
III.1 INTRODUCTION

La modélisation en présence des défauts est indispensable pour mener les recherches en diagnostic de la machine asynchrone sur les défauts essentiellement électriques (court-circuit au niveau de stator de la machine) ou mécanique (vibrations provoqué par un défaut dans les roulements). En pratique certains défauts sont quasiment impossibles à réaliser et souvent aussi difficile de les reproduire en simulation nécessitant un temps de développement très important.

Pendant les dernières années plusieurs recherches [39], [42], [43] ont été réalisées sur la modélisation et la simulation des machines asynchrones pour trouver le modèle le plus proche au comportement de la machine réel et aussi un modèle qui peut simuler l'état de bon fonctionnement (cas sain) et l'état de dysfonctionnement (cas avec défaut).

Parmi les modèles utilisés on peut citer le modèle de Park, les modèles fins, le modèle de Schaeffer et le modèle en abc. Le modèle utilisé dans ce travail, est le modèle de X-CHANG [8], [9] et [51], c'est un modèle triphasé équivalent qui a pour but d'éliminer les inconvénients des modèles citer précédemment, ce modèle a des avantages tel que:

- Tous les paramètres du ce modèle sont calculables en ligne ;
- Ce modèle est issu directement du modèle triphasé équivalent, aucune hypothèse supplémentaire n'est nécessaire ;
- Les inductances mutuelles ne dépendant plus de la position relative entre le stator et le rotor, dont la valeur de cette position est inconnue en pratique ;
- Ce modèle est vérifié par la comparaison des résultats de simulation aux résultats obtenus par les essais expérimentaux (LAII de Poitiers dans le domaine temporel).

III.2 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone déséquilibrée au stator

La modélisation classique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor repose sur les hypothèses classiques suivantes [8] [9]:

1. L'angle entre deux phases du stator (rotor) est égale à $\frac{2\pi}{3}$;
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 peaux est négligé ;
6. Tous les flux magnétiques mutuels parcourent le même circuit magnétique ;
7. La machine ne fonctionne pas en saturation.

Le modèle de la machine en présence de défaut de court-circuit [8], [9] est obtenu à partir les équations électrique et magnétique de la machine asynchrone (les équations (III.01), (III.02), (III.03) et (III.04)). Xianrong Chang et al, proposent une matrice de transformation T pour transformer les variables du rotor en nouvelles variables ayant la même pulsation du stator.

$$[U_s] = [R_s][I_s] + [P\psi_s] \quad (\text{III.01})$$

$$[0] = [R_r][I_r] + P[\psi_r] \quad (\text{III.02})$$

$$[\psi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{III.03})$$

$$[\psi_r] = [M_{rs}][I_s] + [M_r][I_r] \quad (\text{III.04})$$

Avec :

P : désigne l'opérateur différentiel $\frac{d}{dt}$

- Les variables du stator :

$$[U_s] = [u_{sa} \quad u_{sb} \quad u_{sc}]^T \quad (\text{III.05})$$

$$[I_s] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^T \quad (\text{III.06})$$

$$[\psi_s] = [\psi_{sa} \quad \psi_{sb} \quad \psi_{sc}]^T \quad (\text{III.07})$$

- Les variables du rotor :

$$[I_r] = [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^T \quad (\text{III.08})$$

$$[\psi_r] = [\psi_{ra} \quad \psi_{rb} \quad \psi_{rc}]^T \quad (\text{III.09})$$

- $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$: Représentent les matrices d'inductance mutuelle entre stator et rotor (rotor et stator) ;

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{III.10})$$

- $[M_s]$ et $[M_r]$: Sont respectivement les matrices propres du stator et rotor ;

On a:

$$[M_s] = [L_{s\sigma}] + [M_{ss}] \quad (\text{III.11})$$

$$[M_r] = [L_{r\sigma}] + [M_{rr}] \quad (\text{III.12})$$

Où :

$[L_{s\sigma}]$ et $[L_{r\sigma}]$: Sont respectivement les matrices d'inductance cyclique du stator et rotor ;

$[M_{ss}]$ et $[M_{rr}]$: Sont respectivement les matrices d'inductance mutuelle entre les trois enroulements du stator et rotor.

