

CHAPITRE I

MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1.1. INTRODUCTION

En générale les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible de modèle réel [16].

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande [17].

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies [18]:

- ✓ Choisir le modèle.
- ✓ Déterminer ses paramètres.
- ✓ Et en fin vérifier sa validité.

Ce chapitre comportera deux parties, dans la première partie 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 consacrer sur la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont données en annexe (A).

1.2. GENERALITES SUR LES MACHINES ASYNCHRONES TRIPHASEES

1.2.1. 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.

1.2.2. Description

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor. Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° . La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil.

1.3. MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

1.3.1. Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [19] :

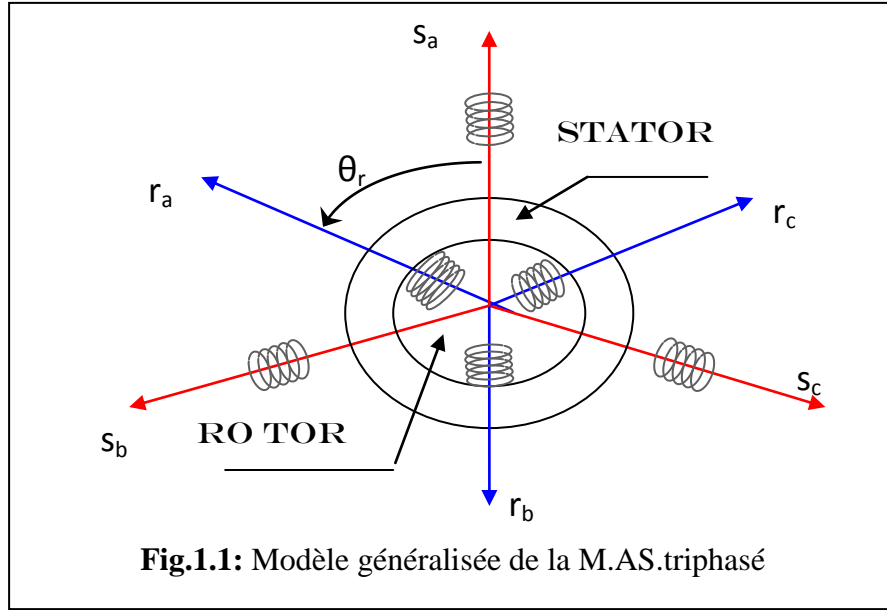
- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- ✓ L'effet d'encochage est négligeable.
- ✓ Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- ✓ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ✓ Pertes ferromagnétiques négligeables.
- ✓ Les résistances des enroulements 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 en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

1.3.2. Mise en équations

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) est donnée par la Figure.1.1



Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

a) Equations électriques

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

$$\begin{cases} V_{sa} = r_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = r_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = r_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (1.1)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = r_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = r_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = r_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (1.2)$$

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 (1.1) et (1.2) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:
pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{sabc}] = [r_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (1.4)$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (1.6)$$

b) Equation magnétiques

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

Pour le stator:

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (1.7)$$

Pour le rotor:

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (1.8)$$

Telque:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (1.9)$$

On désigne par:

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

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

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Avec :

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

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

m : 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:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (1.13)$$

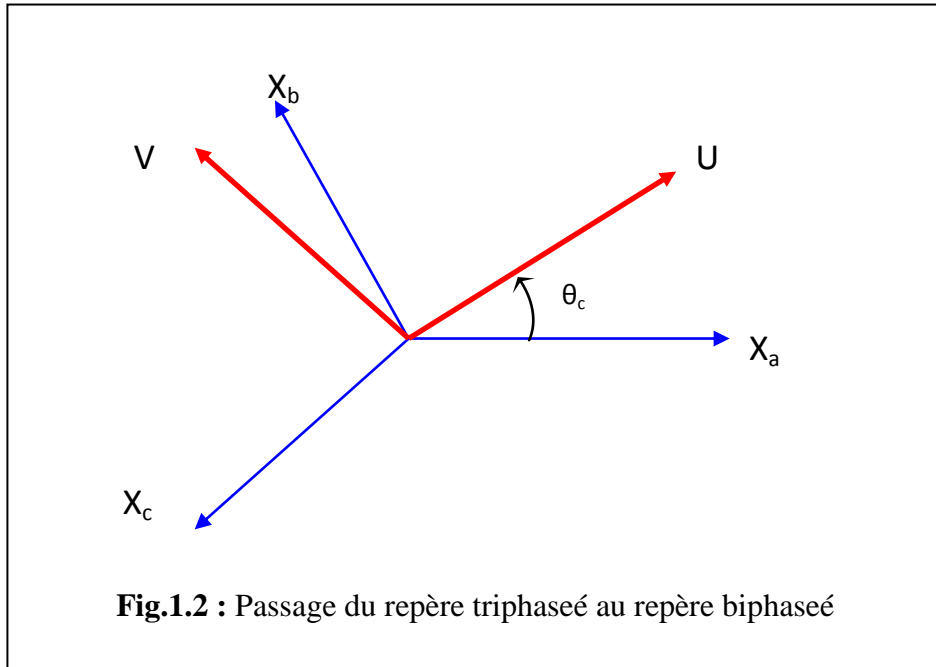
Le couple est donné par l'expression suivante :

