

III.1. Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation, il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

Nous avons choisi de présenter la modélisation des machines asynchrones triphasées en vue de leur commande.

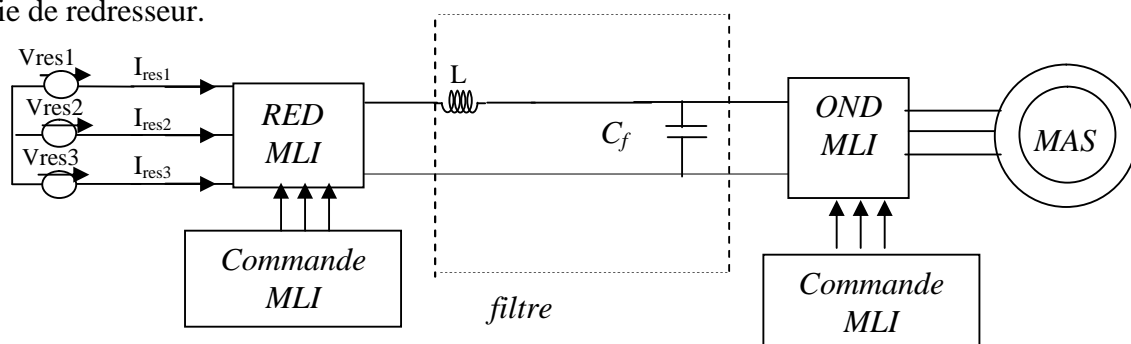
Ce troisième chapitre est consacré à l'étude de la modélisation de la machine asynchrone partie étant réservée à la modélisation. Le modèle triphasé, à l'aide de la transformation de PARK, est ramené à un modèle biphasé équivalent. Ce dernier peut être exprimé dans divers référentiels et selon l'objectif de commande on optera pour l'un ou l'autre. Deux types de modèles sont déduits l'un pour une commande en tension et l'autre pour une commande en courant. Les variables d'état, sont choisies en fonction des objectifs de commande.

III.2 Modélisation de l'alimentation

L'alimentation est constitué d'un redresseur de tension d'un filtre LC et d'un onduleur de tension comme le montre la figure III-1.

Le but de toute commande est de pouvoir faire varier la vitesse de la machine. La vitesse dépend implicitement de la fréquence et de la tension statorique. Donc pour parvenir à régler la vitesse il faut régler la fréquence et la tension d'alimentation. Le seul moyen d'obtenir une source d'alimentation capable de fournir une tension de fréquence réglable est d'alimenter la machine par un onduleur.

L'alimentation continue de l'onduleur est assurée par redresseur par l'intermédiaire d'un filtre LC dont le principal intérêt est de filtrer les ondulations du tension continu a la sortie de redresseur.



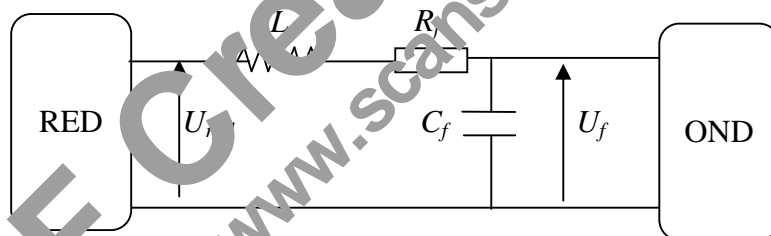
Fig(III.1) : Schéma de l'association convertisseur – machine

III.2.1 Modélisation du filtre

Le filtre est un élément essentiel pour notre système, vu que la tension redressée présente des ondulations importantes qui nécessitent un filtrage, ce dernier apporte d'autres améliorations puisque :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance, et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur.
- Il dérive les harmoniques de courant créés par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation. [11]
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation, que ce soit ces fluctuations viennent du redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur. Le maintien de cette tension continue apparaît comme un facteur favorisant de la stabilité des montages variateurs de vitesse.
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court circuit en freinant grâce à l'inductance, l'apport d'énergie extérieur et le rôle de commutation de l'onduleur.

Le filtre utilisé est un filtre LC, il est constitué d'une inductance L_f et d'une résistance interne R_f et d'une capacité C_f .