Remarque

- Les matrices $[R_s]$, $[R_r]$, $[L_{s\sigma}]$, $[L_{r\sigma}]$, $[M_{ss}]$ 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 en fonctions de la position relative θ entre le stator et le rotor. Cette position est définie de la manière suivante :

$$\text{Soit } \theta \text{ l'angle entre la phase A du stator et la phase A du rotor, on a : } \begin{cases} \theta \triangleq \int \Omega' dt \\ \Omega' \triangleq (1 - g)\Omega \\ g \triangleq (\Omega - \Omega')/\Omega \end{cases}$$

g : Le coefficient de glissement,

Ω : La vitesse du champ tournant,

Ω' : La vitesse mécanique du Rotor.

- Si le rotor est équilibré, on a :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

$$[L_{r\sigma}] = \begin{bmatrix} L_{r\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & L_{r\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & L_{r\sigma} \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

$$[M_{rr}] = \begin{bmatrix} M_r & \frac{-M_r}{2} & \frac{-M_r}{2} \\ \frac{-M_r}{2} & M_r & \frac{-M_r}{2} \\ \frac{-M_r}{2} & \frac{-M_r}{2} & M_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Soit f_{sa} , f_{sb} et f_{sc} les pourcentages de réduction du nombre de spires aux trois phases a, b et c du stator. Soit les coefficients : $f_{sa}^* \triangleq 1 - f_{sa}$, $f_{sb}^* \triangleq 1 - f_{sb}$ et $f_{sc}^* \triangleq 1 - f_{sc}$.

- Les matrices $[R_s]$, $[L_{s\sigma}]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent des trois coefficients f_{sa}^* , f_{sb}^* et f_{sc}^* :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa}^* & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^* & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^* \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

$$[L_{s\sigma}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^{*2} L_{s\sigma} & L_0 & L_0 \\ L_0 & f_{sb}^{*2} L_{s\sigma} & L_0 \\ L_0 & L_0 f_{sc}^{*2} & L_{s\sigma} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{bmatrix} f_{sa}^{*2} \frac{-f_{sa}^* f_{sb}^*}{2} \frac{-f_{sa}^* f_{sc}^*}{2} \\ \frac{-f_{sa}^* f_{sb}^*}{2} f_{sb}^{*2} \frac{-f_{sb}^* f_{sc}^*}{2} \\ \frac{-f_{sa}^* f_{sc}^*}{2} \frac{-f_{sb}^* f_{sc}^*}{2} f_{sc}^{*2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} f_{sa}^* \cos(\theta) & f_{sa}^* \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sa}^* \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{sb}^* \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sb}^* \cos(\theta) & f_{sb}^* \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ f_{sc}^* \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sc}^* \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & f_{sc}^* \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

$$\text{Avec : } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{III.20})$$

III.2.1 La matrice de transformation T

Les paramètres du modèle triphasé ne sont pas tous calculables en ligne car les équations du modèle (III.01, III.02, III.03, et III.04) sont exprimées dans deux systèmes de coordonnées différents. Les variables I_R et Ψ_R sont exprimées dans un référentiel lié au rotor tandis que les variables I_s U_s et Ψ_s sont exprimées dans un référentiel lié au stator.

