

III. Modélisation de la machine asynchrone

III.1 Introduction

La saturation du circuit magnétique n'est pas considérée ni ses pertes, son effet d'hystérésis et les courants de Foucault, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdale. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée donc l'entrefer est uniforme et la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques constatée, la dispersion de champ magnétique aux deux bouts de la machine est négligeable [5].

La modélisation de la machine permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande. Un modèle basé sur les équations de circuit est en générale suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable [5].

III.2 Modèle triphasée [5] [14]

III.2.1 Equations électriques

Les équations de tension dans le repère a, b, c :

$$\text{Au stator : } [U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad \text{III.1}$$

$$\text{Au rotor : } [U_r] = 0 = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad \text{III.2}$$

III.2.2 Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned} \Phi_{sa} &= L_s I_{sa} + M_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \Phi_{sb} &= M_s I_{sa} + L_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \end{aligned} \quad \text{III.3}$$

$$\begin{aligned} \Phi_{sc} &= M_s I_{sa} + M_s I_{sb} + L_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \Phi_{ra} &= L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \Phi_{rb} &= M_r I_{ra} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \Phi_{rc} &= M_r I_{ra} + M_r I_{rb} + L_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \end{aligned} \quad \text{III.4}$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad \text{III.5}$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad \text{III.6}$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

III.2.3 Equation mécanique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression (III.7). Pour simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système :

$$C_{em} - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega \quad \text{III.7}$$

III.3 Modélisation dans le repère de Park (Modèle biphasé)

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan (a, b, c). Par contre, vu la complexité de ces équations, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cela on utilise la transformation de Park qui permettra de rendre simple à les étudier .

Pour l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable, nous avons classiquement le choix entre 3 repères : le premier se situe sur le champ rotorique (Repère lié au rotor). Le seconde se situe sur le champ statorique (Repère lié au stator) et est communément appelé $\alpha\beta$, il voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Et le troisième est situé sur le champ tournant il voit par contre des grandeurs continues (repère lié au champ tournant) et est appelé dq. Pour des contraintes de calcules, nous choisirons celle en dq situé sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park.

La matrice $P(\theta)$ de Park est donnée sous la forme suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{III.8}$$

L'angle θ dans la matrice de Park prend la valeur (θ_s) pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_s - \theta_r)$ pour les grandeurs rotoriques.

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{III.9.a}$$

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{III.9.b}$$

La machine asynchrone peut être modélisée dans un repère biphasé dq par le système d'équation (III.10) :

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ U_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{rd} \end{cases} \quad \text{III.10}$$

L'expression du couple électromagnétique sera :

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega = \omega_s (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \quad \text{III.11}$$

$$\omega_s = p \cdot \Omega$$

$$C_{em} = p (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \quad \text{III.12}$$

L'équation fondamentale de la mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = p (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) - C_r \quad \text{III.13}$$

On constate que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

Flux statorique :

$$\text{On a : } \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + M_{sr} I_{rd} \quad \text{III.14}$$

$$\text{Soit : } I_{sd} = \frac{\Phi_{sd}}{L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} I_{rd} \quad \text{III.15}$$

$$\text{Et : } \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq} \quad \text{III.16}$$

$$\text{Soit : } I_{sq} = \frac{\Phi_{sq}}{L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} I_{rq} \quad \text{III.17}$$

Flux rotorique:

$$\text{On a : } \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd} \quad \text{III.18}$$

$$\text{Soit : } I_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{sd} \quad \text{III.19}$$

$$\text{Et : } \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq} \quad \text{III.20}$$

$$\text{Soit : } I_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{sq} \quad \text{III.21}$$

$$\begin{aligned}
 \text{(III.19) dans (III.14)} &\Rightarrow \Phi_{sd} = (L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}) I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \\
 &\Rightarrow \Phi_{sd} = L_s (1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s * L_r}) I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \\
 \Phi_{sd} &= L_s \sigma I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd}
 \end{aligned} \tag{III.22}$$

$$\Phi_{sq} = L_s \sigma I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rq} \tag{III.23}$$

De (III.10), (III.19), (III.21), (III.22), (III.23) :

$$\left\{ \begin{aligned}
 U_{sd} &= R_s I_{sd} + L_s \sigma \frac{d}{dt} I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_s (L_s \sigma I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rq}) \\
 U_{sq} &= R_s I_{sq} + L_s \sigma \frac{d}{dt} I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_s (L_s \sigma I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd}) \\
 0 &= -\frac{L_s R_r}{M_{sr}} I_{sd} + \left[\frac{R_r}{M_{sr}} + \frac{d}{dt} \right] \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\
 0 &= -\frac{L_s R_r}{M_{sr}} I_{sq} + \left[\frac{R_r}{M_{sr}} + \frac{d}{dt} \right] \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd}
 \end{aligned} \right. \tag{III.24}$$

