

Chapitre 2

Modélisation de la asynchrone à double stator en régime normal et en régime de défaut

1. Introduction :

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, est des courant induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteur du rotor sont coupé par le champ tournant . [7]

L'étude du fonctionnement de la machine (des convertisseurs électromagnétiques en général) consiste classiquement `a rechercher l'ensemble des équations reliant les grandeurs extérieures aux systèmes : tensions aux bornes de la machine, courants consommés et couple disponible. Les différentes approches pour leur étude reposent toutes sur la résolution des équations de l'électromagnétisme. Les différences proviennent des hypothèses simplificatrices qu'il est possible de faire, en fonction du domaine de fréquence concerne, et de la topologie (structure physique) du système étudié. C'est `a dire en fonction des objectifs de la modélisation. [8]

2. Modélisation de la machine asynchrone à double stator

La machine asynchrone triphasée à double stator est une machine qui comporte deux stators fixes déphasés entre eux d'un angle $\alpha = 30^\circ$ et un rotor mobile, (Figure 2.1).

Chaque stator de la machine asynchrone à double stator est composé de trois enroulements identiques à p pair de pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égale $2\pi/3$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courant, d'où la création d'un champ tournant le long de l'entrefer.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que: $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator.

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuse, robuste, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité. Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s , la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrice triphasée engendrant elles mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotorique se manifestant par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$: est appelé glissement du rotor par rapport au champs tournant du stator.

Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation $g\omega_s$. La machine à étudier est représentée par deux enroulements statoriques : $A_{s1}B_{s1}C_{s1}$ et $A_{s2}B_{s2}C_{s2}$ qui sont déphasés de $\alpha = 30^\circ$ entre eux, et trois phases rotorique : $A_r B_r C_r$.

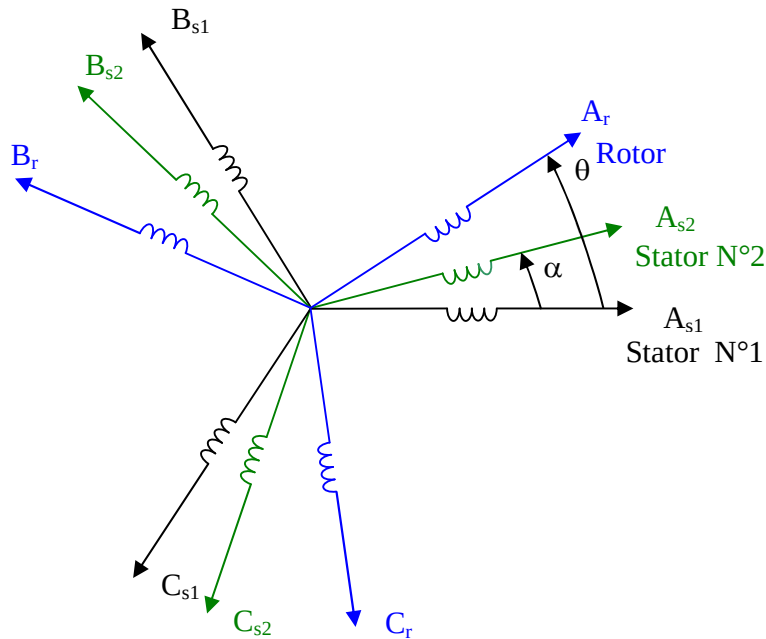


Figure (2.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator.

Classiquement et de façon systématique tous les modèles sont obtenus via la théorie de Park qui consiste à écrire ces modèles dans des repères particuliers.

Les modèles présentés ci-après tiennent compte des hypothèses suivantes :

La machine asynchrone à double stator (MASDS), avec la répartition de ces enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour ce prêter a une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices :

- La machine est de constitution symétrique et à entrefer constant ;
- La saturation du circuit magnétique est négligée ;
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables .Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités de courants ;
- Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;

3. Modèle de la machine asynchrone triphasée à double stator

3.1. Equations électriques de la machine

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, les équations de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned} [V_{abc,s1}] &= [R_{s1}] [I_{abc,s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,s1}] \\ [V_{abc,s2}] &= [R_{s2}] [I_{abc,s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,s2}] \\ [V_{abc,r}] &= [R_r] [I_{abc,r}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc,r}] \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix} ; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[I_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} ; [I_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix} ; [I_{abc,r}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} .$$

$$[V_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} ; [V_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} ; [V_{abc,r}] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} .$$

$$[\Phi_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as1} \\ \Phi_{bs1} \\ \Phi_{cs1} \end{bmatrix} ; [\Phi_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as2} \\ \Phi_{bs2} \\ \Phi_{cs2} \end{bmatrix} ; [\Phi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} .$$

Avec:

$R_{as1}=R_{bs1}=R_{cs1}=R_{s1}$: Résistance d'une phase du 1^{er} stator.

