

Chapitre I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I-1 INTRODUCTION

On distingue deux types de machines asynchrones, selon que les enroulements rotoriques sont bobinés ou simplement constitués de barres métalliques reliées à leurs extrémités par des anneaux conducteurs « cage d'écureuil ». Dans le premier cas, on facilite le démarrage du moteur en introduisant des résistances dans le circuit rotorique, ce qui conduit à une augmentation du couple et à une diminution de l'intensité absorbée. Les avantages des moteurs à cage d'écureuil résident dans leur simplicité de construction, de manœuvre et d'entretien, leur robustesse mécanique et leur faible prix de revient. Le moteur asynchrone est très couramment utilisé, dans une gamme de puissances allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts. Il s'agit d'un engin simple et robuste, caractérisé par un fonctionnement stable, une vitesse pratiquement constante et un rendement élevé autour de la charge nominale.

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique

comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encochage dû à la forte variation de reluctance qui perturbe le couple. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique qui peut sortir ou non de chaque côté.

I-2 DESCRIPTION DE LA M.AS 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 «fig.I-1», et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier [2].

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 [2].

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse Ω_R exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme Ω_S exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω_R est généralement inférieure à Ω_S où :

$$\Omega_S = \frac{\omega_s}{p} \quad (I-1)$$

avec :

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

p : nombre de paire 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, et avec la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_S , 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 [3] :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{f_s - f_R}{f_s} \quad (1-2)$$

Dans une machine asynchrone, la condition de fréquence, $\omega_s = \omega_g + \omega_R$ ou $f_s = f_g + f_R$ est constamment satisfait. Où quand la pulsation mécanique ω_R est égale à la pulsation du champ tournant ω_s , le phénomène d'induction électromagnétique disparaît.

ω_g est la Pulsation de glissement.

I-3 MODELE DE LA M.AS TRIPHASEE

Le modèle de la machine à induction 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 et la phase rotorique.