L'expression de couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \tag{III.25}$$

III.4 Résultat de simulation (dans le repère $\alpha\beta$)

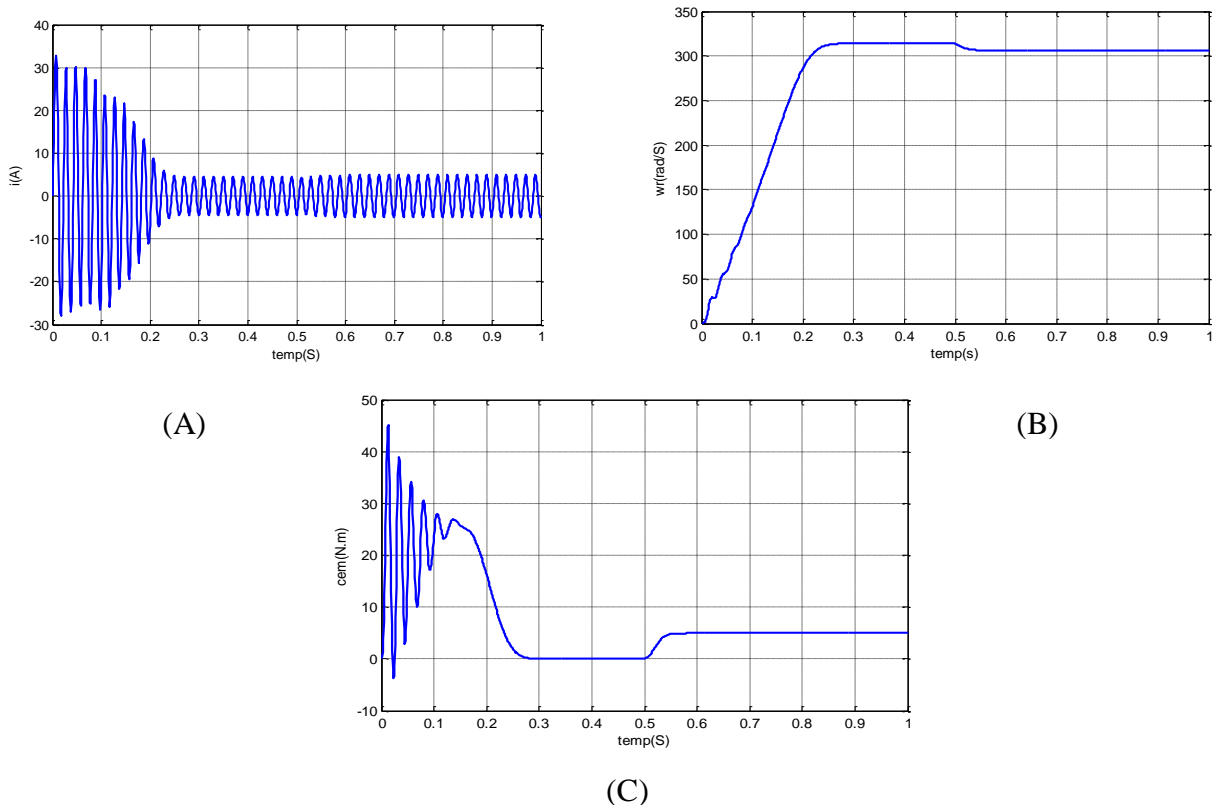


Figure III.1 Réponse de la machine : (A) le courant; (B) la vitesse et (C) le couple électromagnétique

Pour $0 < t < 0.5s$:

Lors de démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance du courant pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par sur échauffement en cas de répétitions excessives mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants. En régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule (sans charge).

L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme [311 rad/s], avec un accroissement presque linéaire.

- Pour $t > 0.5s$:

En deuxième étape, une perturbation de couple $C_r = 5 \text{ Nm}$, est appliquée à l'arbre de la machine (fonctionnement en charge). Lors de l'application de la perturbation, on constate une décroissance de la vitesse rotorique. Ce qui est un résultat évident. Le couple électromagnétique se stabiliser à la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée. On remarque également que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

III.5 Modèle triphasé équivalent d'une MAS déséquilibrée au stator

La modélisation classique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor et à rotor bobiné (si la machine est à cage, on peut considérer le bobinage triphasé équivalent), repose sur les hypothèses classiques suivantes :

1. L'angle entre deux phases du stator (rotor) est égal à $2\pi/3$.
2. La distribution du flux magnétique est sinusoïdale dans l'entrefer.
3. Les tensions et les courants sont sinusoïdaux.
4. Les influences des encoches et des dents sont négligeables.
5. L'effet de peau est négligé.
6. Tous les flux magnétiques mutuels parcourent le même circuit magnétique.
7. La machine ne fonctionne pas en saturation.