Fig(III.2) : filtre LC

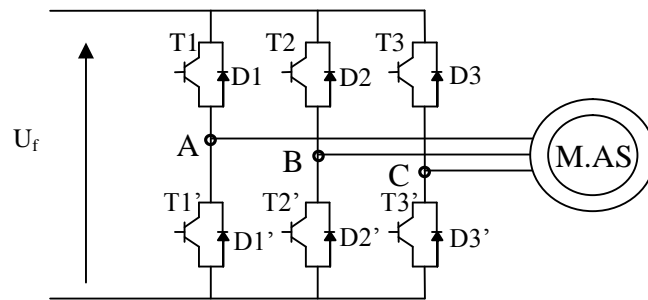
III.2.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques continu alternatif permettent de fabriquer

une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue.

L'onduleur de tension transforme un signal constant en un signal alternatif dont nous pouvons contrôler l'amplitude et la fréquence.

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur les interrupteurs de la tension constituant l'onduleur, figure(III-3). [11]



Fig(III-3): Schéma de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor ou un thyristor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie de l'onduleur deux niveaux de tension.

Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (III-4) [1]

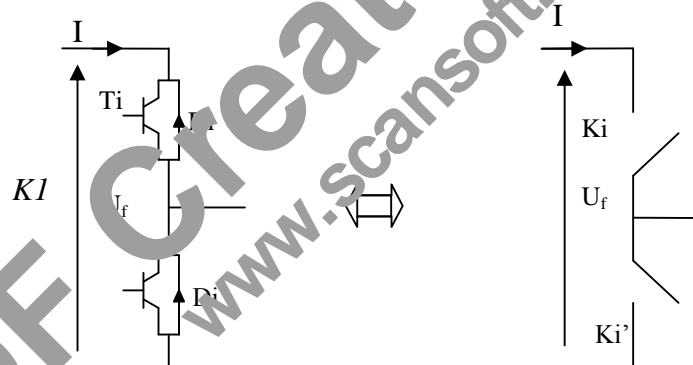


Fig (III-4): Schéma d'un bras de l'onduleur

Schéma de principe d'un onduleur est représenté par la figure suivant:

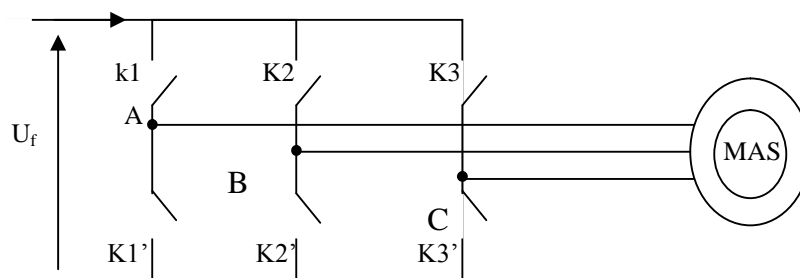


Fig (III-5): Schéma de principe de l'onduleur

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique $F_i (i=1, 2, 3, 4, 5, 6)$

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{si } T_i \text{ est fermé, } T'_i \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert, } T'_i \text{ est fermé} \end{cases}$$

Ainsi les tensions de ligne sont donnée par :

$$U_{ab1} = V_{as1} - V_{bs1} = U_f(F_1 - F_2) \quad (\text{III-1})$$

$$U_{bc1} = V_{bs1} - V_{cs1} = U_f(F_2 - F_3) \quad (\text{III-2})$$

$$U_{ca1} = V_{cs1} - V_{as1} = U_f(F_3 - F_1) \quad (\text{III-3})$$

$$U_{ab2} = V_{as2} - V_{bs2} = U_f(F_4 - F_5) \quad (\text{III-4})$$

$$U_{bc2} = V_{bs2} - V_{cs2} = U_f(F_5 - F_6) \quad (\text{III-5})$$

$$U_{ca2} = V_{cs2} - V_{as2} = U_f(F_6 - F_4) \quad (\text{III-6})$$

Dans l'hypothèse on a les tension V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un system de tensions triphasées équilibrées alors :

De (III-1)-(III-2) on trouve

$$V_{bs1} = \frac{U_f}{3} (2F_2 - F_1 - F_3) \quad (\text{III-7})$$

De (III-2)-(III-3) en trouve

$$V_{cs1} = \frac{U_f}{3} (2F_3 - F_1 - F_2) \quad (\text{III-8})$$

De (III-1)-(III-3) en trouve

$$V_{as1} = \frac{U_f}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \quad (\text{III-9})$$