Le champ magnétique créé par le courant circulant dans le rotor à la même pulsation que celui créé par le courant circulant dans le 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. L'utilisation de cette transformation sur l'ensemble des variables du rotor (flux et courants) peut être changée 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 . Cette transformation est donnée par la matrice suivante :

$$[T] = \left(\frac{2}{3}\right) \begin{bmatrix} \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

$$\text{Avec : } [T]^{-1} = [T]^T \quad (\text{III.22})$$

III.2.2 Transformation des équations du modèle triphasé

Considérons l'équation (III.03) en introduisant la matrice $[T]$ comme suit :

$$[\psi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{III.23})$$

Ceci amène à :

$$[\psi_s] = [M_s][I_s] + [M_{sr}^s][I_r^s] \quad (\text{III.24})$$

Où :

$$[M_{sr}^s] = [M_{sr}][T]^{-1} \quad (\text{III.25})$$

$$[I_r^s] = [T][I_r] \quad (\text{III.26})$$

Avec :

$$M_{sr}^s = \begin{bmatrix} f_{sa}^* M & \frac{-f_{sa}^* M}{2} - f_{sa}^* M/2 \\ \frac{-f_{sb}^* M}{2} f_{sb}^* M & -f_{sb}^* M/2 \\ -f_{sc}^* \frac{M}{2} - f_{sc}^* M/2 & f_{sc}^* M \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

En multipliant à gauche par $[T]$ l'équation (III.04), on obtient :

$$[T][\psi_r] = [T][M_{rs}][I_s] + [T][M_r][T]^{-1}[T][I_r] \quad (\text{III.28})$$

Qui peut être réécrit comme suit:

$$[\psi_r^s] = [M_{rs}^s][I_s] + [M_r^s][I_r^s] \quad (\text{III.29})$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes sont satisfaites :

$$[M_{rs}^s] = [M_{sr}^s]^T \quad (\text{III.30})$$

$$[M_r^s] = [M_r] \quad (\text{III.31})$$

Considérons maintenant l'équation (III.02) : $[0] = [R_r][I_r] + P[\psi_r]$

De manière équivalente, on a :

$$[0] = [R_r][T]^{-1}[T][I_r] + P([T]^{-1}[T][\psi_r]) \quad (\text{III.32})$$

En multipliant à gauche par $[T]$ on obtient :

$$[0] = [T][R_r][T]^{-1}[T][I_r] + [T]P([T]^{-1}[T][\psi_r]) \quad (\text{III.33})$$

Qui est équivalente à :

$$[0] = [R_r][I_r^s] + [T]P([T]^{-1})[\psi_r^s] + P[\psi_r^s] \quad (\text{III.34})$$

$$\text{Puisque } [R_r] = [T][R_r][T]^{-1} \quad (\text{III.35})$$

L'équation (III.34) peut être réécrite sous la forme :

$$[0] = [R_r][I_r^s] + \left((1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}] \right) [\psi_r^s] + P[\psi_r^s] \quad (\text{III.36})$$

Où :

$$[K_{rs}^{sp}] = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 \\ -\sqrt{3}/3 & 0 & \sqrt{3}/3 \\ \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.37})$$

III.2.3 Expression sous forme d'équations d'état du nouveau modèle de machine asynchrone déséquilibré au stator

Les équations (III.1), (III.36), (III.24) et (III.29) représentent un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculés en-ligne. Dans cette section, ce nouveau modèle est exprimé ce forme d'équation d'état.

$$[I_r^s] = [M_r^s]^{-1}([\psi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{III.38})$$

En substituant cette expression de $[I_r^s]$ dans l'équation (III.36), on obtient :

$$[0] = [R_r][M_r^s]^{-1}([\psi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) + \left((1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}] \right) [\psi_r^s] + P[\psi_r^s] \quad (\text{III.39})$$

Ce qui est équivalent à :

$$[0] = \left([R_r][M_r^s]^{-1} + \left((1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}] \right) \right) [\psi_r^s] - [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] + P[\psi_r^s] \quad (\text{III.40})$$

En substituant l'expression de $[I_s]$ (équation III.38) dans l'équation (III.24), on obtient :

$$[\psi_s] = [M_s][I_s] + [M_{rs}^s][M_r^s]^{-1}([\psi_r^s] - [M_{rs}^s][I_s]) \quad (\text{III.41})$$