Sous ces hypothèses, la machine asynchrone peut être modélisée par les équations suivantes :

$$[U_s] = [R_s][I_s] + [P\Phi_s] \quad \text{III.26}$$

$$[0] = [R_r][I_r] + [P\Phi_r] \quad \text{III.27}$$

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad \text{III.28}$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [M_r][I_r] \quad \text{III.29}$$

Où

☞ P désigne l'opérateur différentiel d/dt

☞ Les variables

$$[U_s] = \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}, [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

Représente respectivement les tensions, les courants et les flux au stator.

☞ Les variables

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

Représentent les courants et les flux au rotor.

☞ $-[R_s]$ (resp. $[R_r]$) représente la matrice de résistances des bobinages du stator (resp. rotor).

☞ $[M_{sr}]$ (resp. $[M_{rs}]$) désigne la matrice d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor (resp. entre le rotor et le stator). Ces matrices vérifient $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

☞ $[M_s]$ (resp. $[M_r]$) est la matrice d'inductance propre du stator (resp. rotor).

On a $[M_s] = [L_{sc}] + [M_{ss}]$ et $[M_r] = [L_{rc}] + [M_{rr}]$,

Où

☞ $[L_{sc}]$ (resp. $[L_{rc}]$) est la matrice d'inductance cyclique du stator (resp. rotor)

☞ $[M_{ss}]$ (resp. $[M_{rr}]$) désigne la matrice des inductances mutuelles entre les trois enroulements du stator (resp. rotor).

Les matrices $[R_s]$, $[R_r]$, $[L_{sc}]$, $[L_{rc}]$, $[M_{ss}]$ et $[M_{rr}]$ sont des matrices constantes. Les valeurs des paramètres dépendent du nombre de spires des bobinages considérés. Par contre les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ sont des matrices à coefficients variant dans le temps. Les coefficients sont fonctions de la position relative θ entre le stator et le rotor.

Cette position est définie de la manière suivante :

Soit θ l'angle entre la phase A du stator et la phase A du rotor, on a

$$\theta = \int \Omega' dt$$

$$\Omega' = (1-s)\Omega$$

Où $s = (\Omega - \Omega')/\Omega$ est le coefficient de glissement, Ω est la vitesse du champ tournant, Ω' est la vitesse mécanique du rotor.

Si on suppose que le rotor est équilibré, on a

$$[R_r] = R_r [I_{3 \times 3}], [L_{rc}] = L_{rc} [I_{3 \times 3}]$$

$$[M_{rr}] = \begin{bmatrix} M_r & -M_r/2 & -M_r/2 \\ -M_r/2 & M_r & -M_r/2 \\ -M_r/2 & -M_r/2 & M_r \end{bmatrix}$$

Soit f_{sa}, f_{sb}, f_{sc} les pourcentages de réduction du nombre de spires aux phases a, b et c du stator.

Soit les coefficients :

$$f_{sa}^* = 1 - f_{sa}$$

$$f_{sb}^* = 1 - f_{sb}$$

$$f_{sc}^* = 1 - f_{sc}$$

Les matrices $[R_s]$, $[L_{sc}]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent des trois coefficients f_{sa}^* , f_{sb}^* et f_{sc}^* . On montre, à partir des expressions des paramètres en fonction du nombre de spires des phases considérées, que l'on a [5]

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa}^* & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^* & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^* \end{bmatrix}, [L_{sc}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^{*2} L_{sc} & L_0 & L_0 \\ L_0 & f_{sb}^{*2} L_{sc} & L_0 \\ L_0 & L_0 & f_{sc}^{*2} L_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} f_{sa}^{*2} & -f_{sa}^* f_{sb}^* / 2 & -f_{sa}^* f_{sc}^* / 2 \\ -f_{sa}^* f_{sb}^* / 2 & f_{sb}^{*2} & -f_{sb}^* f_{sc}^* / 2 \\ -f_{sa}^* f_{sc}^* / 2 & -f_{sb}^* f_{sc}^* / 2 & f_{sc}^{*2} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} f_{sa}^* \cos(\theta) & f_{sa}^* \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & f_{sa}^* \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ -f_{sb}^* \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & f_{sb}^* \cos(\theta) & f_{sb}^* \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ f_{sc}^* \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & f_{sc}^* \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & f_{sc}^* \cos(\theta) \end{bmatrix}, \text{avec } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

Remarque 1 : dans le cas où les enroulements du stator sont tous identiques, c'est-à-dire lorsque la machine est équilibrée, les coefficients f_{sa}^* , f_{sb}^* et f_{sc}^* sont égaux à 1. On retrouve alors le modèle triphasé équivalent classique.