De même procédé on trouve :

$$V_{bs2} = \frac{U_f}{3} (2F_5 - F_4 - F_6) \quad (\text{III-10})$$

$$V_{cs2} = \frac{U_f}{3} (2F_6 - F_4 - F_5) \quad (\text{III-11})$$

$$V_{as2} = \frac{U_f}{3} (2F_4 - F_5 - F_6) \quad (\text{III-12})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F1 \\ F2 \\ F3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-13})$$

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F4 \\ F5 \\ F6 \end{bmatrix} \quad (\text{III-14})$$

III.3 Modélisation du moteur asynchrone [11]

III.3.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses :

- La parfaite symétrie de la machine;
- L'absence de saturation et des pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et par courant de FOUCAULT sont négligeables);
- La répartition sinusoïdale, des champs magnétiques de chaque bobinage dans l'interfère .
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température du fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.
- L'alimentation est réalisée par un système de tension triphasées symétriques.
- La cage est assimilée à un bobinage triphasé court-circuité .

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

- L'additivité de flux;
- La constance des inductances propres;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statique et rotorique en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

III. 3.2 Modèle de la machine

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère triphasé (abc) figure (III.6)

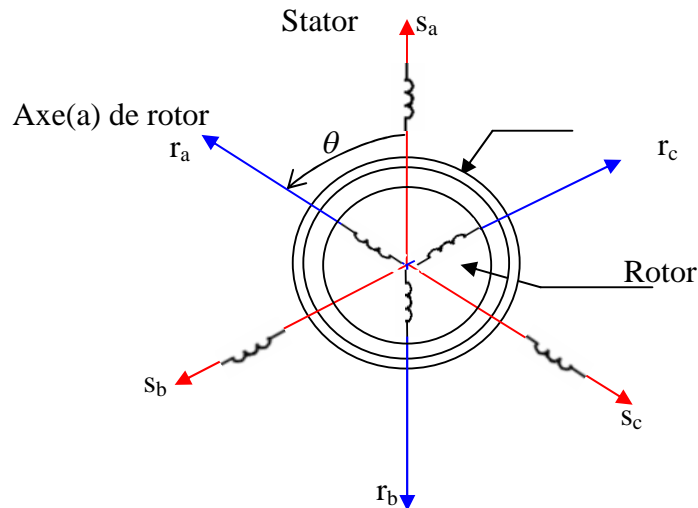


Fig.(III.6): Modèle triphasé de la machine

III.3.3 Mise en équations :

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée, et couplé en étoile, les équations de la machine asynchrone sont:

III.3.3.1 Equations électriques de la machine

Les tensions des trois phases statorique et des trois phases rotorique sont données par :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (III-15)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (III-16)$$

Les équations (III.15) et (III.16) se présentent naturellement sous forme matricielle:

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (III-17)$$

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \quad (\text{III-18})$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] \quad (\text{III-19})$$

On pose :

$$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_s$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

V_s : Matrice de tension de stator

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}, \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

I_s : Matrice de courant de stator

I_r : Matrice de courant de rotor

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_s]$: Matrice de flux de stator

$[\Phi_r]$: Matrice de flux de rotor.

III.3.3.2. Equations magnétiques

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances, qui comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique θ .

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{III-20})$$

Tel que :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique ;

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique ;

M_s : L'inductance mutuelle entre phase statorique ;

M_r : L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

Avec :

$$M_1 = M_{sr} \cos(\theta)$$

$$M_2 = M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$M_3 = M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})$$

Où :

M_{sr} : la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{III-21})$$

Avec:

$[L_s]$: La matrice des inductances statorique :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{III-22})$$

$[L_r]$: La matrice des inductances rotorique :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{III-23})$$

$[M_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles stator rotor.

$[M_{rs}]$: La matrice des inductances mutuelles rotor stator.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{III-24})$$

III.3.3.3 Equation mécanique

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{III-25})$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie.

$$C_{em} = P [i_s]^t \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}] [I_r]) \quad (\text{III-26})$$

Les équations précédentes sont des équations non linéaires, donc :

- L'ordre du système est élevé.
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

Pour linéaire ces dernières transformation qui réduit l'ordre du système et élimine cette dépendance vis-à-vis du temps.

