

1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter une autre méthode de modélisation de la machine asynchrone, cette méthode prend en considération les défauts statoriques de la machine. Un système d'équations différentielles décrivant la machine asynchrone en présence de défauts statoriques est également présenté.

Cette modélisation nécessite une étude précise et rigoureuse des signatures des défauts de la machine asynchrone.

Beaucoup de machines asynchrones sont utilisées dans des situations critiques en industrie. Une défaillance dans la machine peut causer des dégâts considérables dans l'unité de production. Cependant, de nombreux travaux ont été publiés sur les différents défauts de la machine asynchrone, ainsi que les principales tâches du diagnostic : la classification des défauts et l'évaluation de la sévérité des défauts (court-circuit statorique, cassure de barre rotorique, excentricité ...). Cette tâche peut être accomplie en utilisant une base de données contenant des informations liées aux différents défauts de la machine, et issues à partir de l'analyse spectrale des variables de la machine, comme par exemple les courants statoriques, puissance instantanée du stator, ou bien le couple électromagnétique. Actuellement, la disponibilité d'un modèle de simulation de la machine asynchrone en situation de défauts est devenu quelque chose de très intéressant. L'objectif de ce chapitre est de développer un modèle correct qui sera capable de prédire les performances de la machine asynchrone en régime de défauts.

2. Modélisation de la machine asynchrone en régime de défauts [VIN03]

2.1 Modèle triphasé équivalent d'une machine asynchrone déséquilibré au stator

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

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

$$[U_s] = [R_s][I_s] + [P\phi_s] \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} [0] &= [R_R][I_R] + [P\phi_R] \\ [\phi_s] &= ([M_{ss}] + [L_{sf}])[I_s] + [M_{SR}][I_R] \\ [\phi_R] &= [M_{RS}][I_s] + ([M_{RR}] + [L_{Rf}])[I_R^s] \end{aligned} \quad (4.2)$$

Où

- P désigne l'opérateur différentiel

- les variables $[U_s] = \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix}$, $[I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}$, $[\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}$ représentent 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.

Soit N_s le nombre de spires en régime sain de la machine asynchrone. Un court – circuit statorique conduira à une diminution dans le nombre de spires de chaque phase statorique.

N_{cc} spires court-circuitées

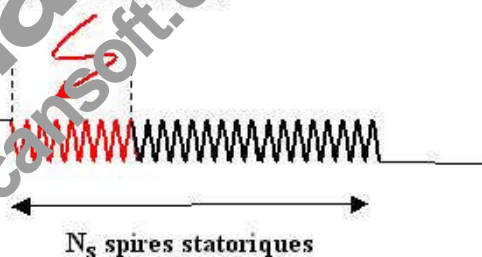


Figure 4.1 : Schématisation d'un court-circuit dans une phase statorique

On définit les coefficients de court – circuit suivants :

Coefficient de court – circuit relatif à la 1^{ère} phase statorique : $k_{sa} = \frac{N_{cc1}}{N_s}$

Coefficient de court – circuit relatif à la 2^{ème} phase statorique : $k_{sb} = \frac{N_{cc2}}{N_s}$

Coefficient de court – circuit relatif à la 3^{ème} phase statorique : $k_{sc} = \frac{N_{cc3}}{N_s}$

Le nombre de spires en court – circuit : N_{cc}

Le nombre de spires utiles pour les trois phases statoriques, est alors donné par :

$$N_1 = N_s - N_{cc1} = (1 - k_{sa})N_s = f_{sa}N_s$$

$$N_2 = N_s - N_{cc2} = (1 - k_{sb})N_s = f_{sb}N_s$$

$$N_3 = N_s - N_{cc3} = (1 - k_{sc})N_s = f_{sc}N_s$$

Dépendent des trois coefficients $[R_s]$, $[L_{sf}]$, $[M_{ss}]$, $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ Les matrices

f_{sa}, f_{sb}, f_{sc} les inductances sont données par les expressions suivantes :

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} f_{sa}^2 L_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb}^2 L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc}^2 L_{sf} \end{bmatrix}$$