Remarque 2 : R_r , L_{rc} , M_r , R_s , L_{sc} et M_s sont des paramètres constants. Leurs valeurs peuvent être déterminées soit en connaissant les caractéristiques physiques de la machine équilibrée (données constructeur), soit par des essais expérimentaux, soit encore par des procédures d'identification.

Lorsque le rotor est en rotation, les coefficients des matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ ne sont pas constants. Ils varient en fonction de θ , position angulaire entre le rotor et le stator, dont la valeur est inconnue en pratique. Ceci rend le modèle triphasé équivalent difficilement utilisable tant en commande qu'en surveillance. Dans la section qui suit, une transformation mathématique est appliquée sur les équations du modèle afin de rendre l'ensemble des paramètres calculables en-ligne.

III.6 Définition d'une matrice de transformation [5]

Les paramètres du modèle triphasé ne sont pas tous calculables en ligne car les équations du modèle (eq. (III.26)~(III.29)) sont exprimées dans deux systèmes de coordonnées différents. Les variables $[I_r]$ et $[\Phi_r]$ sont exprimés dans un référentiel lié au rotor tandis que les variables $[I_s]$, $[U_s]$ et $[\Phi_s]$ sont exprimés dans un référentiel lié au stator. Le champ magnétique créé par le courant circulant au rotor a la même pulsation que celui créé par le courant de stator. Ainsi, le champ magnétique au rotor peut être vu comme un champ magnétique créé par un courant statorique fictif. La relation entre ce courant fictif du stator et le courant rotorique est donnée par une transformation mathématique. En utilisant cette transformation l'ensemble des variables du rotor (flux et courants) peuvent être changées en

nouvelles variables ayant la même pulsation que les variables du stator. Ainsi, tous les paramètres du modèle seront indépendants de la position angulaire θ .

La transformation est donnée par la matrice :

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \text{III.30}$$

On montre facilement que cette matrice est orthogonale :

$$[T]^{-1} = [T]^T \quad \text{III.31}$$

III.7 Transformation des équations du modèle triphasé [14]

Considérons l'équation (III.28) en introduisant la matrice $[T]$ comme suit :

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][T]^{-1}[T][I_r] \quad \text{III.32}$$

Ceci amène à

$$[\Phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \quad \text{III.33}$$

Où

$$\begin{cases} [M_{sr}^s] = [M_{sr}][T]^{-1} \\ [I_r^s] = [T][I_r] \end{cases} \quad \text{III.34}$$

Avec

$$[M_{sr}^s] = \begin{bmatrix} f_{sa}^* M & -f_{sa}^* M / 2 & -f_{sa}^* M / 2 \\ -f_{sb}^* M / 2 & f_{sb}^* M & -f_{sb}^* M / 2 \\ -f_{sc}^* M / 2 & -f_{sc}^* M / 2 & f_{sc}^* M \end{bmatrix} \quad \text{III.35}$$

En multipliant à gauche par $[T]$ l'équation (III.29), on obtient :

$$[T][\Phi_r] = [T][M_{rs}][I_s] + [T][M_r][T]^{-1}[T][I_r] \quad \text{III.36}$$

qui peut être réécrit

$$[\Phi_r] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \quad \text{III.37}$$

Où

$$\begin{cases} [M_{rs}^s] = [T][M_{rs}] \\ [M_r^s] = [T][M_r][T]^{-1} \\ [\Phi_r^s] = [T][\Phi_r] \\ [I_r^s] = [T][I_r] \end{cases} \quad \text{III.38}$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes sont satisfaites

$$[M_{rs}^s] = [M_{sr}^s]^T \quad \text{III.39}$$

$$[M_r^s] = [M_r] \quad \text{III.40}$$

Considérons maintenant l'équation (III.27)

$$[0] = [R_r][I_r] + P[\Phi_r]$$

De manière équivalente, on a

$$[0] = [R_r][T]^{-1}[T][I_r] + P([T]^{-1}[T][\Phi_r]) \quad \text{III.41}$$

On multipliant à gauche par [T] on obtient

$$[0] = [T][R_r][T]^{-1}[T][I_r] + [T]P([T]^{-1}[T][\Phi_r]) \quad \text{III.42}$$

qui est équivalent à

$$[0] = [R_r][I_r^s] + [T]P([T]^{-1}[\Phi_r^s]) + P[\Phi_r^s] \quad \text{III.43}$$