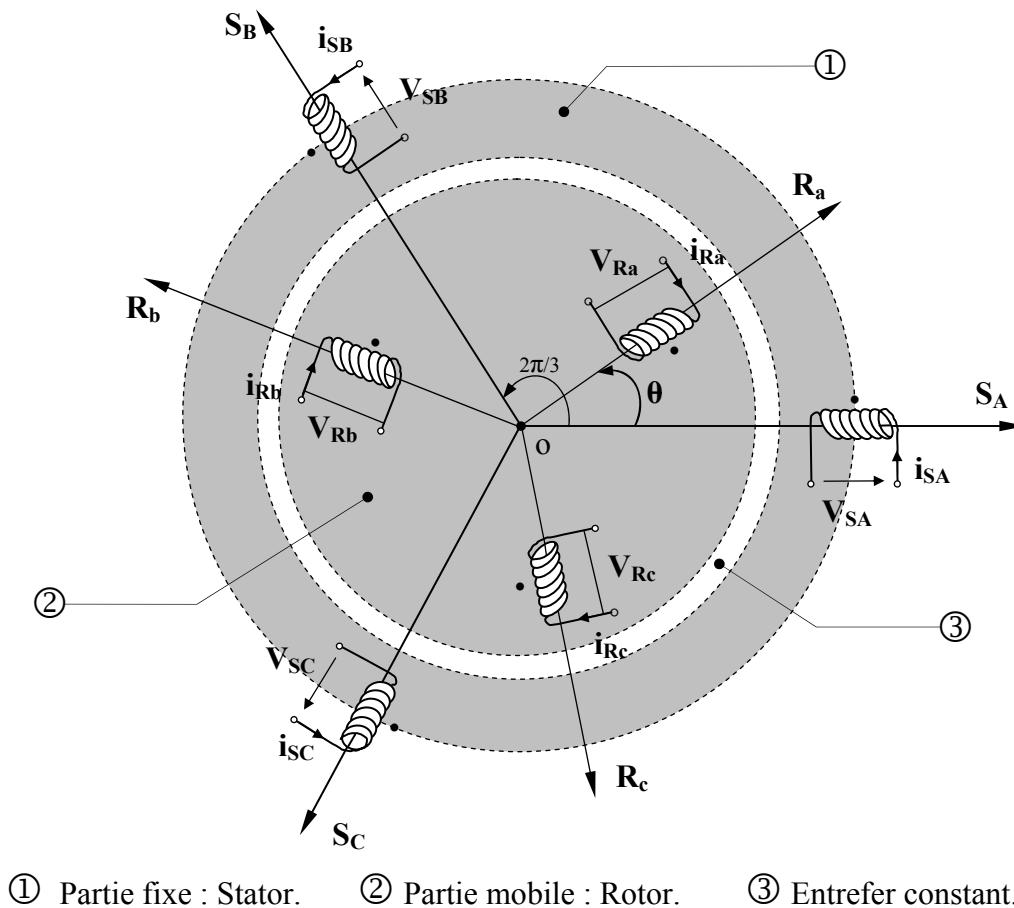


Fig. I-1 Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

I-4 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [6] :

- ✓ Parfaite symétrie.
- ✓ Assimilation de la cage 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.
- ✓ Absence de saturation dans le circuit.
- ✓ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique.

I-5 EQUATIONS GENERALES DE LA M.AS TRIPHASEE

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques se présentent sous forme matricielle donnée ci-après.

I-5.1 Equations électriques

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasé s'écrivent respectivement :

$$\text{► Pour le stator } \begin{bmatrix} V_{S \ A \ B \ C} \end{bmatrix} = R_S \begin{bmatrix} i_{S \ A \ B \ C} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{S \ A \ B \ C} \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

$$\text{► Pour le rotor } \begin{bmatrix} V_{R \ a \ b \ c} \end{bmatrix} = R_R \begin{bmatrix} i_{R \ a \ b \ c} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{R \ a \ b \ c} \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

avec :

R_S, R_R ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

et :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{S \ A \ B \ C} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_{SA} & V_{SB} & V_{SC} \end{bmatrix}^T && : \text{Vecteur de tension statorique.} \\ \begin{bmatrix} V_{R \ a \ b \ c} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_{Ra} & V_{Rb} & V_{Rc} \end{bmatrix}^T && : \text{Vecteur de tension rotorique.} \\ \begin{bmatrix} i_{S \ A \ B \ C} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_{SA} & i_{SB} & i_{SC} \end{bmatrix}^T && : \text{Vecteur de courant statorique.} \\ \begin{bmatrix} i_{R \ a \ b \ c} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_{Ra} & i_{Rb} & i_{Rc} \end{bmatrix}^T && : \text{Vecteur de courant rotorique.} \end{aligned}$$

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$$\begin{aligned} [\Phi_{S \text{ ABC}}] &= [\Phi_{SA} \quad \Phi_{SB} \quad \Phi_{SC}]^T : \text{Vecteur de flux statorique.} \\ [\Phi_{R \text{ abc}}] &= [\Phi_{Ra} \quad \Phi_{Rb} \quad \Phi_{Rc}]^T : \text{Vecteur de flux rotorique.} \end{aligned}$$

I-5.2 Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

► Pour le stator : $[\Phi_{S \text{ ABC}}] = [L_S][i_{S \text{ ABC}}] + [M_{SR}][i_{R \text{ abc}}]$ (I-5)

► Pour le rotor : $[\Phi_{R \text{ abc}}] = [L_R][i_{R \text{ abc}}] + [M_{RS}][i_{S \text{ ABC}}]$ (I-6)

où :

$[L_S]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_R]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{SR}]$: Matrice de l'inductance mutuelle du couplage entre stator-rotor.

alors :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} \ell_S & M_S & M_S \\ M_S & \ell_S & M_S \\ M_S & M_S & \ell_S \end{bmatrix}, \quad [L_R] = \begin{bmatrix} \ell_R & M_R & M_R \\ M_R & \ell_R & M_R \\ M_R & M_R & \ell_R \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

ainsi :

$$[M_{SR}] = [M_{RS}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

où :

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_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase
Correspondante du rotor.