Qui est équivalent à :

$$[\psi_s] = [M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[\psi_r^s] \quad (\text{III.42})$$

En utilisant (III.42) et (III.1), on obtient l'équation suivante :

$$[U_s] = [R_s][I_s] + P([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s] + P[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[\psi_r^s] \quad (\text{III.43})$$

Ce qui donne :

$$[U_s] = [R_s][I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])P[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[\psi_r^s] \quad (\text{III.44})$$

A partir de (III.40), on obtient :

$$P[\psi_r^s] = [R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] - ([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}])[\psi_r^s] \quad (\text{III.45})$$

En utilisant (II.44) et (II.45) l'expression suivante est obtenue:

$$[U_s] = [R_s][I_s] + ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])P[I_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s][I_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}])[\psi_r^s]) \quad (\text{III.46})$$

Finalement, nous obtenons :

$$P[I_s] = \Gamma^{-1}([U_s] - ([R_s] + [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[R_r][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s])[I_s]) + \Gamma^{-1}[M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}([R_r][M_r^s]^{-1} + (1 - g)\Omega[K_{rs}^{sp}])[\psi_r^s] \quad (\text{III.47})$$

Avec :

$$\Gamma \triangleq ([M_s] - [M_{sr}^s][M_r^s]^{-1}[M_{rs}^s]) \quad (\text{III.48})$$

III.2.4 Equations mécaniques

D'après [10] si on considère les courants et les flux dans un repère triphasé :

$$C_{em} = \frac{P}{\sqrt{3}}(\psi_{sb}I_{sa} - \psi_{sc}I_{sa} - \psi_{sa}I_{sb} + \psi_{sc}I_{sb} - \psi_{sa}I_{sc} - \psi_{sb}I_{sc}) \quad (\text{III.49})$$

Dans le cas d'une alimentation triphasée sans neutre on a :

$$\begin{cases} I_{sa} = -I_{sb} - I_{sc} \\ \psi_{sa} = -\psi_{sb} - \psi_{sc} \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

Ceci permet d'obtenir :

$$C_{em} = \sqrt{3}P(\psi_{sc}I_{sb} - \psi_{sb}I_{sc}) \quad (\text{III.51})$$

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant C_r , est décrite par l'expression suivante (relation fondamentale de la dynamique) :

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\omega}{dt} - f\omega \quad (\text{III.52})$$

J et f sont respectivement le moment d'inertie et le coefficient de frottement visqueux de la machine.

III.2.5 Représentation d'état

Afin de trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équations du modèle, on peut écrire les équations électriques et mécaniques sous formes d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant :

$$\dot{X} = [A][X] + [B][U] \quad (\text{III.53})$$

$$[X] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs} \ \psi_{ra}^s \ \psi_{rb}^s \ \psi_{rc}^s]^T$$

$$[U] = [U_S \ U_R]^T$$

$[X]$: Vecteur d'état,

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système,

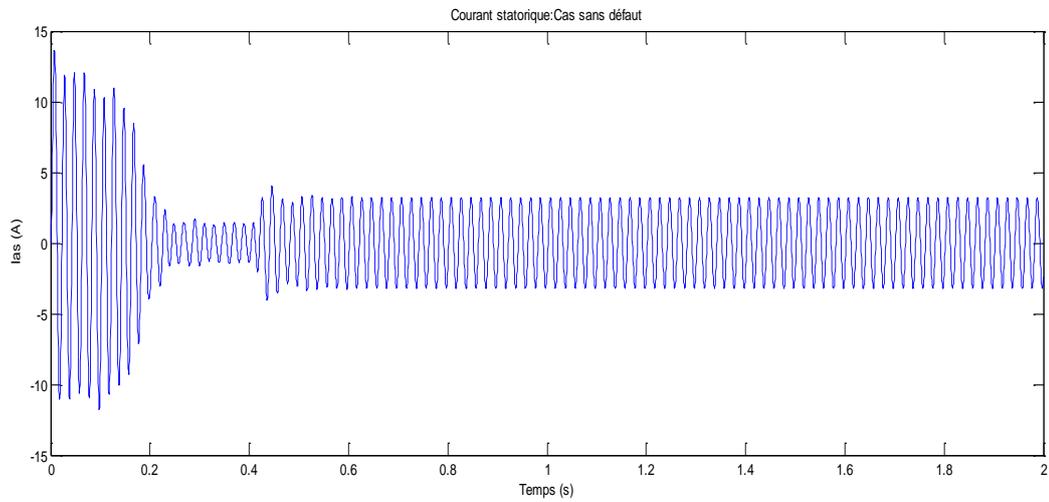
$[B]$: Matrice de commande.