Puisque $[R_r] = [T][R_r][T]^{-1}$

L'équation (III.43) peut alors être réécrite sous la forme :

$$[0] = [R_r][I_r^s] + (1-s)\Omega[K_{rs}^{sp}][\Phi_r^s] + P[\Phi_r^s] \quad \text{III.44}$$

Où

$$[K_{rs}^{sp}] = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 \\ -\sqrt{3}/3 & 0 & \sqrt{3}/3 \\ \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{III.45}$$

III.7.1 Expression sous forme d'équations d'état du nouveau modèle de machine asynchrone déséquilibrée au stator [5]

Les équations (III.26), (III.44), (III.33) et (III.37) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en-ligne. Dans cette section, ce nouveau modèle est exprimé sous forme d'équations d'état.

Rappelons les équations du modèle obtenu précédemment

$$\begin{aligned} [U_s] &= [R_s][I_s] + [P\Phi_s] \\ [0] &= [R_r][I_r^s] + (1-s)\Omega[K_{rs}^{sp}][\Phi_r^s] + P[\Phi_r^s] \\ [\Phi_s] &= [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \\ [\Phi_r^s] &= [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \end{aligned}$$

Puisque $[M_r^s]$ est une matrice de rang plein, elle est inversible. A partir de (III.37) nous obtenons

$$[I_r^s] = [M_r^s]^{-1} ([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s] [I_s]) \quad \text{III.46}$$

En substituant cette expression de $[I_r^s]$ dans l'équation (II.44), on obtient

$$[0] = [R_r] [M_r^s]^{-1} ([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s] [I_s]) + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}] [\Phi_r^s] + P [\Phi_r^s] \quad \text{III.47}$$

Ce qui est équivalent à

$$[0] = ([R_r] [M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}]) [\Phi_r^s] - [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] [I_s] + P [\Phi_r^s] \quad \text{III.48}$$

En substituant l'expression de $[I_r^s]$ (eq. (III.46)) dans l'équation (III.33), on obtient

$$[\Phi_s] = [M_s] [I_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} ([\Phi_r^s] - [M_{rs}^s] [I_s]) \quad \text{III.49}$$

qui est équivalent à

$$[\Phi_s] = ([M_s] - [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s]) [I_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [\Phi_r^s] \quad \text{III.50}$$

En utilisant (III.50) et (III.26), il vient

$$[U_s] = [R_s] [I_s] + P ([M_s] - [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s]) [I_s] + P [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [\Phi_r^s] \quad \text{III.51}$$

Ce qui donne

$$[U_s] = [R_s] [I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s]) P [I_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} P [\Phi_r^s] \quad \text{III.52}$$

A partir de (III.48), on obtient

$$P [\Phi_r^s] = [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] [I_s] - ([R_r] [M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}]) [\Phi_r^s] \quad \text{III.53}$$

Ce qui donne en utilisant (III.53) et (III.52)

$$\begin{aligned} [U_s] &= [R_s] [I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s]) P [I_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} ([R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] [I_s] \\ &\quad - [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} ([R_r] [M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}]) [\Phi_r^s]) \end{aligned} \quad \text{III.54}$$

Qui conduit à

$$\Gamma P [I_s] = [U_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s]) [I_s] + [M_{sr}^s] [M_r^s]^{-1} ([R_r] [M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}]) [\Phi_r^s] \quad \text{III.55}$$

Avec

$$\Gamma = \left([M_s] - [M_{sr}] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s] \right) \quad \text{III.56}$$

Finalement, nous obtenons

$$P[I_s] = \Gamma^{-1} \left([U_s] - ([R_s] + [M_{sr}] [M_r^s]^{-1} [R_r] [M_r^s]^{-1} [M_{rs}^s]) I_s \right) + \Gamma^{-1} [M_{sr}] [M_r^s]^{-1} \left([R_r] [M_r^s]^{-1} + (1-s)\Omega [K_{rs}^{sp}] \right) [\Phi_r^s] \quad \text{III.57}$$

Les équations (III.53) et (III.57) représentent le modèle d'état de la machine asynchrone en présence de défaillances au stator.