I-5.3 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) [8] :

$$C_{em} = p \left[i_{SABC} \right]^T \frac{d}{dt} \left[M_{SR} \right] \left[i_{Rabc} \right] \quad (I-9)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (I-10)$$

avec :

- J : Moment d'inertie des masses tournantes.
- C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
- Ω : Vitesse rotorique.
- C_{em} : Couple électromagnétique.
- f_r : Coefficient de frottement visqueux.
- $(f_r \Omega)$: Terme de couple de frottement visqueux.

I-6 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].

I-6.1 Différents repères

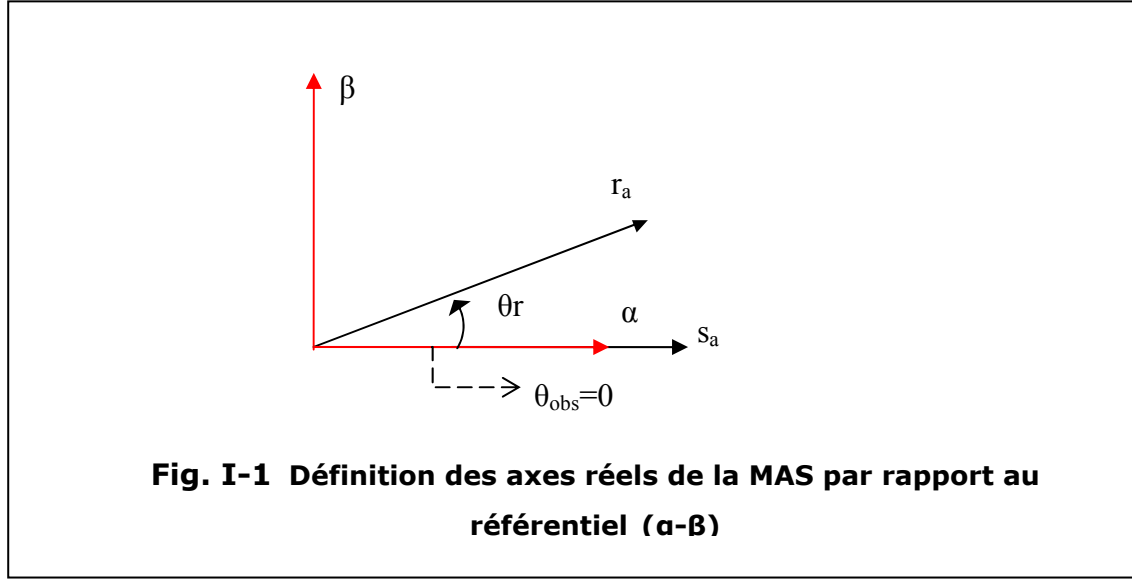
L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour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

I-6.2.1 Référentiel immobile par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\omega_{obs} = \frac{d\theta_{obs}}{dt} = 0 \quad (I-11)$$

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



Les équations de système prennent la forme:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \Phi_{r\alpha} \omega_r \end{array} \right. \quad (I-12)$$

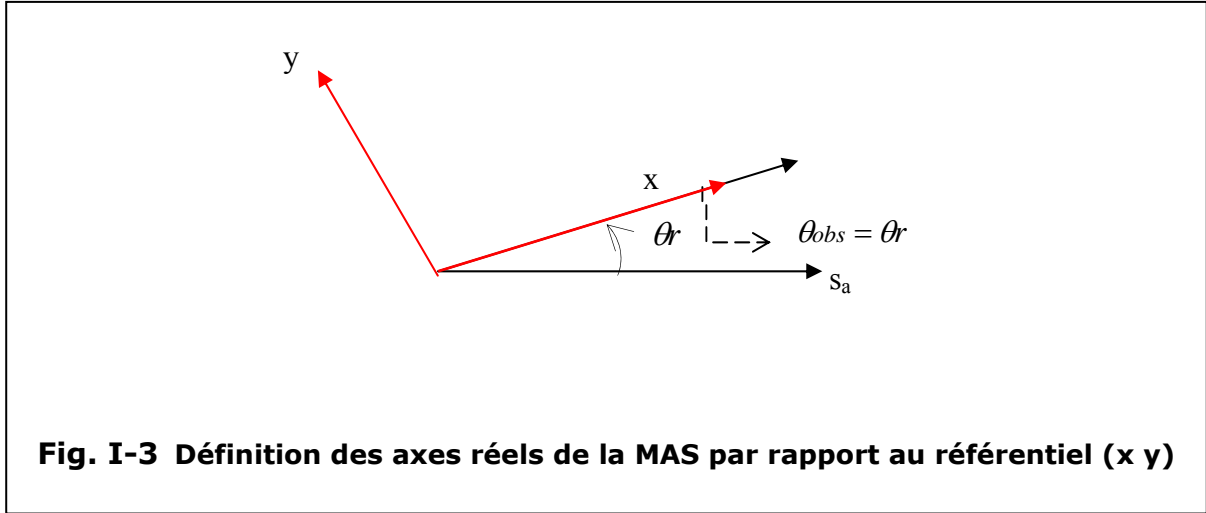
C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [4].