$R_{as2}=R_{bs2}=R_{cs2}=R_{s2}$: Résistance d'une phase du 2^{ème} stator.

$R_{ar}=R_{br}=R_{cr}=R_r$: Résistance d'une phase du rotor.

4.2. Equations magnétiques

Les flux sont exprimés en fonction des courants par:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{abc,s1} \\ \Phi_{abc,s2} \\ \Phi_{abc,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc,s1} \\ i_{abc,s2} \\ i_{abc,r} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & (L_{br} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & (L_{cr} + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t ; [L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t ; [L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t ;$$

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$: Inductance propre du 1^{er} stator.

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$: Inductance propre du 2^{eme} stator.

$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$: Inductance propre du rotor.

L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

L_{sr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

3.3. Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega. \quad (2.3)$$

Avec:

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

K_f : Coefficient de frottement.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left[[i_{abc,s1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1,r}] [i_{abc,r}]^t + [i_{abc,s2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2,r}] [i_{abc,r}]^t \right] \quad (2.4)$$

4. Transformation de park.

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice.

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonale au plan (d, q).

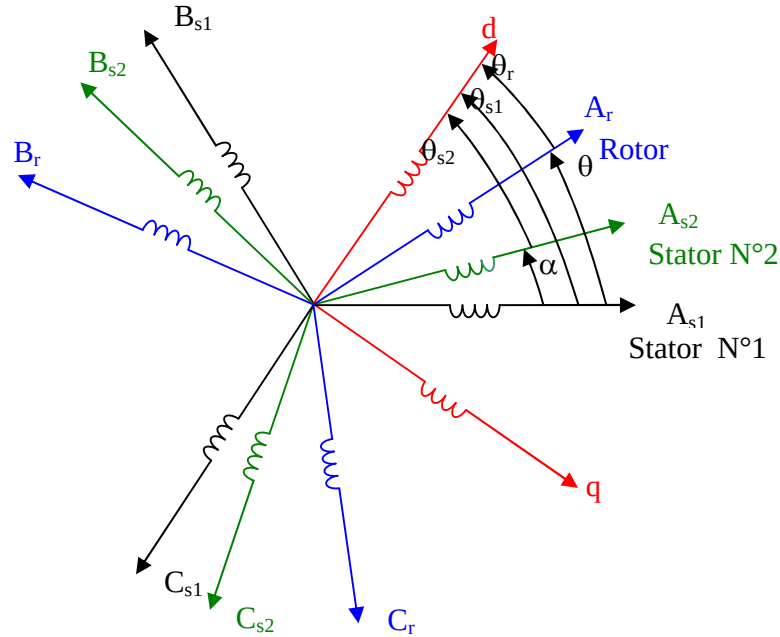


Figure (2.2) : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

La matrice de Park en générale:
$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

La transformation de Park

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)] [G_{abc}].$$

Tel que G_{abc} : grandeurs triphasées équilibrées.

G_{dq0} : grandeurs biphasées dans le repère (d, q).

La transformation de Park inverse $[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dq0}]$.

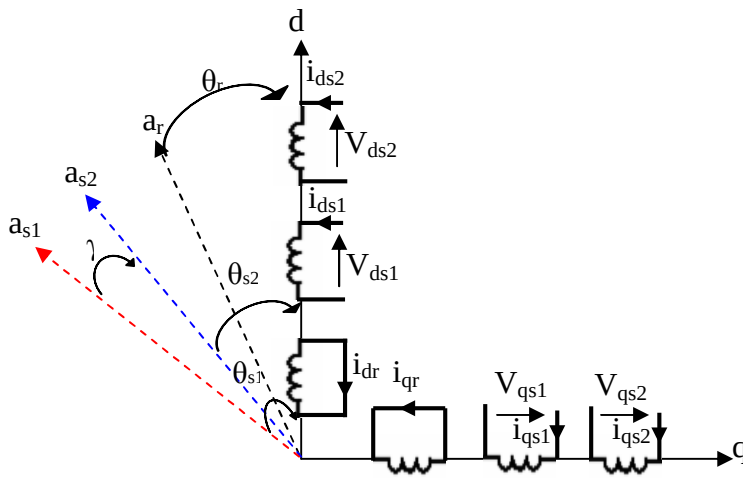
Sachant que : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

5. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK

5.1. Equations des tensions

On applique la transformation de Park sur le système d'équation (2.1), on obtient :

Pour le stator :



$$[V_{abc}] = [R] [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] \quad (2.5)$$

$$R = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

La transformation linéaire $[p]$ est appliquée à l'équation précédente

$$[p]^{-1} [V_{dqo}] = [R] [p]^{-1} [I_{dqo}] + \frac{d}{dt} [[p]^{-1} [\Phi_{dqo}]] \quad (2.7)$$

Avec :

$$[p] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Cette matrice est orthogonale, c'est-à-dire $[p(\theta)]^t = [p(\theta)]^{-1}$. La transformation de Park peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux.