III.7.2 Equations électromagnétique et mécanique [5]

L'équation de mouvement est donné par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = C_e - C_r \quad \text{III.58}$$

Le couple est donné par l'expression suivante :

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} [(I_{sb}\phi_{rc} - I_{sc}\phi_{rb}) - (I_{sa}\phi_{rc} - I_{sc}\phi_{ra}) + (I_{sa}\phi_{rb} - I_{sb}\phi_{rc})] \quad \text{III.59}$$

Dans la suite, on développera les outils principaux de la logique floue qui sera utilisé comme classificateur des pannes de la machine asynchrone.

III.7.3. Simulation de la machine L'état sain (sans présence de défaut)

A l'instant $t=1.5s$ nous avons appliqué un couple résistant $C_r=5 \text{ Nm}$.

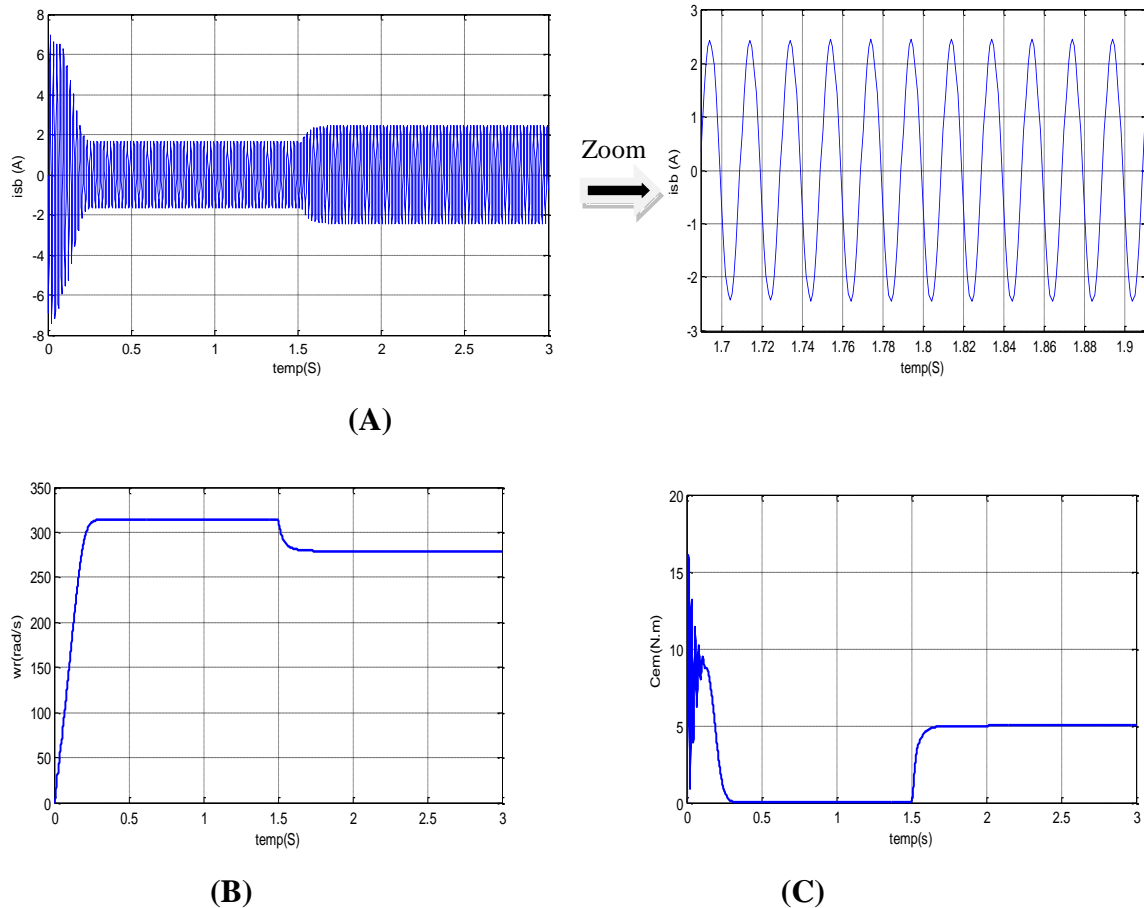


Fig III.2 Réponse d'une machine asynchrone couplée directement au réseau :

(A) Courant i_{sblf} , (B) la Vitesse w_r , (C) Couple C_{em} .

III.7.3.1 Interprétation des résultats

Lors de démarrage, un fort appel de courant où il présente des dépassements excessifs mais il disparaît rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, après l'application de la charge on constate une légère augmentation du courant. Ce dernier est nécessaire à développer un fort couple aux premiers instants de démarrage. Ce couple tend vers zéro, après l'application de la charge, il atteint la valeur de couple résistant. On constate qu'au démarrage, il y a un accroissement presque linéaire de l'allure de la vitesse, celle-ci tend vers un régime établi. L'application de la charge, ($C_r = 5 \text{ N.m}$) provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique.