Le système triphasé doit être transformé vers un système triphasé.

III.4. Transformation de PARK

la transformation de PARK qui consiste à imaginer de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent fixe (d, q). A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée.

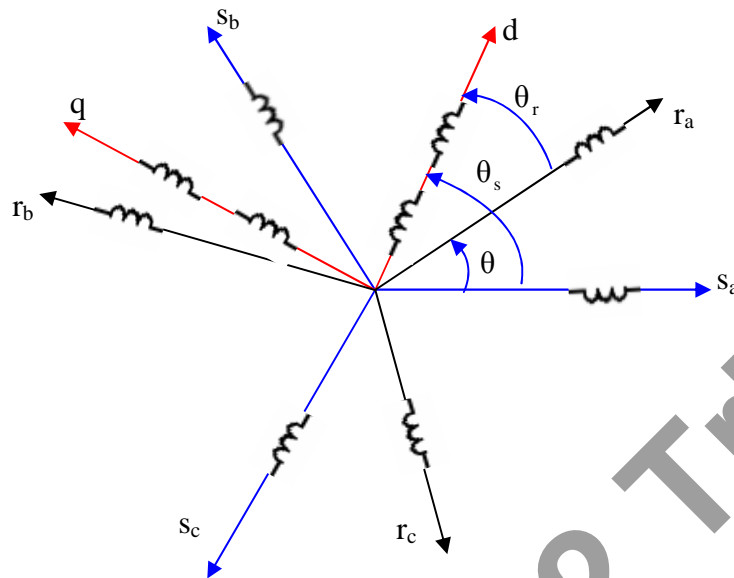


Fig.(III.7) : systèmes d'axes triphasé

Pour transformer un système triphasé $[r_a, r_b, r_c]$ en un système biphasé $[d, q]$ avec une composante homopolaire comme indiqué par l'équation suivante :

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

Tel que:

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

$[P(\theta)]$: est la matrice de la transformation de Park définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III-27})$$

$[P(\theta)]^{-1}$: la matrice inverse de Park définie par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III-28})$$

Avec:

L'angle θ correspond à la position du repère par rapport au repère fixe .

- $\theta = \theta_s$ pour le stator (angle entre s_a et O_d).
- $\theta = \theta_r$ pour le rotor (angle entre r_a et O_d).
- La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système [abc] est équilibré et symétrique.

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

III.4.1. Equations électriques

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

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{sq} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III-29})$$

Avec:

$$\begin{aligned} (\omega_s - \omega) &= \omega_r ; \\ \omega_s &= \frac{d\theta_s}{dt} ; \\ \omega_r &= \frac{d\theta_r}{dt} ; \\ (\omega_s - \omega) &= \frac{d\theta}{dt} = P\Omega \end{aligned}$$

III.4.2. Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (III.18) donne:

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (III-30)$$

$$\begin{cases} \Phi_{md} = M(I_{sd} + I_{rd}) \\ \Phi_{mq} = M(I_{sq} + I_{rq}) \end{cases} \quad (III-31)$$

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.

III.4.3. Expressions de la puissance et du couple électromagnétique

III.4.3.1. puissance mécanique

$$P_m = V_{sa} i_{sa} + V_{sb} i_{sb} + V_{sc} i_{sc} = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \quad (III-32)$$

$$P_m = \left[r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} \right] i_{sd} + \left[r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sq} \right] i_{sq} \quad (III-33)$$

$$P_m = \underbrace{\left\{ r_s i_{sd}^2 + r_s i_{sq}^2 \right\}}_1 + \underbrace{\left\{ \frac{d}{dt} \Phi_{sd} i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} i_{sq} \right\}}_2 + \underbrace{\left\{ \omega_s (\Phi_{sq} i_{sd} - \Phi_{sd} i_{sq}) \right\}}_3 \quad (III-34)$$

1: représente les pertes par effet Joules.

2: représente la puissance électromagnétique.