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

$$[M_{SR}] = M \begin{bmatrix} f_{sa} \cos \theta & f_{sa} \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) & f_{sa} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \\ f_{sb} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) & f_{sb} \cos \theta & f_{sb} \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \\ f_{sc} \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) & f_{sc} \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) & f_{sc} \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Avec $[M_{SR}] = [M_{RS}]^T$

La résistance de chaque phase statorique est proportionnelle au nombre de spires utiles. On écrit alors :

La matrice des résistances statoriques $[R_s]$ est donnée par

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} f_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & f_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & f_{sc} \end{bmatrix}$$

Remarques :

- 1- Dans le cas où les enroulements du stator sont tous identiques la machine est équilibrée les trois coefficients sont égaux, on trouve alors le modèle triphasé équivalent classique.
- 2- Lorsque le moteur tourne, les coefficients des matrices $[M_{SR}]$ et $[M_{RS}]$ ne sont pas constants, ils varient en fonction de l'angle θ , position angulaire entre le rotor et le stator. Ceci rend le modèle triphasé équivalent difficilement utilisable tant en commande qu'en surveillance, dans l'approche qui suit une transformation mathématique est appliquée sur les équations du modèle précédent afin de rendre l'ensemble calculable en ligne.

2.2 Définitions de la matrice de transformation:

Le champ magnétique créé par le courant circulant au rotor a la même pulsation que celui créé par le courant circulant au stator. Ainsi, le champs magnétique créé par un courant statorique fictif. La relation entre ce courant fictif et le courant rotorique est donné 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 suivante.

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos\theta + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{1}{2} & \cos\theta + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{1}{2} & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{1}{2} & \cos\theta + \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

On montre facilement que cette matrice est orthogonale, i.e.

$$[T]^{-1} = [T]^T \quad (4.6)$$

2.3 Transformation des équations du modèle triphasé[VIN03]

Considérant l'équation (4.3) en introduisant la matrice T comme suit:

$$\begin{aligned} [\phi_s] &= [M_s][I_s] + [M_{SR}][I_R] \\ &= [M_s][I_s] + [M_{SR}][T^{-1}][T][I_R] \end{aligned} \quad (4.7)$$

Ceci conduit à:

$$[\phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{SR}^s][I_R^s] \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} \text{où} \quad [M_{SR}^s] &= [M_{SR}][T^{-1}] \\ [I_R^s] &= [T][I_R] \end{aligned} \quad (4.9)$$

Avec

$$\begin{bmatrix} M_{SR}^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{sa}M & -f_{sa}M/2 & -f_{sc}M/2 \\ -f_{sb}M/2 & f_{sb}M & -f_{sc}M/2 \\ -f_{sc}M/2 & -f_{sc}M/2 & f_{sc}M \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

En multipliant à gauche par $[T]$ l'équation (4.4) on obtient :

$$[T][\phi_R] = [M_{RS}][I_s] + [T][M_R][T]^{-1}[T][I_R] \quad (4.11)$$

Qui peut être réécrit

$$[\phi_R^S] = [M_{RS}^S][I_s] + [M_R^S][I_R^S] \quad (4.12)$$

Où

$$\begin{aligned} [M_{RS}^S] &= [T][M_{RS}] \\ [M_R^S] &= [T][M_R][T]^{-1} \\ [\phi_R^S] &= [T][\phi_R] \\ [I_R^S] &= [T][I_R] \end{aligned} \quad (4.13)$$

On peut facilement montrer que les deux propriétés suivantes sont satisfaites

$$\begin{aligned} [M_{RS}^S] &= [M_{SR}^S]^T \quad (4.14) \\ [M_R^S] &= [M_R] \quad (4.15) \end{aligned}$$

Considérons maintenant l'équation (4.2)

$$[0] = [R_R][I_s] + P[\phi_R]$$

De manière équivalente, on a :

$$[0] = [R_R][T]^{-1}[T][I_R] + P([T]^{-1}[T][\phi_R]) \quad (4.16)$$

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

$$[0] = [T][R_R][T]^{-1}[T][I_R] + [T]P([T]^{-1}[T][\phi_R]) \quad (4.17)$$

$$[0] = [R_R][I_R^S] + [T]P([T]^{-1})[\phi_R^S] + P[\phi_R^S] \quad 4.18$$

Cette équation peut être écrite sous la forme

$$[0] = [R_R][I_R^S] + (1-s)w_N[K_{RS}^{SP}][\phi_R^S] + P[\phi_R^S] \quad (4.19)$$