$$C_e = P[i_{sa} i_{sb} i_{sc}] \frac{d}{dt} \left([M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (1.14)$$

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.

1.4. TRANSFORMATION DE PARK

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.



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

$$[X_{uvo}] = [P(\theta_c)] [X_{abc}] \quad (1.15)$$

Le passage inverse est donner par :

$$[X_{abc}] = [P(\theta_c)]^{-1} [X_{uvo}] \quad (1.16)$$

Telque:

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

$[P(\theta_c)]$: est la matrice de transformation directe de Park.

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

Avec :

$$[P(\theta_c)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & \cos\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_c) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

La matrice de transformation $[P(\theta_c)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est donc simplifié

$$[P(\theta_c)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & -\sin(\theta_c) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\Pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\Pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

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

θ_c : La position angulaire du système d'axes (uv) par rapport au système d'axes réel (abc)

$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_c$: Vitesse de coordonnée.

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

a) Equations électriques

On applique la transformation de Park sur les deux équations (1.4) et (1.5), et en admettant que le rotor étant en court-circuit, il en résulte:

$$\begin{cases} V_{su} = r_s i_{su} + \frac{d}{dt} \Phi_{su} - \omega_c \Phi_{sv} \\ V_{sv} = r_s i_{sv} + \frac{d}{dt} \Phi_{sv} + \omega_c \Phi_{su} \\ V_{ru} = 0 = r_r i_{ru} + \frac{d}{dt} \Phi_{ru} - \omega_c \Phi_{rv} \\ V_{rv} = 0 = r_r i_{rv} + \frac{d}{dt} \Phi_{rv} + \omega_c \Phi_{ru} \end{cases} \quad (1.19)$$

Le système (u, v) tourne à la vitesse $(\omega_c - \omega_r)$ par rapport au rotor.

b) Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur les équations (1.7) et (1.8) donne:

$$\begin{cases} \Phi_{su} = l_s i_{su} + M i_{ru} \\ \Phi_{sv} = l_s i_{sv} + M i_{rv} \\ \Phi_{ru} = l_r i_{ru} + M i_{su} \\ \Phi_{rv} = l_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases} \quad (1.20)$$

Avec :

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

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

M_{rs} : Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

$$M = \frac{3}{2} m$$

c) Expression du couple électromagnétique et de la puissance

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{géo}} = P \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{géo}} \quad (1.21)$$

$$\theta_{géo} = \frac{\theta_{éle}}{P} \quad (1.22)$$

Avec :

W_e : Energie émmagasinée dans le circuit magnétique

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

P : Nombre de paires de pôle

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

$$P(t) = V_{sa} i_{sa} + V_{sb} i_{sb} + V_{sc} i_{sc} \quad (1.23)$$

$$P(t) = V_{su} i_{su} + V_{sv} i_{sv} + V_{so} i_{so} \quad (1.24)$$

Le système, étant équilibrée, il vient:

$$P(t) = [V_{su} i_{su} + V_{sv} i_{sv}] \quad (1.25)$$

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

$$P(t) = [r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2] + \left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \omega_c [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (1.26)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties:

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

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

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

Sachant que:

$$P_e = C_e \omega_c \quad (1.27)$$

Alors :

$$C_e = [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (1.28)$$

Ou bien encore:

$$C_e = \frac{PM}{l_r} [\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}] \quad (1.29)$$