III.3 Simulation de la machine asynchrone triphasé (sain et avec défaut)

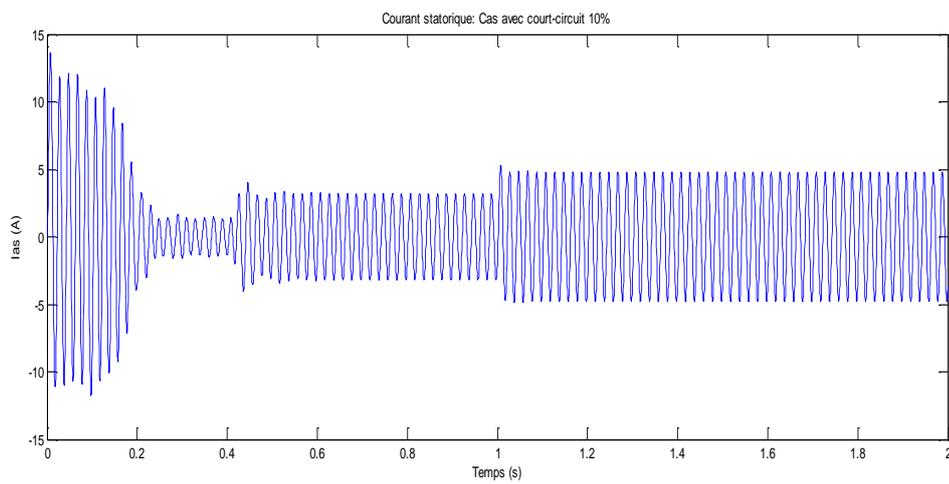
Lors de la simulation du modèle, pour observer le bon comportement de celui-ci, un couple de 3.5 N.m a été soumis à la machine à l'instant $t = 0.4$ secondes, ce couple représente le couple nominal de la machine étudiée. La simulation du modèle triphasé du moteur asynchrone avec un stator sain nous donne pour la vitesse, le couple électromagnétique et le courant statorique les courbes représentées sur les figures (III.1.a, III.2.a et III.3.a). Ces relevés correspondent bien à un fonctionnement normal d'un moteur asynchrone en charge.

Nous allons aussi nous intéressés à ce même modèle mais lorsque le stator présente une défaillance électrique de court-circuit de 10% dans la phase (a). Ainsi nous traduirons cela par l'augmentation du pourcentage du coefficient f_{sa} d'un facteur égal à 10 %. Cette défaillance sera créée à l'instant $t=1s$. Les courbes de la vitesse, du courant statorique et celle du couple électromagnétique sont données sur les figures (III.1.b, III.2.b et III.3.b) respectivement lorsque le stator présente une défaillance. Nous observons sur la courbe du courant statorique des ondulations dues au défaut survenu sur l'enroulement statorique.