I-6.2.2 Référentiel immobile par rapport au rotor

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_{obs} = \frac{d}{dt} \theta_{obs} = \omega_r \quad (I-13)$$

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



Les équations de système prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sx} = r_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = r_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} + \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = r_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = r_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \end{cases} \quad (I-14)$$

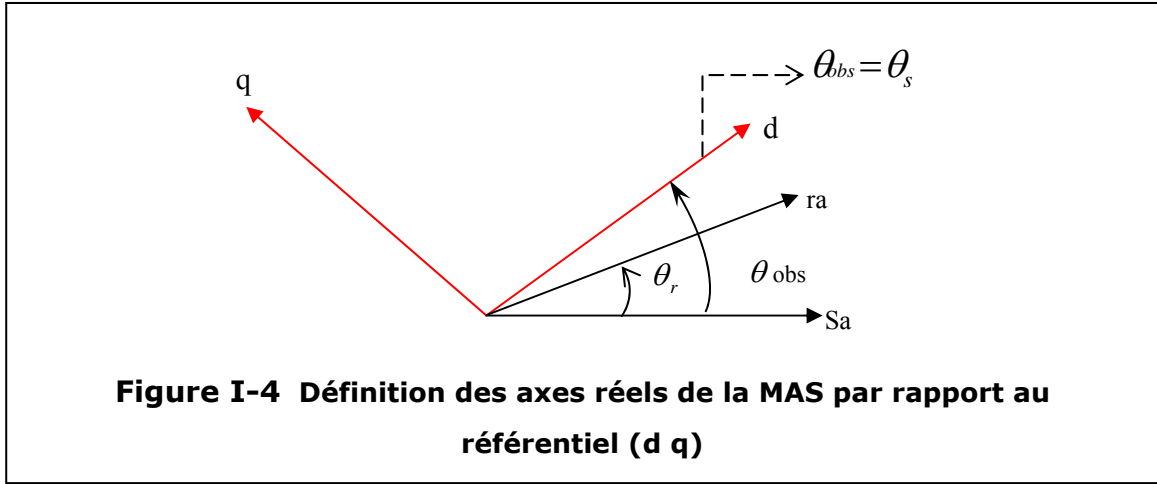
Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

I-6.2.3 Référentiel immobile au champ tournant

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_{obs} = \omega_{obs} \quad (I-15)$$

Et en remplaçant l'indice «u» par «d» et «v» par «q»



$$\begin{cases} v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I-16)$$

Les équations de système prennent la forme

avec: $\omega = \omega_s - \omega_r$ (I-17)

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 [5].

où :

ω_{obs} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

I-6.2 Application de la transformation de Park au modèle de la M.AS.

On désire transformer les enroulements de la M.AS triphasée en des enroulements biphasé orthogonaux équivalents selon les axes (d – q) lié au champ tournant, voir «**Fig.I-5**», ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- ♦ Direct selon l'axe (d).
- ♦ Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- ♦ Homopolaire (o).