Où

$$[K_{RS}^{SP}] = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 \\ -\sqrt{3}/3 & 0 & \sqrt{3}/3 \\ \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Les équations (4.1), (4.19), (4.8), (4.12) représente un nouveau modèle triphasé dans lequel tous les paramètres peuvent être calculé en ligne.

$$\begin{aligned} [U_s] &= [R_s][I_s] + [P\phi_s] \\ [0] &= [R_R][I_R^S] + (1-s)w_N[K_{RS}^{SP}][\phi_R^S] + P[\phi_R^S] \\ [\phi_s] &= [M_s][I_s] + [M_{SR}^S][I_R^S] \\ [\phi_R^S] &= [M_{RS}^S][I_s] + [M_R^S][I_R^S] \end{aligned}$$

Puisque $[M_R^S]$ est une matrice de rang plein, elle est inversible. A partir de (4.12) nous obtenons

$$[I_R^S] = [M_R^S]^{-1}([\phi_R^S] - [M_{RS}^S][I_s]) \quad (4.21)$$

En substituant cette expression dans l'équation (4.19), on obtient

$$[0] = [R_R][M_R^S]^{-1}([\phi_R^S] - [M_{RS}^S][I_s]) + (1-s)w_N[K_{RS}^{SP}][\phi_R^S] + P[\phi_R^S] \quad (4.22)$$

Ce qui est équivalent

$$[0] = ([R_R][M_R^S]^{-1} + (1-s)w_N[K_{RS}^{SP}])[\phi_R^S] - [R_R][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S][I_s] + P[\phi_R^S] \quad (4.23)$$

En substituant l'expression de l'équation (4.21) dans l'équation (4.8), on obtient

$$[\phi_s] = [M_s][I_s] + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}([\phi_R^S] - [M_{RS}^S][I_s]) \quad (4.24)$$

qui est équivalent à

$$[\phi_s] = ([M_s] - [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S])[I_s] + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[\phi_R^S] \quad (4.25)$$

En utilisant (4.25) et (4.1) il vient:

$$[U_s] = [R_s][I_s] + P([M_s] - [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S])[I_s] + P[M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[\phi_R^S] \quad (4.26)$$

Ce qui donne

$$[U_s] = [R_s][I_s] + ([M_s] - [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S])P[I_s] + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}P[\phi_R^S] \quad (4.27)$$

A partir de (4.23) on obtient:

$$P[\phi_R^S] = [R_R][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S][I_s] - ([R_R][M_R^S]^{-1}(1-s)w_N[K_{RS}^{SP}])[\phi_R^S] \quad (4.28)$$

Ce qui donne en utilisant (4.28) et (4.27)

$$\begin{aligned} [U_s] &= [R_s][I_s] + ([M_s] - [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S])P[I_s] + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}([R_R][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S][I_s]) \\ &\quad - [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}([R_R][M_R^S]^{-1} + (1-s)w_N[K_{RS}^{SP}])[\phi_R^S] \end{aligned} \quad (4.29)$$

Ce qui conduit à

$$\begin{aligned} \Gamma P[I_s] &= [U_s] - ([R_s] + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[R_R][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S])[I_s] \\ &\quad + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}([R_R][M_R^S]^{-1} + (1-s)w_N[K_{RS}^{SP}])[\phi_R^S] \end{aligned} \quad (4.30)$$

Avec

$$\Gamma = [M_s] - [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S] \quad (4.31)$$

Finalement; nous obtenons

$$\begin{aligned} P[I_s] &= \Gamma^{-1}([U_s] - ([R_s] + [M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}[R_R][M_R^S]^{-1}[M_{RS}^S])[I_s]) \\ &\quad + \Gamma^{-1}[M_{SR}^S][M_R^S]^{-1}([R_R][M_R^S]^{-1} + (1-s)w_N[K_{RS}^{SP}])[\phi_R^S] \end{aligned} \quad (4.32)$$

Les équations (4.30) et (4.32) représentent le modèle de la machine asynchrone en présence de défaillances au stator.