3: représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

III.4.3.2. Couple électromagnétique

On a :

$$P_m = C_{em} \Omega = \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (III-35)$$

Avec : $\omega = P\Omega$

$$C_{em} = \frac{\omega}{\Omega} \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) = P(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd})$$

$$\Rightarrow C_{em} = P(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{III-36})$$

III.5. Choix de référentiel

Le choix de l'orientation du repère d'axe (d, q), se fait selon l'objectif de la commande tel que :

- Référentiel lié au stator :

$$\omega_s = \frac{d(\theta_s)}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

- Référentiel fixé par rapport au rotor :

$$\omega_r = \frac{d(\theta_r)}{dt} = \omega \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \omega$$

- Référentiel fixé par rapport au champs tournant :

$$\omega = \frac{d(\theta_s)}{dt} = \omega_s \Rightarrow \omega = \omega_s - \omega_r$$

Avec:

ω : Vitesse électrique angulaire de la machine

Dans notre cas nous nous intéressons au référentiel lié au stator.

III.6. Mise sous forme d'Equations d'états

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

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{L_s T_r} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & \omega \\ -\frac{1}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & -\omega & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \end{bmatrix}; \quad (\text{III-37})$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-38})$$

$$X = [\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad i_{ds} \quad i_{qs}]^T; U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}. \quad (\text{III-39})$$

Avec:

$$\dot{X} = \frac{d}{dt} X; \quad \dot{X} = AX + BU \quad (\text{III-40})$$

$$T_r = \frac{L_r}{r_r} : \quad \text{La constante de temps rotorique;}$$

$$T_s = \frac{L_s}{r_s} : \quad \text{La constante de temps statorique;}$$

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

III.6.1. Equation mécanique

Nous reprenant ci-dessous l'équation du couple électromagnétique dans le plan (d,q), issue de modèle idéalisé de la machine asynchrone.

$$C_{em} = P [\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}] \quad (\text{III-41})$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{III-42})$$

Avec : $\omega = P\Omega$

III.7. Equation de la machine asynchrone alimenté en tension

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite:

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2} V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III-49})$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en **Annexe**.

III.8. Résultats de simulation

Les figures suivantes présente les résultats de simulation de MAS en boucle ouverte , le moteur est alimenté directement par les réseau 220/380V ,50HZ ,puis nous avons appliqué un couple résistant ($C_r = 10\text{N.m}$)à l'instant $t=1\text{s}$.