1.5. CHOIX DU REFERENTIEL

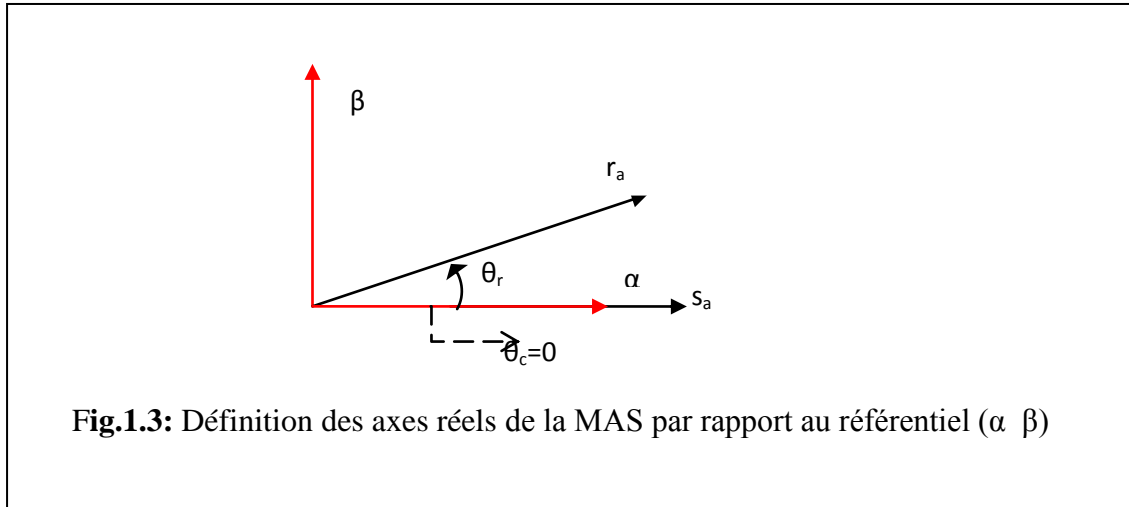
L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (u,v) qui se fait en fonction de l'application.

1.5.1. Référentiel immobile par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\omega_c = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (1.30)$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «α» et «v» par «β», on obtient :



Les équations de système (1.19) prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (1.31)$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il 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 [20].

1.5.2. Référentiel immobile par rapport au rotor

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (1.32)$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «x» et «v» par «y».

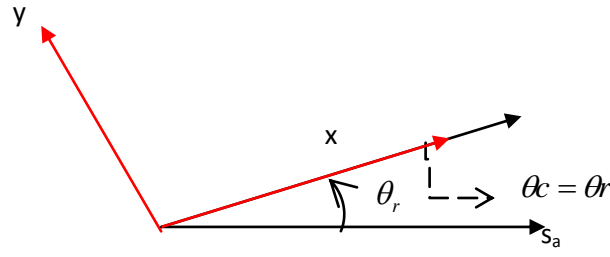


Fig.1.4: Définition des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (x y)

Les équations de système (1.17) prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sx} = r_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = r_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} + \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = r_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = r_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \end{cases} \quad (1.33)$$

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

1.5.3. Référentiel immobile par rapport au champ tournant

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_s = \omega_s \quad (1.34)$$

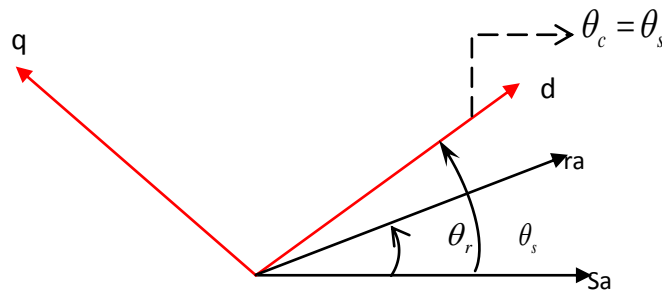


Fig.1.5: Définition des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (d q)

Les équations de système (1.19) prennent la forme:

$$\begin{cases} v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (1.35)$$

Avec :

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r \quad (1.36)$$

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 en commande [17].

1.6. MISE EN EQUATION D'ETAT

Les phénomènes transitoires dans les machines asynchrones peuvent être étudiés à partir du modèle généralisé dans un référentiel lié au stator (α, β). Considérons les tensions ($V_{s\alpha}, V_{s\beta}$) comme grandeurs de commande, les courants statoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$), les flux rotoriques ($\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$), la vitesse mécanique Ω_r comme variables d'état et le couple résistant comme perturbation.

Soit le système d'équations statoriques et rotoriques exprimées dans le repère (α, β).