2.4 Equations mécaniques

L'équation de mouvement est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (4.33)$$

Le couple est donné par l'expression suivante [BAC02] :

$$[C_{em}] = p \frac{M_{sr}}{L_r} ([i_s] \wedge [\phi_r]) \quad (4.34)$$

3. Simulation de la machine asynchrone dans les régimes normaux et anormaux de fonctionnement :

Le modèle utilisé est celui représenté par les equations (4.28.32.33.34) (machine représentée par les courants statoriques , la vitesse et le couple électromécanique) :

3.1 Régime normal (en charge) :

Présentation des résultats dans le régime normale:

1. Temps de simulation t=4sec.
2. Application de la charge à t=1sec.

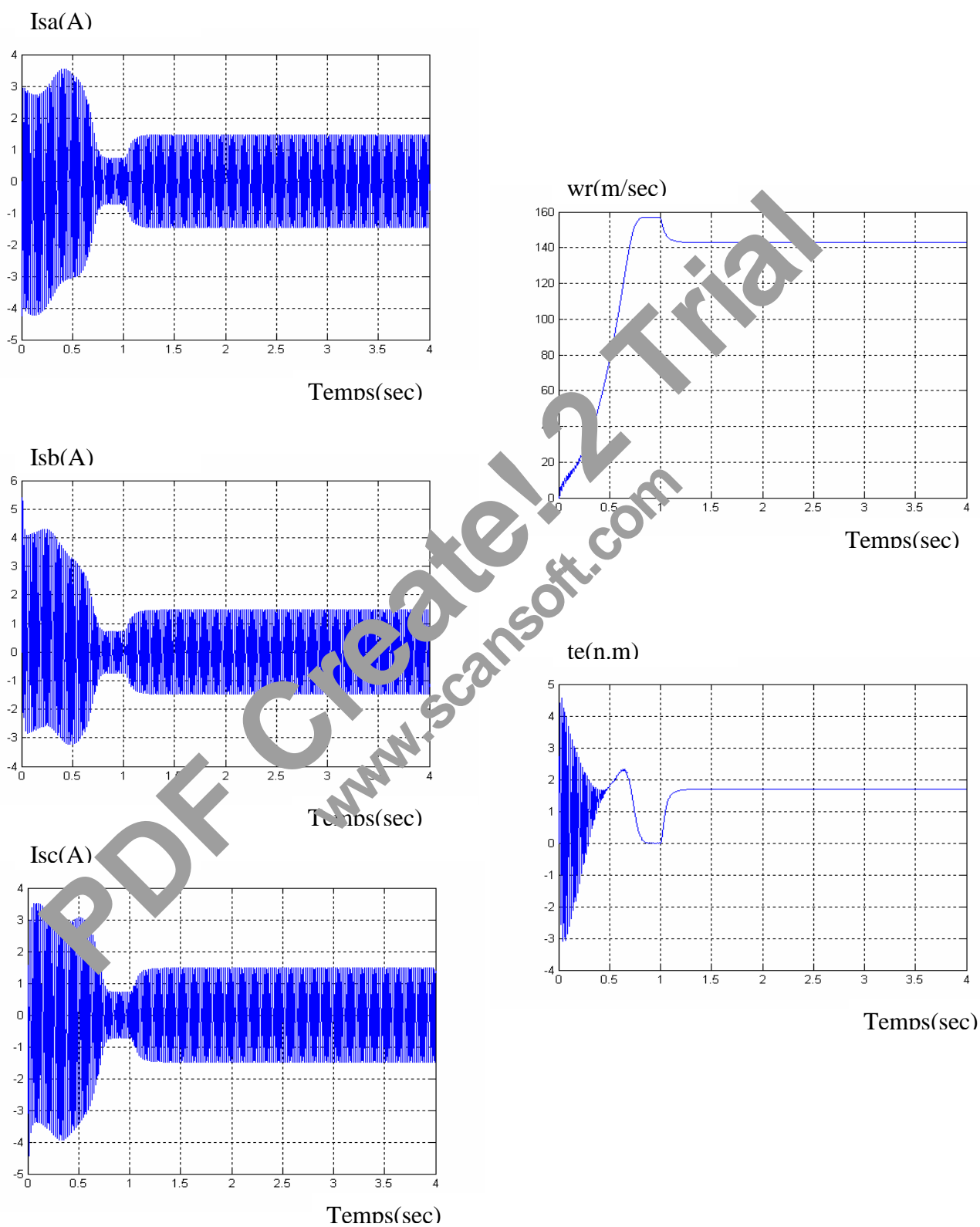
3.2 Défaut de court-circuit entre spires (en charge)