III.7.4 Simulation de la machine en présence de défaut

A l'instant $t=1.5\text{s}$ on applique un couple résistant (5 Nm), suivi par un défaut de court-circuit à $t=2.2\text{s}$.

a- Court circuit entre spire (10%) de la deuxième phase(B):

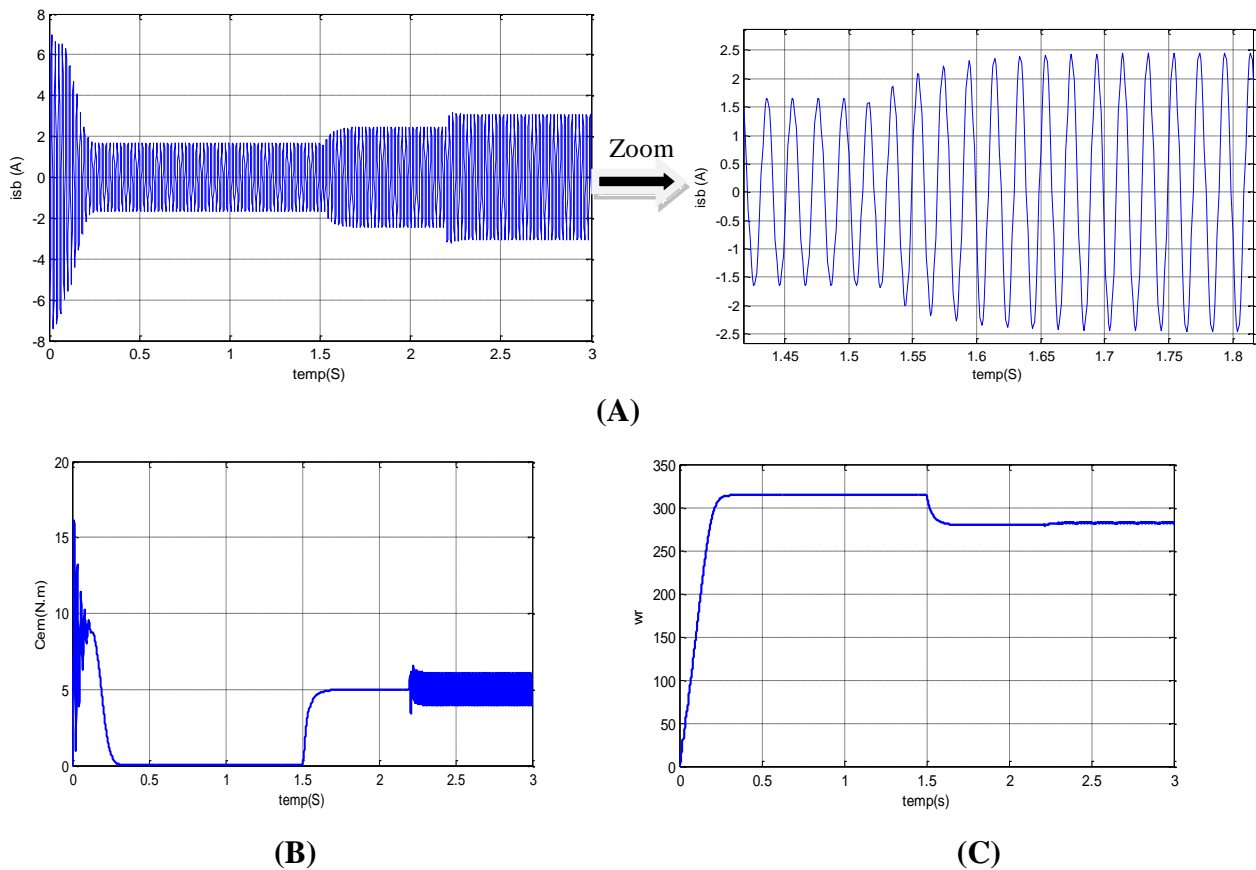


Fig III.3 Réponse d'une machine asynchrone couplée directement au réseau :

(A) Courant i_{sb} , (B) Couple C_{em} , (C) w_r la Vitesse.

b- Court-circuit entre spire (20%) de la deuxième phase (B)