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (1.37)$$

En substituant le système (1.22) dans (1.33), on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r & 0 & 0 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_l_s & 0 & \frac{M}{l_r} & 0 \\ 0 & \sigma_l_s & 0 & \frac{M}{l_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

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

$$[\mathbf{X}\dot{}] = [\mathbf{A}] [\mathbf{X}] + [\mathbf{B}] [\mathbf{U}] \quad (1.39)$$

Telque :

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

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

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

$[\mathbf{U}] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$: Vecteur de commande.

Après tout les calculs fait on trouve :

$$[\mathbf{A}] = \begin{bmatrix} -(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}) & 0 & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} & \frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r \\ 0 & -(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}) & -\frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} \\ \frac{M}{T_t} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

$$[\mathbf{B}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r} \quad (1.42)$$

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

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

1.7. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La simulation à été effectué par le logiciel «simulink» sous «Matlab».

Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine asynchrone triphasé alimentée directement par un réseau standard, on alimente la machine par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ.

1.7.1. Interprétations des résultats de simulation :

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire.

L'allure de la caractéristique de vitesse n'est pas régulièrement croissante mais à tendance à osciller tout en croissant en valeur moyenne ce qui est dû à l'inertie des masses tournantes et le coefficient d'amortissement dû au flux qui sont faibles. Au cours de ces oscillations, il se produit la transformation de l'énergie cinétique du rotor tournant en énergie électromagnétique et inversement la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme au bout de (0.25 s).

La courbe du couple électromagnétique (C_{em}), présente aux premiers instants du démarrage des pulsations très importantes dont le calcul rigoureux doit impérativement tenir compte de la saturation, ce couple pulsatoire est transmis à la partie mécanique, avant qu'il ne se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement et ventilation.

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

le courant statorique présentent des dépassements excessifs (faible f.c.e.m et faible vitesse) mais qui disparaissent rapidement après quelques pulsations pour donner lieu à une forme sinusoïdale et amplitude constante

1.7.2. résultats de simulation :

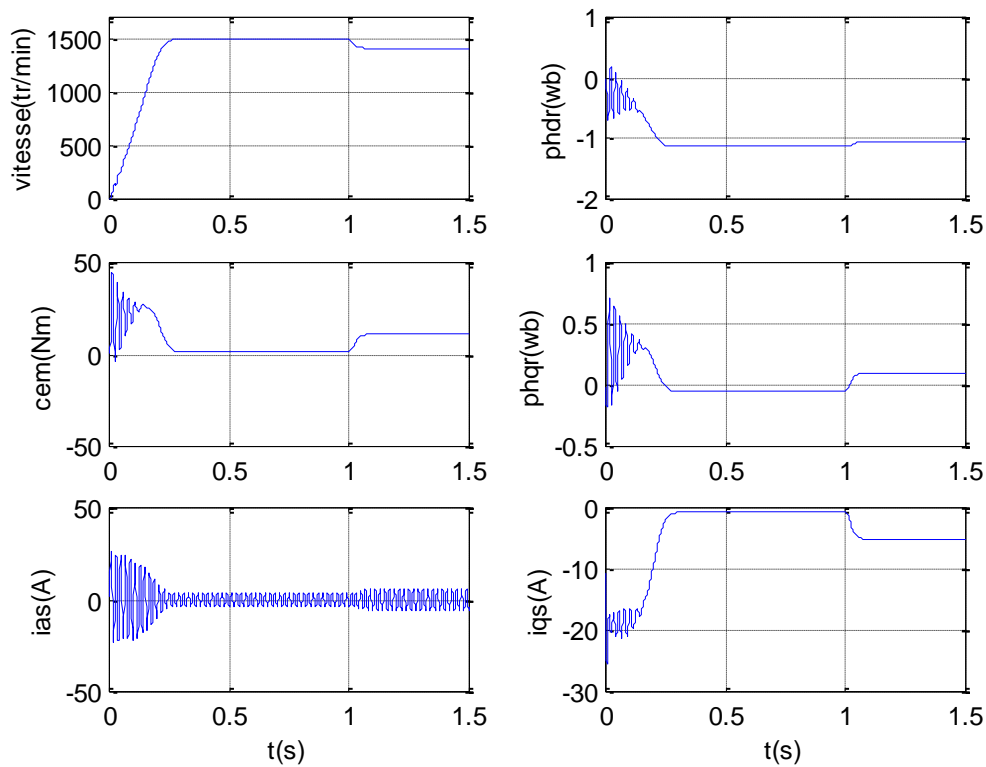


Fig.1.6: Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage en charge avec application d'un couple résistant .