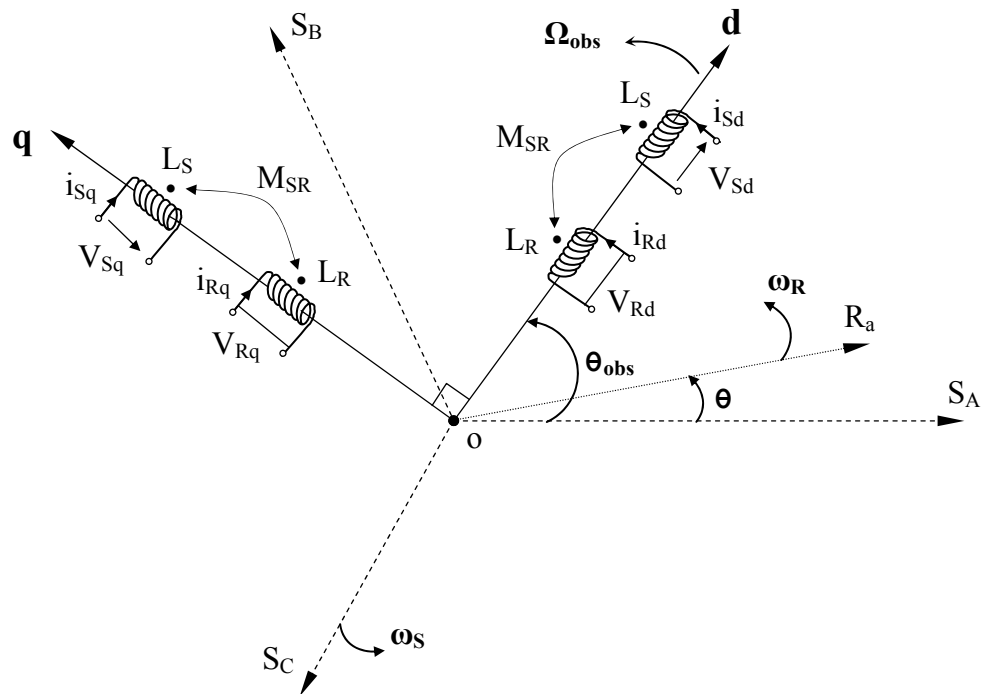


Fig. I-5 Référentiel tournant d'axes (d– q).

où :

$\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt$: est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants :

► L'équivalent de tension : $[V_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][V_{ABC}]$

► L'équivalent de courant : $[i_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][i_{ABC}]$ (I-18)

► L'équivalent du flux : $[\Phi_{dq0}] = [P(\theta_{obs})][\Phi_{ABC}]$

où :

$[P(\theta_{obs})]$ est la matrice de Park.

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [V_{ABC}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [V_{dq0}] \\ [i_{ABC}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [i_{dq0}] \\ [\Phi_{ABC}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [\Phi_{dq0}] \end{cases} \quad (I-19)$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrit alors :

$$[P(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{obs} + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{obs} + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-20)$$

✓ Le facteur $(\sqrt{\frac{2}{3}})$: est là pour conserver la puissance électrique instantanée [2].

$$[P(\theta_{obs})]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_{obs} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{obs} - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_{obs} + 2\pi/3) & -\sin(\theta_{obs} + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I-21)$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (I-3) et (I-4), et magnétiques, (I-5), (I-6), permet d'obtenir les équations suivantes:

I-6.2.1 Equations électriques

$$[V_{Sd}] = R_S i_{Sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sd} - \omega_S \Phi_{Sq} \quad (I-22)$$

$$[V_{Sq}] = R_S i_{Sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sq} + \omega_S \Phi_{Sd} \quad (I-23)$$

$$0 = R_R i_{Rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rd} - (\omega_S - \omega_R) \Phi_{Rq} \quad (I-24)$$

$$0 = R_R i_{Rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rq} + (\omega_S - \omega_R) \Phi_{Rd} \quad (I-25)$$

I-6.2.2 Equations magnétiques

$$\Phi_{Sd} = L_S i_{Sd} + M i_{Rd} \quad (I-26)$$

$$\Phi_{Sq} = L_S i_{Sq} + M i_{Rq} \quad (I-27)$$

$$\Phi_{Rd} = L_R i_{Rd} + M i_{Sd} \quad (I-28)$$

$$\Phi_{Rq} = L_R i_{Rq} + M i_{Sq} \quad (I-29)$$

avec: $L_S = \ell_S - M$, $L_R = \ell_R - M$; Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

I-6.2.3 Equations mécaniques

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I-9) devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} \cdot i_{Sq} - \Phi_{Rq} \cdot i_{Sd}) \quad (I-30)$$

I-7 ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

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} , V_{Sq} , comme grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, « Fig-I-6 ».