En multipliant (2.5) par $[p]$:

$$[Vdqo] = [R] [Idqo] + \frac{d}{dt} [\Phi dqo] + [p] \left(\frac{d}{dt} [p]^{-1} \right) [\Phi dqo] \quad (2.9)$$

On démontre que :

$$[p] \left(\frac{d}{dt} [p]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.10)$$

On obtient finalement le système des équations de Park, qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$\begin{cases} Vd = rId + \left(\frac{d\Phi d}{dt} \right) - \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \Phi q \\ Vq = rIq + \left(\frac{d\Phi q}{dt} \right) + \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \Phi d \\ Vo = rIo + \left(\frac{d\Phi o}{dt} \right) \end{cases} \quad (2.11)$$

Pour la réduction de la matrice des inductances les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axe d, q, o et les flux d'axes a, b, c

Avec les équation des flux :

$$[\Phi sdqo] = [p(\theta s)] [\Phi sabc] \text{ et } [\Phi rdqo] = [p(\theta r)] [\Phi rabc] \quad (2.12)$$

En développant les expressions des flux, elles deviennent :

a- au stator :

$$[\Phi sdqo] = [p(\theta s)] [[Ls] [Isabc] + [Msr] [Irabc]] \quad (2.13)$$

Soit:

$$[\Phi_{sdqo}] = [p(\theta_s)] [L_s] [p(\theta_s)]^{-1} [Isdqo] + [p(\theta_s)] [Msr] [p(\theta_r)]^{-1} [Irdqo] \quad (2.14)$$

b- au rotor :

$$[\Phi_{rdqo}] = [p(\theta_r)] [[Msr][Isabc] + [Lr][Irabc]] \quad (2.15)$$

Soit:

$$[\Phi_{rdqo}] = [p(\theta_r)] [Msr] [p(\theta_s)]^{-1} [Isdqo] + [p(\theta_r)] [Lr] [p(\theta_r)]^{-1} [Irdqo]$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{dr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs2} \end{array} \right. \quad (2.16)$$

On pose : $\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{mr} = L_m$

L_m : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (2.16) est écrire comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (2.17)$$

Avec:

$L_{s1} + L_m$: inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2} + L_m$: inductance propre cyclique du stator 2.

$L_r + L_m$: inductance propre cyclique du rotor.

6. Définition des différents référentiels :

6.1. Référentiel fixe par rapport au champ tournant :

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$$

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes d, q qui dépendent généralement des objectifs de l'application.

Les équations électriques prennent la forme :

Pour le stator1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Pour le stator 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Pour le rotor : Le rotor étant en court-circuit :

$$v_{ar}=0, v_{br}=0, v_{cr}=0,$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Sous forme d'équation

$$: \begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.21)$$

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rd} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rq} - \Phi_{mq}) + \omega_{gl} \Phi_{rd} \end{cases} \quad (2.22)$$

6.1.1. Equations des flux

On applique la transformation de Park sur le système d'équations (8.2), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{dr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs2} \end{array} \right. \quad (2.23)$$

On pose :

$$\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{mr} = L_m$$

L_m : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (2.22) est écrire comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (2.24)$$

Avec:

$L_{s1} + L_m$: inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2} + L_m$: inductance propre cyclique du stator 2.

$L_r + L_m$: inductance propre cyclique du rotor.