Présentation des résultats dans le régime anormal:

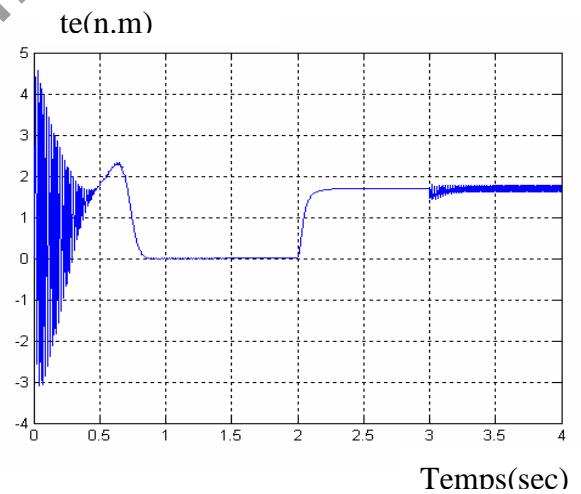
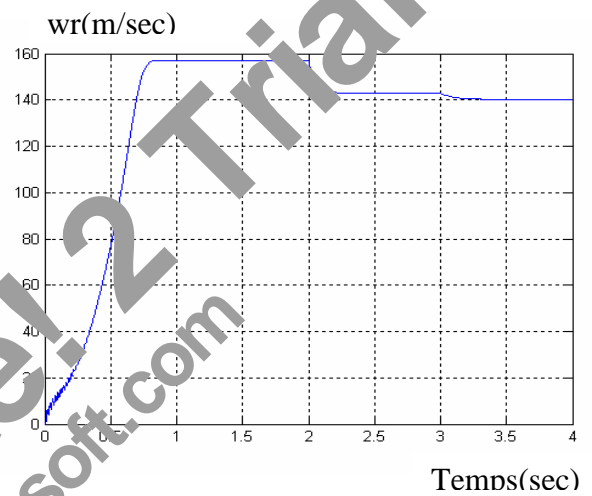
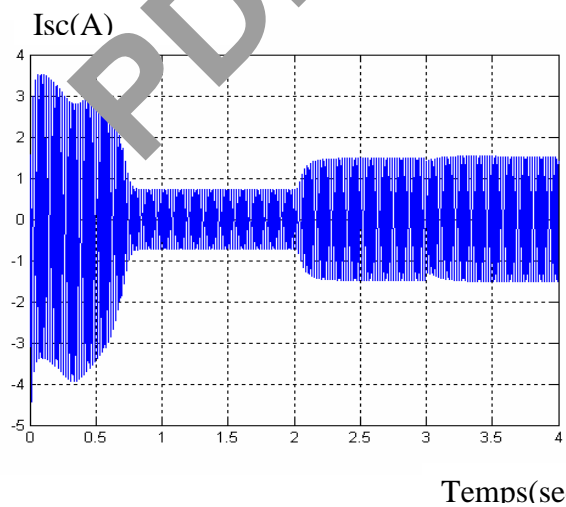
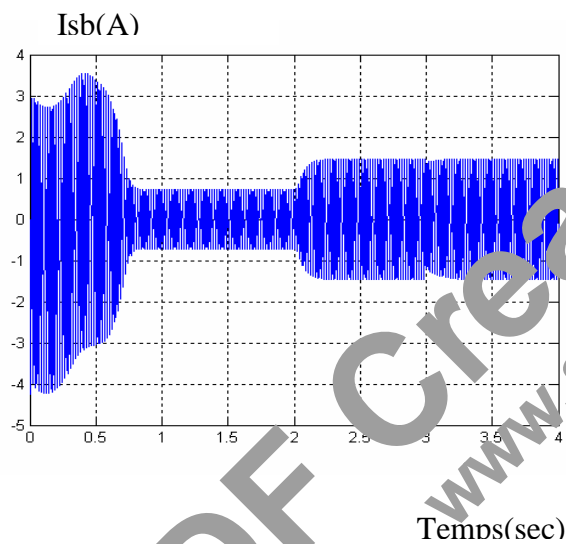
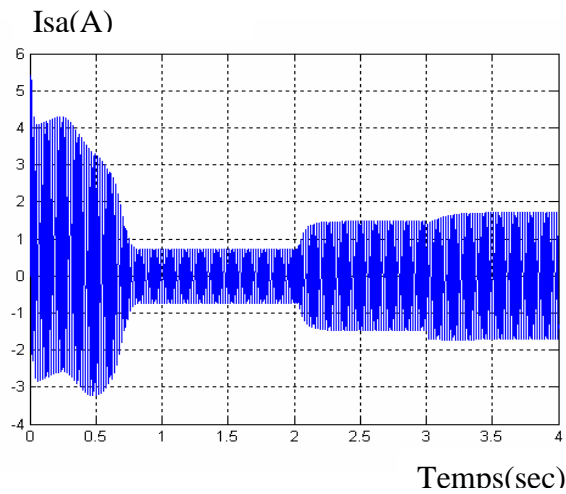
3. Temps de simulation t=4sec.
4. Application d'un couple résistant à l'instant t=2sec.
5. Application d'un défaut à l'instant t=3sec.