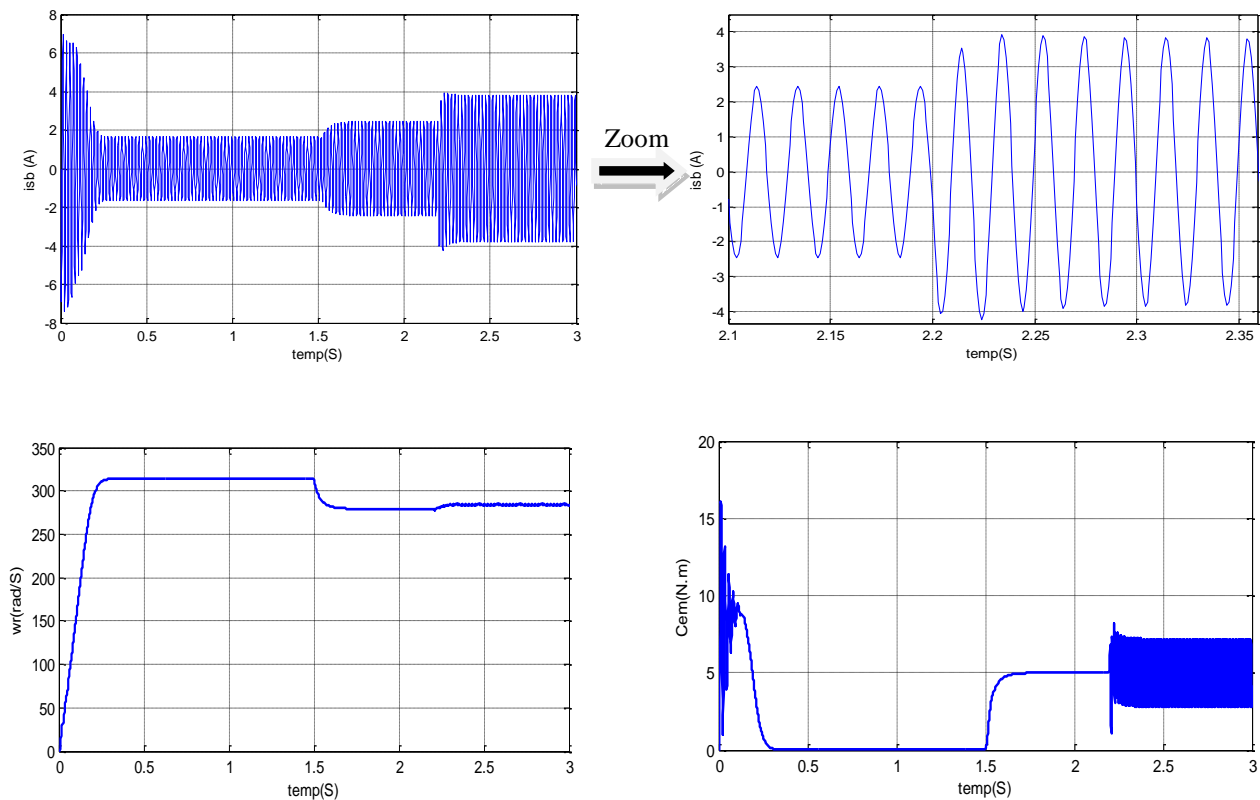


Fig III.4 Réponse d'une machine asynchrone couplée directement au réseau :
 (A) Courant $i_{s\text{alf}}$, (B) la Vitesse Ω , (C) Couple C_{em} .

III.7.4.1 Interprétation des résultats

Pendant les régimes anormaux, les grandeurs électriques sont caractérisées par rapport régime normal par une variation brusque au moment d'apparition du défaut, dans notre cas le défaut est créé à l'instant 2.2 s. On constate également que l'amplitude du courant dans la phase infectée est plus grande que celles des autres phases. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone en situation de défauts de court-circuit statoriques a une valeur sensiblement égale à celle en régime normal. Toutefois, on remarque que ce signal est bruité dès l'apparition du défaut. On constate aussi une légère augmentation de la vitesse dès qu'on applique un défaut. Quand il y a des spires en court-circuit, l'inductance propre d'une phase statorique infectée change, et par conséquent les autres courants de phases changent à cause du couplage magnétique. Plus le nombre de spires en court – circuit est important, plus l'augmentation du courant est plus significative. Ainsi l'augmentation des oscillations de la vitesse.

III.8 conclusion

Dans ce chapitre, nous avons représenté le modèle triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation en utilisant le modèle de Park, un modèle qui ne tient pas compte des pannes statorique. C'est pour cette raison qu'on a fait appel au modèle triphasé-triphasé. un modèle qui prend en considération en pourcentage le court-circuit entre spires des enroulements statoriques. D'après les résultats de simulation la forme des caractéristiques de la machine se dégradent avec l'augmentation du pourcentage de court-circuit aux niveau des enroulements statoriques.