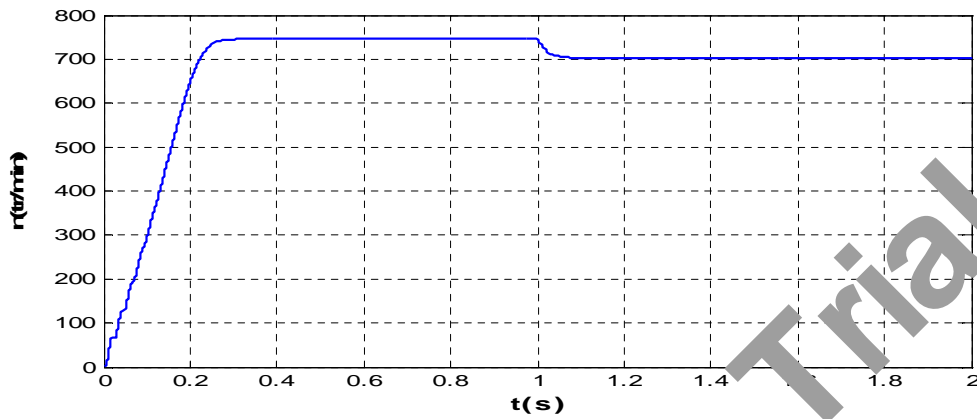


Fig.(III.8): vitesse de rotation

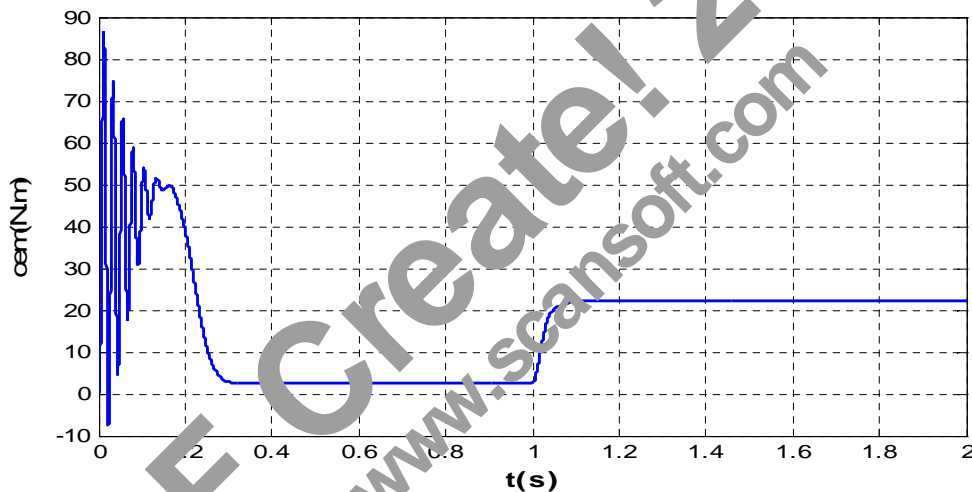


Fig.(III.9): Couple électromagnétique

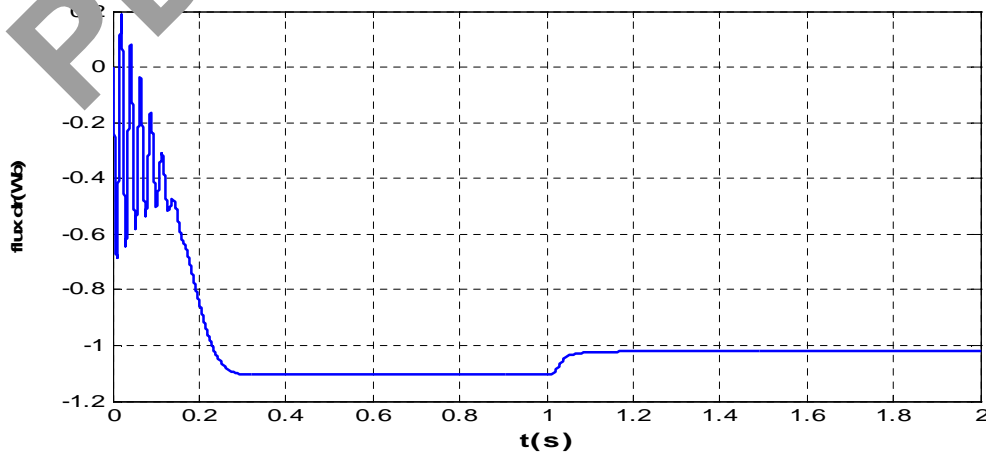
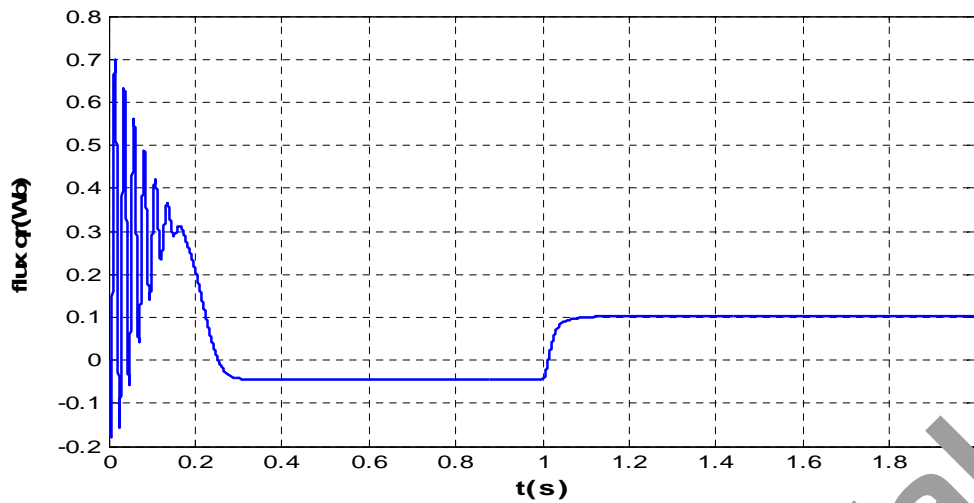
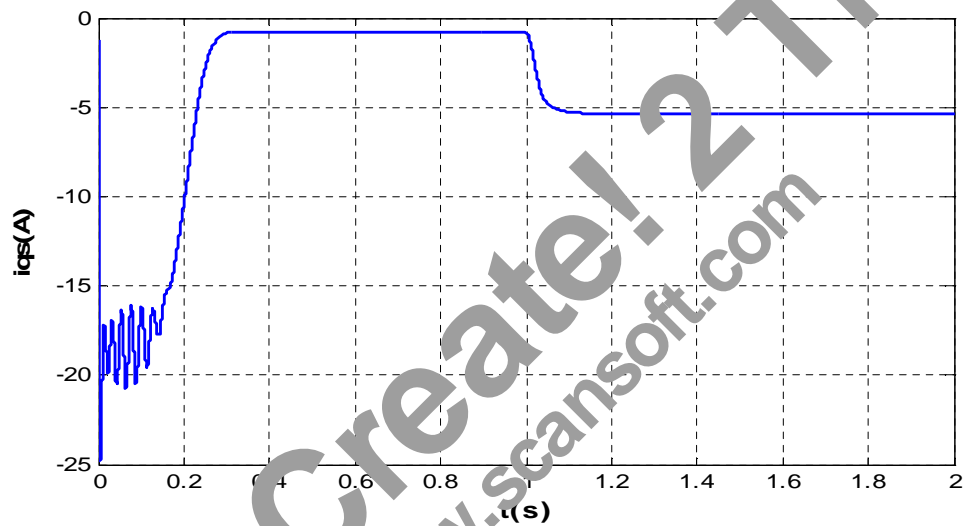
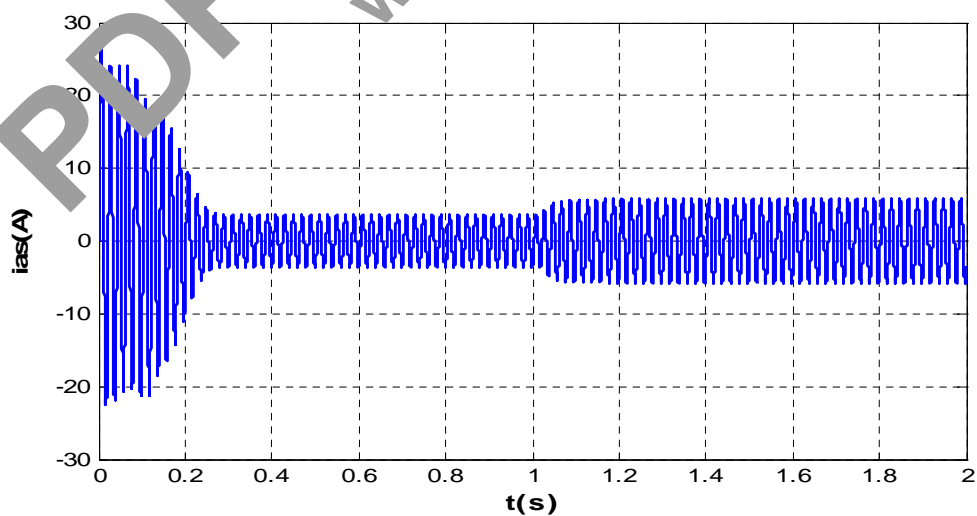