Les résultats de simulation dans les deux régimes sont présentés dans les figures qui suivent

3.3 Présentation des résultats dans le régime normale:



3.4 Présentation des résultats dans le régime anormal:



3.5 Commentaires:

Dans le régime sain (en charge):

Nous constatons à partir des figures présentant l'évolution des courants statoriques, de la vitesse et du couple en absence de défauts statoriques, que le moteur subit un allongement de régime transitoire pour les courants ce dernier durera presque 0.75sec avant que le moteur entre dans le régime stationnaire(permanent) et de même pour la vitesse et le couple atteint une valeur maximale avant de se stabiliser à une valeur nulle en régime permanent.

A l'instant $t=1\text{sec}$ on applique un couple résistant de valeur $C_r=1.7\text{n.m}$ on observe que le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée et pour les courants statoriques on constate une augmentation sur ces derniers et la vitesse subit une légère diminution, Une décroissance de la vitesse qui se traduit par un glissement.

Dans le régime défaillant :

Pendant les régimes anormaux, les grandeurs électriques sont caractérisées par rapport au régime normal par une variation brusque au moment d'apparition du défaut, dans notre cas le défaut est créé à l'instant 3 second. On constate également que l'amplitude du courant dans la phase la plus infectée est plus grande que celles des autres phases.

Le couple électromagnétique ainsi que la vitesse de la machine asynchrone en situation de défauts de court – circuit statoriques ont des valeurs sensiblement égales à celles en régime sain. Toutefois, on remarque que ces signaux sont bruités dès l'apparition du défaut.

Lorsque des spires sont en court-circuit, l'inductance propre d'une phase statorique infectée change, ce qui entraîne 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.

4. Conclusion

Le modèle triphasé sous sa forme classique permet de représenter le comportement des machines asynchrone que le stator soit équilibré ou pas. Lorsqu'un court circuit apparaît sur une phase statorique, les valeurs des paramètres relatifs au stator sont modifiées, mais la structure du modèle ne change pas. Malheureusement, certains paramètres comme les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques varient en fonction de la position relative entre le stator et le rotor. Cette position étant inconnue lorsque le rotor est en rotation, ce modèle est difficilement utilisable tant en commande qu'en surveillance.

Une transformation mathématique a été proposée afin d'exprimer l'ensemble des variables du modèle triphasé dans le référentiel des variables statoriques.