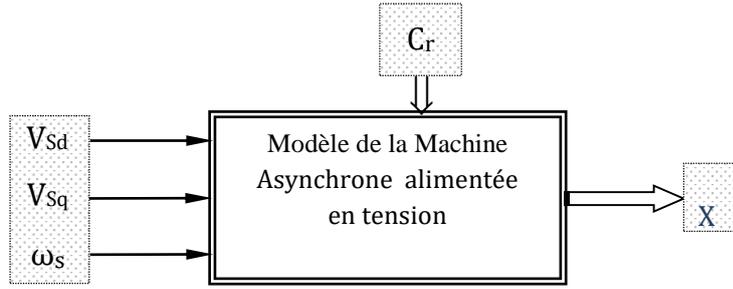


Figure II-3 : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie $[X]$, peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T$$

$$[X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$$

$$[X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T$$

$$[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$$

Ainsi, notre choix est porté sur le vecteur $[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$.

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II-30})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} [X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T \\ [U] = [V_{sd} \ V_{sq}]^T \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d, q) , on a :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & -\frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-32})$$

Pour le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), le système devient :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ 0 & -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & -\frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-33})$$

Test de Démarrage du moteur Asynchrone :

Les équations (II-32) et (II-33) plus l'équation mécanique forment des équations différentielles non-linéaires. Pour le test de démarrage, la résolution est faite par la méthode de Runge-Kutta, avec :

$$V_{ds} = \sqrt{2}V_{\text{eff}}, \quad V_{qs} = 0 \quad \text{pour le référentiel d-q}$$

$$V_{s\alpha} = \sqrt{2}V_{\text{eff}} \cos(\theta_s), \quad V_{s\beta} = \sqrt{2}V_{\text{eff}} \sin(\theta_s)$$

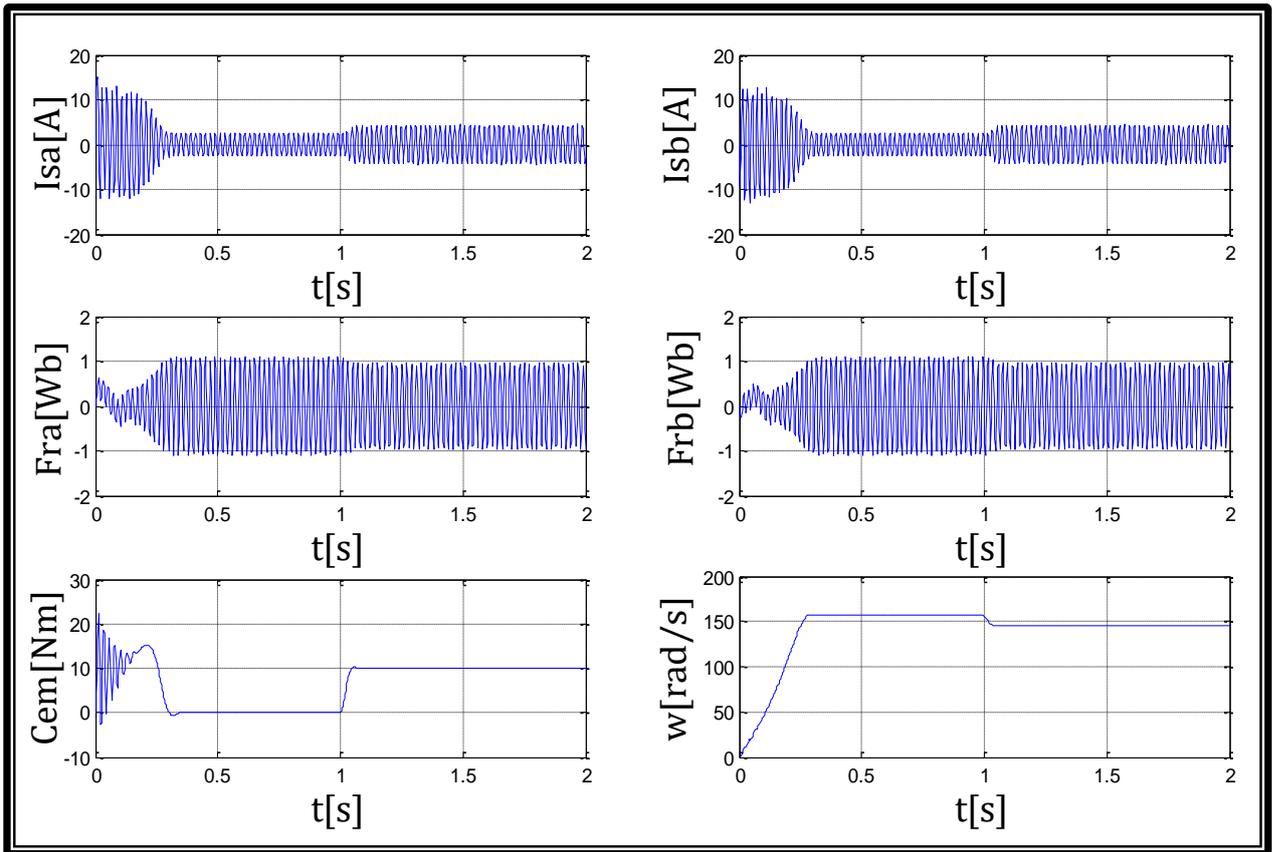


Figure II-10 : Résultats de simulation pendant le démarrage.

II.7.1.2 Interprétation des résultats de la simulation :

La figure II-10 montre bien l'évolution de toutes les grandeurs électriques, magnétiques, et mécaniques lors d'un démarrage à vide, suivi par une application du couple de charge de 10 N.m

Dans le régime transitoire, la vitesse de rotation du moteur asynchrone augmente linéairement pendant 0,3 secondes, puis se stabilise proche à sa vitesse de synchronisme dans le régime permanent car le moteur est à vide, puis diminue lors de l'application d'un couple de charge de 10 N.m (absence de régulation).

Le couple électromagnétique est présent au premiers instants du démarrage des oscillations, ce couple oscillant est transmis à la partie mécanique, avant qu'il se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement et ventilation (fonctionnement à vide) Ou bien $C_{em} = C_r$ (fonctionnement en charge) .

Aux premiers instants, le courant statorique présente des dépassements excessifs avec faible vitesse mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et on obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Après que le régime permanent est atteint, la machine est sollicitée par une charge perturbatrice de 10 Nm à ($t=1s$). Pendant ce temps, le flux magnétique augmente ce qui explique le fort couplage qui existe entre le flux et le couple électromagnétique. L'introduction du couple de charge provoque aussi une diminution remarquable de la vitesse de rotation.