Fig.(III.10): Flux rotorique Φ_{dr}

Fig.(III.11): Flux rotorique Φ_{qr} Fig.(III.12): Courant i_{qs} Fig.(III.13): courant réel i_{as}

III.8.1. interprétation des résultats de simulation

➤ **Les courants statoriques:**

Au démarrage, la machine se comporte comme un transformateur, le courant statorique présente des dépassements excessifs (faible f.c.e.m et faible vitesse) mais il disparaît rapidement au bout de quelques alternances (0,24s) pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, de même pour charge ($C_r=10 \text{ N.m}$), on voit le même dépassement avec une amplitude plus importante que à vide jusqu'au régime sinusoïdal où le courant se stabilise.

➤ **Le couple :**

Cette caractéristique illustre le fort couple électromagnétique aux premiers instants de démarrage et presque nul. En régime établi, le couple électromagnétique est relativement constant. Après l'application de la charge ($C_r= 10 \text{ N.m}$) le couple rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur nominale du couple.

➤ **La vitesse :**

On constate qu'au démarrage, il y a un accroissement presque linéaire de l'allure de la vitesse, celle-ci tend vers le régime établi. A l'application de la perturbation, ($C_r= 10 \text{ N.m}$) on constate une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement de vitesse.

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi un modèle mathématique de la machine asynchrone. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine biphasé équivalente.

Les résultats obtenus suite à cette première simulation apparaissent satisfaisantes.