1.8. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

1.8.1. Modélisation de l'onduleur

La figure (1.7) représente le schéma de principe d'un onduleur, composé de six transistors ($T1, T2, T3, T'1, T'2, T'3$), shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ($D1, D2, D3, D'1, D'2, D'3$). Les semi-conducteurs de l'onduleur sont considérés comme des éléments binaires idéalisés (temps de communication, chute de tension à l'état passant et courant à l'état bloqué sont nuls).

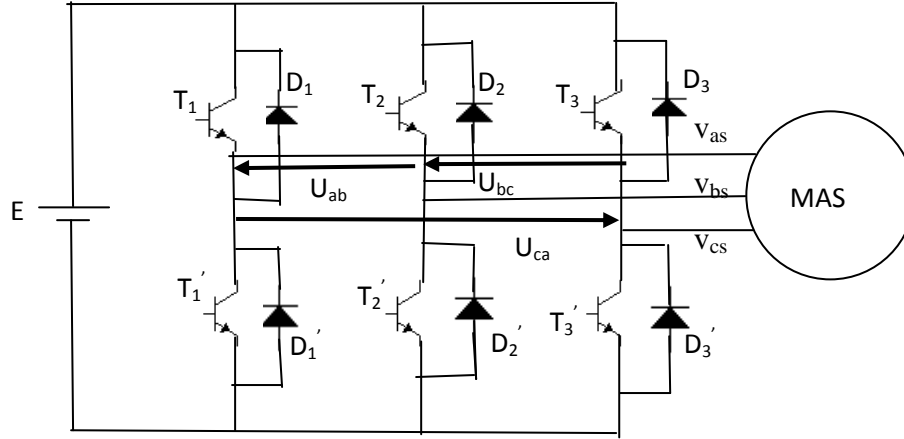


Fig.1.7 : Représentation schématique d'un onduleur de tension.

A fin de simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion F_j ($j=1,2,3$).

Nous définissons les fonctions logiques comme suit :

$F_j = 1$ si K_j est connecté à la borne + de la source

$F_j = -1$ si K_j est connecté à la borne - de la source

Les tensions de lignes aiguillées par l'onduleur sont alors :

$$V_a - V_b = U_{ab} = (E) (F_1 - F_2)$$

$$V_b - V_c = U_{bc} = (E) (F_2 - F_3) \quad (1.43)$$

$$V_c - V_a = U_{ca} = (E) (F_3 - F_1)$$

Du fait que les enroulements du stator de la machine sont à neutre isolé, les tensions de phase vérifient la relation :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (1.44)$$

En tenant compte des relations (I.32) et (I.33) les tensions simples sont comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

il reste à déterminer les fonctions logiques k_j , celles-ci dépendant de la stratégie de commande de l'onduleur.

1.8.2. Principe de la stratégie de commande

Le principe de la stratégie de commande de l'onduleur est basé sur le réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Si les commandes sont des tensions, l'onduleur est commandé par la technique triangulo-sinusoidale. Si n'est pas le cas, les commandes sont les courants, on utilise un comparateur à hystérésis (stratégie delta) [21], [22].

1.8.2.1. Commande en tension MLI :

Dans cette stratégie, les instants de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection d'une onde porteuse avec une onde de référence. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Celle-ci représente la tension sinusoïdale désirée de fréquence f .

1.8.2.2. Contrôle des courants par hystérésis :

Dans cette stratégie, les interrupteurs de l'onduleur sont commandés de sorte que les variations du courant dans chaque phase du moteur soit limitée dans une bande d'hystérésis. Une comparaison en permanente est faite entre les courants réels et les courants de référence, les sorties des comparateurs sont reliées à la logique de distribution des commandes des interrupteurs.

1.9. SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR -MACHINE ASYNCHRONES

Le schéma de l'association convertisseur- machine est celui présenté sur la figure (1.8). La machine est alimentée par un système de tensions délivrées par l'onduleur, celui-ci est commandé par la technique d'hystérésis.