III.3.1 Simulation de la machine asynchrone

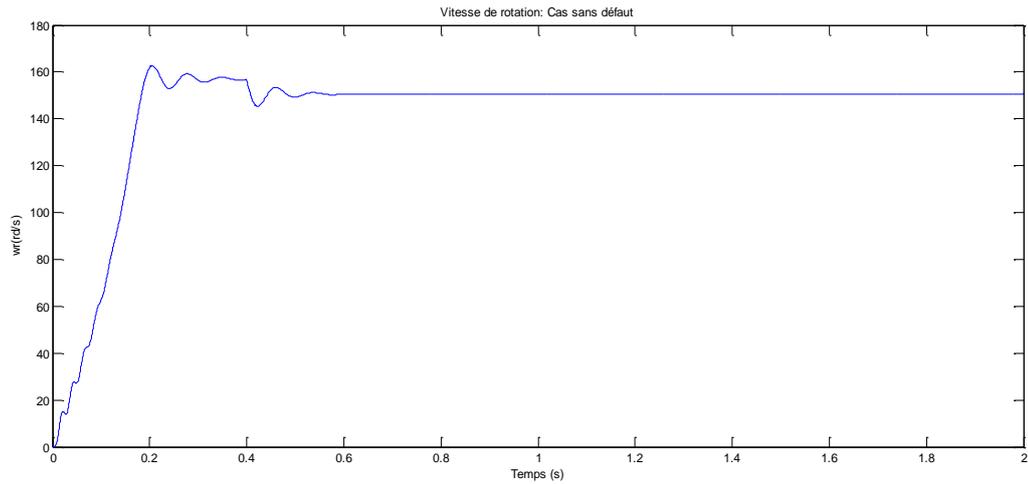


a) Courant statorique cas sain

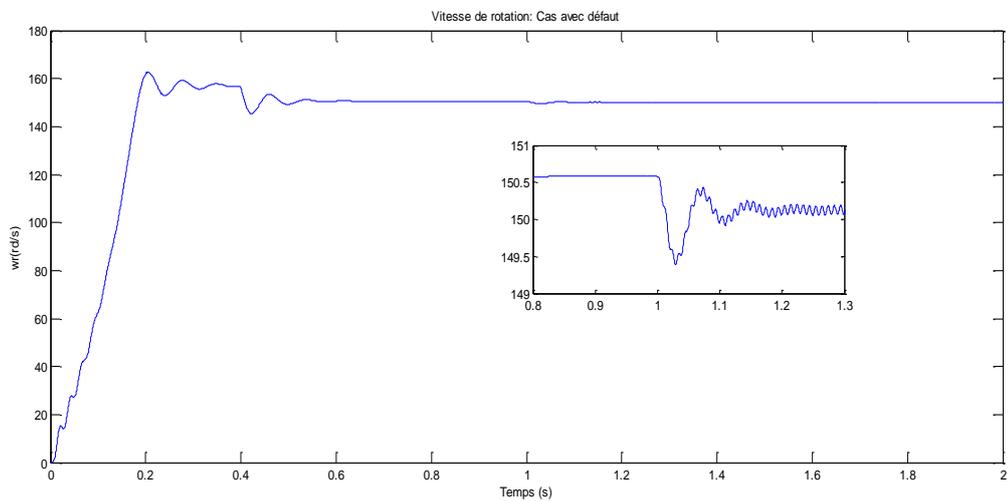


b) Courant statorique avec défaut (Court-circuit de 10% à $t=1$ s dans la phase A)

Fig.III.1 : Evolution de courant en charge ($t=0.4$ s ; $C_r=3.5$ N.m)