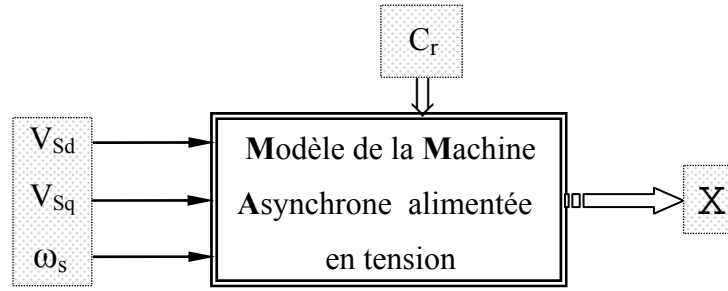


Fig. I-6 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

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

$$[X] = [i_{Sd} \ i_{Sq} \ i_{Rd} \ i_{Rq}]^T ;$$

$$\text{ou } [X] = [\Phi_{Sd} \ \Phi_{Sq} \ \Phi_{Rd} \ \Phi_{Rq}]^T ;$$

$$\text{ou } [X] = [\Phi_{Sd} \ \Phi_{Sq} \ i_{Rd} \ i_{Rq}]^T ;$$

$$\text{ou } [X] = [i_{Sd} \ i_{Sq} \ \Phi_{Rd} \ \Phi_{Rq}]^T .$$

Ainsi, notre choix est porté sur le vecteur $[i_{Sd} \ i_{Sq} \ \Phi_{Rd} \ \Phi_{Rq}]^T$.

I-8 REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA M.AS.

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

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I-31)$$

avec :

$$\begin{cases} [X] = [i_{Sd} \ i_{Sq} \ \Phi_{Rd} \ \Phi_{Rq}]^T \\ [U] = [V_{Sd} \ V_{Sq}]^T \end{cases} \quad (I-32)$$

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

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & \omega_s & (\frac{M}{\sigma L_s L_R T_R}) & (\frac{M}{\sigma L_s L_R})\omega \\ -\omega_s & -(\frac{R_t}{\sigma L_s}) & -(\frac{M}{\sigma L_s L_R})\omega & (\frac{M}{\sigma L_s L_R T_R}) \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_R} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-33)$$

et pour le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), la matrice $[A]$ devient :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_S} & 0 & (\frac{M}{\sigma L_S L_R T_R}) & (\frac{M}{\sigma L_S L_R})\omega \\ 0 & -(\frac{R_t}{\sigma L_S}) & -(\frac{M}{\sigma L_S L_R})\omega & (\frac{M}{\sigma L_S L_R T_R}) \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_R} & \omega & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \quad (I-34)$$

avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_R L_S} \quad : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

$$T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$R_t = R_S + \frac{M^2}{L_R T_R} \quad : \text{Résistance totale ramenée au stator.}$$

$[A]$: Matrice fondamentale qui caractérise le système et $[B]$: Matrice d'entrée.

I-9 SIMULATION DU MODELE DE LA M.AS EN TENSION

La simulation, bien connue de nos jours, des modèles des machines électriques et des entraînements, permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision. Dans notre cas, toutes les simulations sont effectuées par le logiciel «**SIMULINK**» sous «**MATLAB**», il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles (la méthode d'EULER simple, d'EULER modifiée, RUNGE-KUTTA d'ordre 4... etc.), il comporte des modules qui peuvent réaliser des fonctions comme la sommation, l'intégrale, la multiplication, ...etc. [3].