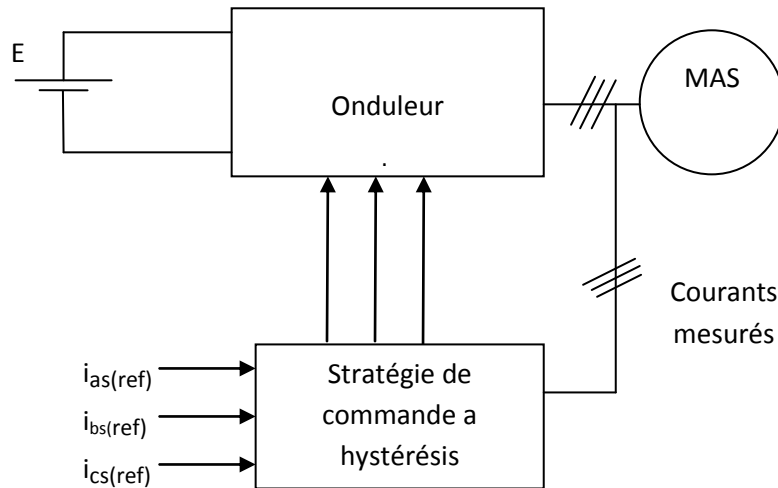


Fig.1.8 : Association onduleur –MAS.

1.9.1. Interprétations des résultats de simulation :

Les résultats de simulation de la figure (1.9) présentent le démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Après que le régime permanent est atteint nous avons appliqué une perturbation de charge ($C_r=10\text{Nm}$) durant un l'intervalle de temps de 1.5s.

On remarque que la vitesse atteint le régime permanent après un temps de 1.9s avec des petites oscillations, alors que le couple électromagnétique présente des ondulations importantes lors du régime transitoire.

Une fois le régime permanent est atteint, on applique une charge perturbatrice à l'instant $t=2.5\text{s}$. On remarque que le couple électromagnétique augmente afin de compenser cette perturbation. Alors que la vitesse subisse une chute significative.

Les allures des courants statoriques présentent au démarrage des pulsations importantes qui disparaissent après que le régime permanent est atteint pour avoir une forme sinusoïdale et une amplitude constante.

1.9.2. résultats de simulation

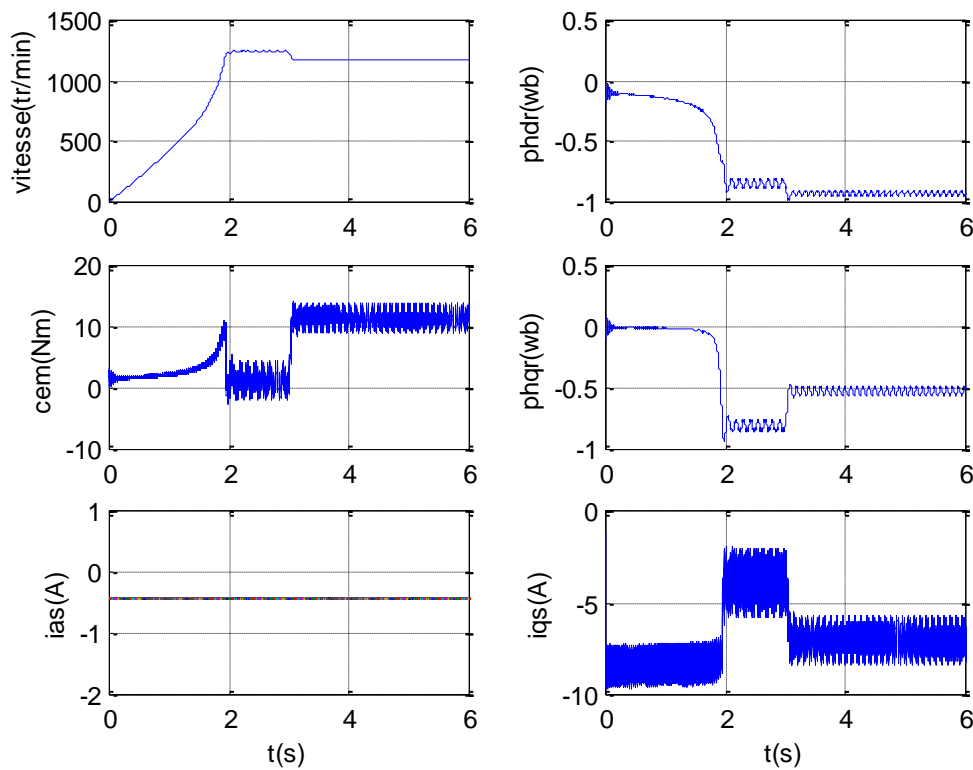


Figure .1.9 : Association onduleur-machine avec application d'un couple résistant.

1.10. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé en courant par hystérésis. Pour réduire la complexité du modèle, nous avons opté pour l'application de la transformation de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le modèle triphasé.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park de la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard. Malgré cela, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable.

Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise à des perturbations, Suite du travail sera consacrée à la régulation de la vitesse de rotation de la machine en utilisant la technique de la commande par la logique floue.