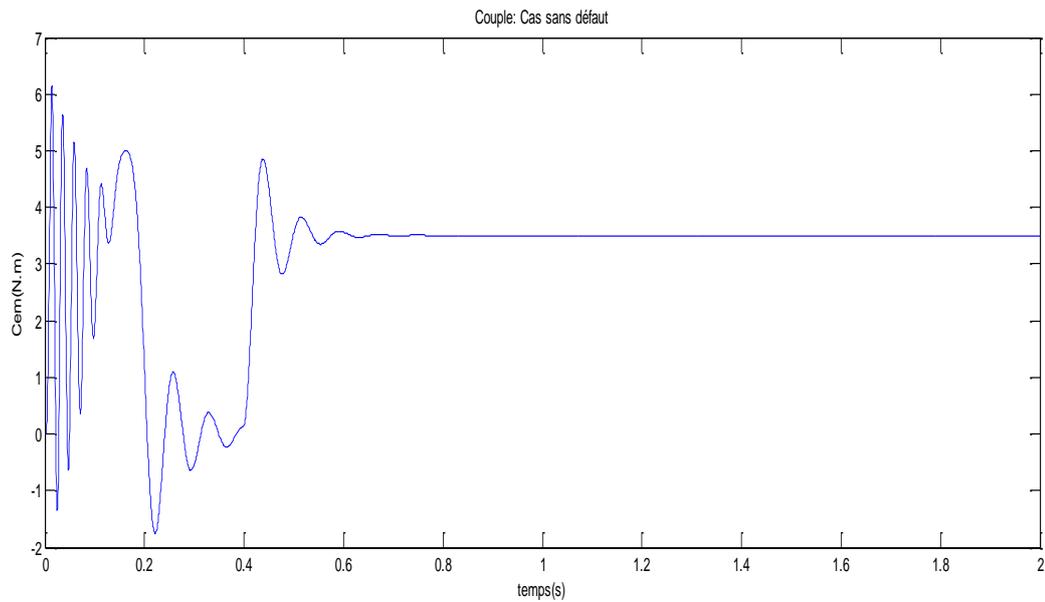


a) Vitesse de rotation cas sain

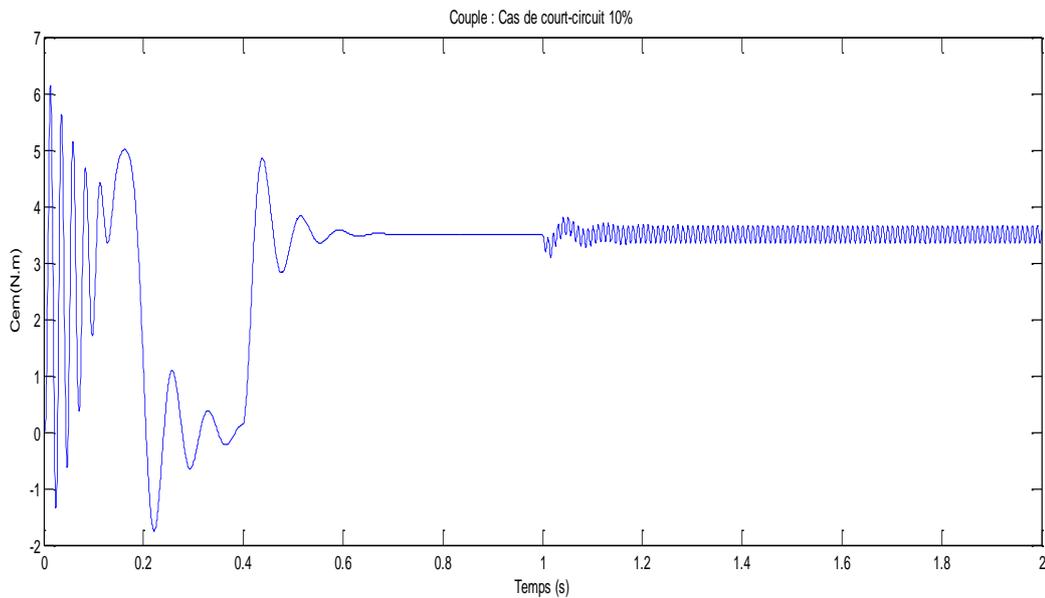


b) Vitesse de rotation avec défaut (Court-circuit de 10% à $t=1$ s dans la phase A)

Fig.III.2 : Evolution de la vitesse en charge ($t=0.4$ s ; $C_r=3.5$ N.m)



a) Le couple cas sain



b) Couple avec défaut (Court-circuit de 10% à $t=1$ s dans la phase A)

Fig.III.3 : Evolution de couple électromagnétique en charge ($t=0.4$ s ; $C_r=3.5$ N.m)

III.3.2 Interprétation des résultats

III.3.2.1 Courants statoriques

La Figure (III.1) montre l'évolution de courant statorique de la machine en fonction du temps, lors d'un démarrage à vide sous une tension nominale avec une alimentation sinusoïdale équilibrée.