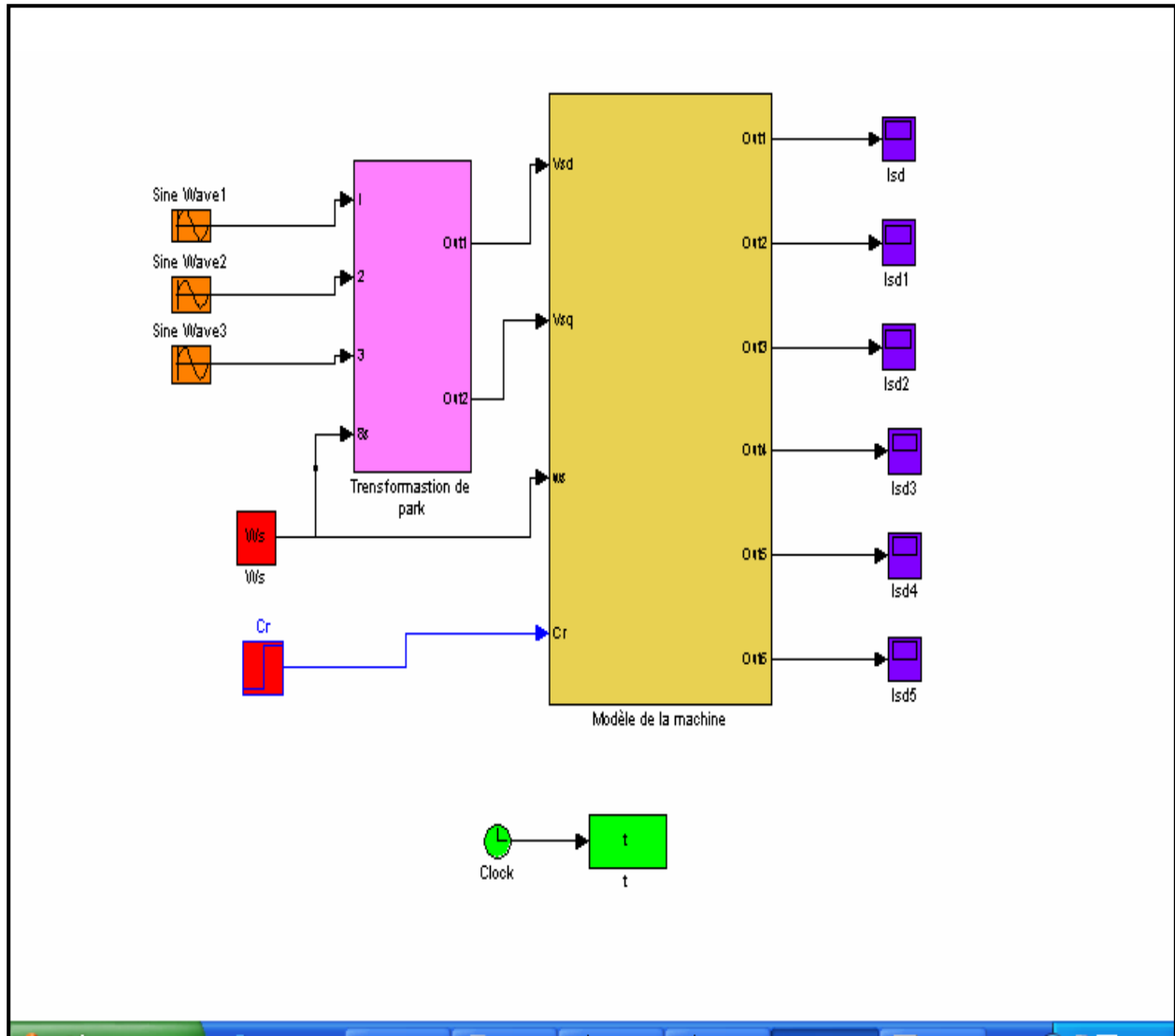


Fig. I-7 Schéma bloc global de simulation de la M.AS alimentée en tension.

I-9.1 Résultats de la simulation

La figure (fig. I-8) représente les résultats de simulation du modèle de Park de la machine asynchrone alimentée en tension dans le référentiel (d-q), la machine asynchrone est simulée en charge après un démarrage à vide.