Etant donné que le rotor est initialement à l'arrêt, un régime transitoire se manifeste par des amplitudes de courant qui atteignent des valeurs maximales allant jusqu'à 15A et qui dure 0.25s. Par la suite un régime permanent s'établit et se traduit par la chute des courants avec des oscillations sinusoïdales autour de la valeur nulle. A l'instant $t = 0.4s$, nous imposons un couple résistant nominal de 3.5Nm. Sur la figure (III.1.a) est représentée l'allure du courant de phase statorique.

On voit comme effet l'augmentation des courants qui atteignent une valeur maximale de 4A, cet effet est dû à l'augmentation de la réaction magnétique du rotor qui est, elle-même, due à l'augmentation de l'amplitude des courants rotoriques.

La figures (III.1.b) montrent l'augmentation du courant du stator suite à un court-circuit de 10%, crée dans la phase A de la machine fonctionnant en charge et alimenté directement du réseau. Nous remarquons que le courant de phase en défaut atteint presque 2 fois le courant nominal de la machine, avec une augmentation des courants dans les deux autres phases due au couplage magnétique des trois phases statoriques. Ainsi toutes les phases sont affectées par le court-circuit conformément aux résultats expérimentaux.

III.3.2.2 Couple électromagnétique

La Figure (III.3) montre l'évolution du couple électromagnétique ou le régime transitoire dure 0.3 s, est se manifeste par un régime transitoire amorti autour de 0 Nm, et pouvant atteindre une valeur maximale de 7 N.m. A partir de $t=0.2s$, le couple chute rapidement pour atteindre une valeur presque nulle et égale à celle du couple de frottement fluide. A $t=0.4s$, nous appliquons un couple de 3.5Nm et évidemment le couple électromagnétique réagit d'une manière inverse de sorte à s'opposer au couple résistant.

La Figure (III.3.b), représentant l'évolution du couple électromagnétique, révèle que lors de la création du défaut de court-circuit, une nouvelle interaction entre la bobine court-circuitée et le rotor s'ajoute à celle qui existe dans le régime de bon fonctionnement. Ainsi, les ondulations du couple électromagnétiques sont à l'origine de cette interaction créée dans l'entrefer. Ces ondulations croient avec l'augmentation du nombre de spires en court-circuit, sans que cela changé la valeur moyenne du couple par rapport à sa valeur en régime sain.

III.3.2.3 Vitesse de rotation

La Figure (III.2) montre l'évolution de la vitesse de rotation du rotor. Aux premiers instants du démarrage, la vitesse augmente de 0 à 157rd/s dans un intervalle de temps de 0.2s, atteignant ainsi le régime permanent. Par la suite, à l'instant $t=0.4s$, on applique un couple résistant de 3.5 Nm qui a tendance à freiner l'arbre du moteur d'où la diminution de la vitesse.

Les résultats de simulation (Fig. III.2.b) montrent que le défaut de court-circuit au stator a une influence significative sur la mécanique du rotor, car l'augmentation du nombre de spires en court-circuit engendre une augmentation de la vitesse de rotation de la machine.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasé. Parce que vu les hypothèses simplificatrices et les conditions d'utilisation des modèles cités précédemment par rapport au défaut statorique (court-circuit) et dans le but d'éviter les inconvénients de ces modèles, nous proposons d'utiliser le modèle de Xchang. Car tous les paramètres intervenant dans le nouveau modèle sont calculables en ligne et les paramètres électrique ne dépendent plus de la position relative entre le stator et le rotor. Les résultats obtenus suite à cette première simulation apparaissent satisfaisantes.