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

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

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

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

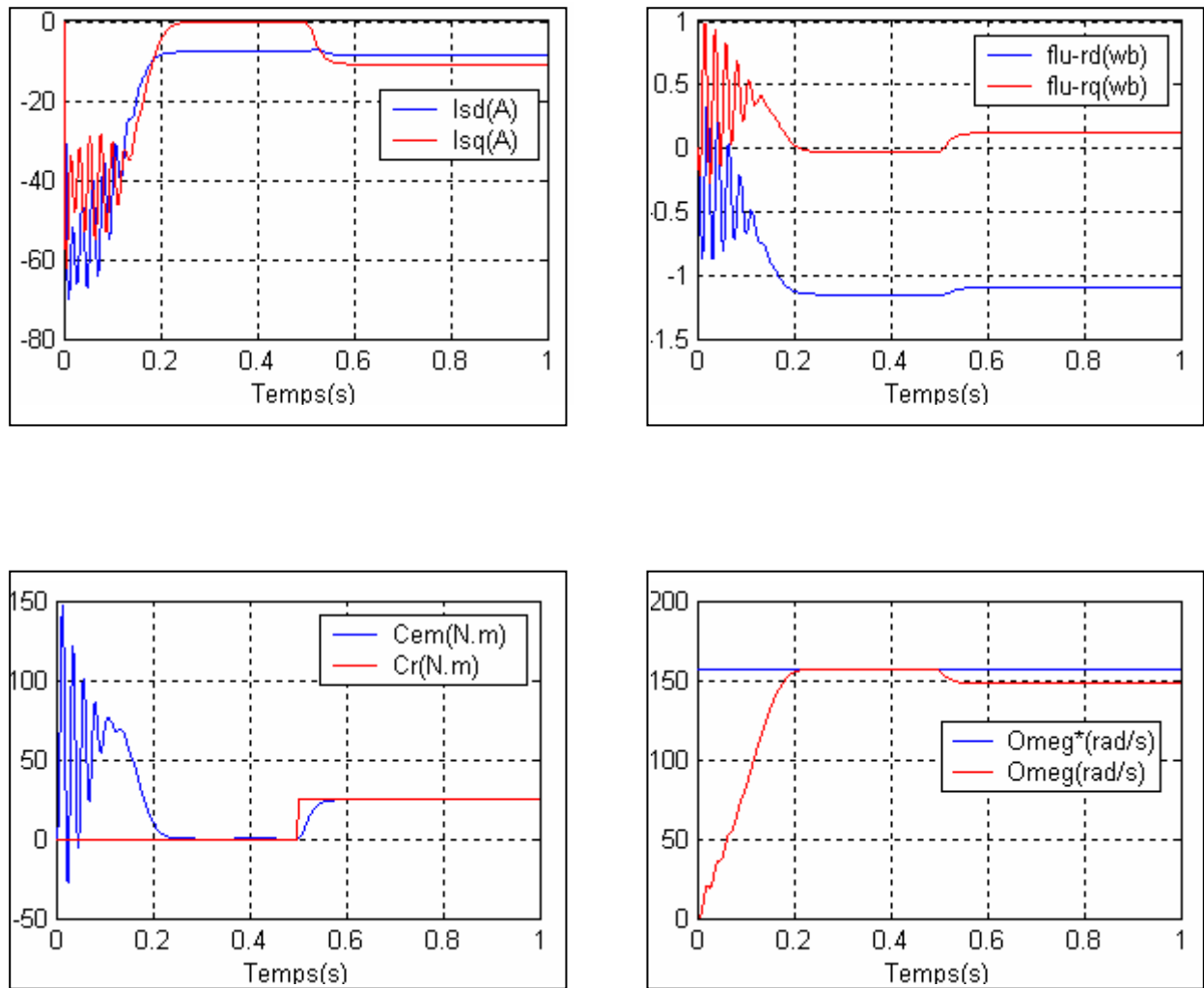


Fig. I-8 Résultats de simulation de la M.AS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide.

I-10 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.

La simulation du modèle de la machine asynchrone nous permet de valider le modèle établi et de montrer notamment le caractère bien connu de la non linéarité entre les grandeurs flux et couple spécialement lorsque une charge (perturbation) est appliquée.

Dans le but de contrôler les grandeurs de sortie sans interaction entre elles, on a recours à la commande vectorielle par orientation du flux. Cette dernière qui permette d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux fera l'objet du chapitre suivant.