6.1.2 Equation mécanique

Comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire:

$$P_e = v_{ds1} i_{ds1} + v_{ds2} i_{ds2} + v_{qs1} i_{qs1} + v_{qs2} i_{qs2} \quad (2.25)$$

En introduisant le système d'équation (2.21) dans l'expression de la puissance instantanée (2.25) on obtient :

$$P_e = R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s2} i_{ds2}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s2} i_{qs2}^2 + \left[\omega_s (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2}) \right] + \left[\frac{d\Phi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} i_{qs2} \right] \quad (2.26)$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- ❖ Le premier terme est identifiable aux pertes joules ;
- ❖ Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- ❖ Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables) ;

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme :

$$P_{em} = \omega_s (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2}). \quad (2.27)$$

$$C_{em} = p (\Phi_{ds1} i_{qs1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs1} i_{ds1} - \Phi_{qs2} i_{ds2}). \quad (2.28)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (2.21) dans (2.25), on obtient :

$$C_{em} = p L_m ((i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr}) \quad (2.29)$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}). \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}). \end{cases} \quad (2.30)$$

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (2.31)$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (2.29), on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})) \quad (2.32)$$

Enfin l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega. \quad (2.33)$$

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux Φ_{md} et Φ_{mq} , d'où :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2}$$

Avec:

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (2.34)$$

A partir de l'équation (2.32) et (2.23) on peut écrire :

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ i_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ i_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{cases} \quad (2.35)$$

En remplaçant (2.32) dans (2.33), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rq} - \Phi_{mq}) + \omega_{gl} \Phi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})) - C_r - K_f \Omega \end{array} \right. \quad (2.36)$$

A partir de l'équation (2.33) on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = L_a \left[\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right] \\ \Phi_{mq} = L_a \left[\frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right] \end{array} \right. \quad (2.37)$$

6.2. Référentiel fixe par rapport au rotor :

Il se traduit par les conditions :

$$\begin{aligned} \theta_s &= \theta & ; & \quad \theta_r = 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} &= \frac{d\theta}{dt} & ; & \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \\ W_{gl} &= 0 & ; & \quad W_s = W_r \end{aligned}$$

Après la rangements les équation en obtiens :
Les équations électriques prennent la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ i_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ i_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{array} \right.$$

les équations des flux devient comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_r \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) - \omega_r \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) - \omega_r \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) \\ p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})) - C_r - K_f \Omega \end{array} \right.$$

A partir de l'équation (2.10) on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_a \left(\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} = L_a \left(\frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) \end{cases}$$

6.3. Référentiel fixe par rapport au stator :

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = 0 \quad ; \quad \theta_r = -\theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt}$$

$$W_s = 0 \quad ; \quad W_r = -W_{gl}$$

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} \\ v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_r \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_r \Phi_{dr} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})) - C_r - K_f \Omega \end{cases}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ i_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ i_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{array} \right.$$

les équations des flux devient comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + \omega_r \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = - \frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) - \omega_r \Phi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})) - C_r - K_f \Omega \end{array} \right.$$

A partir de l'équation (2.10) on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_a \left(\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} = L_a \left(\frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) \end{cases}$$

7. SIMULATION

7.1. Introduction

L'importance prise ces dernières années par la régulation automatique a posé de nouvelles exigences aux responsables des plans d'études des écoles d'ingénieurs. En effet, comment par exemple envisager le dimensionnement d'un régulateur si l'on ne connaît pas le comportement dynamique du système à régler ?

Ces considérations et aussi l'évolution du marché de l'emploi ont imposé des changements. Ainsi, dans le plan d'études des ingénieurs en électrotechnique, le dimensionnement des machines électriques a été supprimé pour laisser la place à des cours de dynamique des machines et d'entraînements réglés.

Les logiciels d'utilisation plus générale pour le calcul matriciel (MATLAB-SIMULINK, ACSL, MATRIXx...). Leur avantage est d'être beaucoup plus ouvert. Par contre leur Utilisation nécessite généralement de trouver manuellement les équations différentielles Régissant le système. Pour des systèmes complexes, cette recherche peut être laborieuse. [9]

7.2. Brève présentation du logiciel Simulink™

De tels changements ont nécessité la recherche d'outils informatiques performants et faciles à mettre en oeuvre. Parmi les nombreux logiciels à disposition, tels que Mathématicien, Mapple, Simplorer, Simsen et bien d'autres, a choisi Simulink pour l'étude de la dynamique, car c'est avant tout un outil d'ingénieurs, pouvant s'appliquer à d'autres domaines que celui de l'électricité, et permettant d'appréhender les problèmes dans une optique déjà axée sur la régulation.

Simulations sous MATLAB –Simulink Dans ce paragraphe, nous proposons un modèle réalise sous forme de schémas blocs à l'aide du logiciel MATLAB- Simulink. Ce modèle est générique et adaptable en fonction de la machine à induction considérée. Afin d'obtenir des simulations les plus saines possibles, nous utiliserons uniquement des fonctions

intégrales et bannirons le plus souvent possible les fonctions dérivées. C'est dans cette optique que dans un premier temps, nous isolons les dérivées du flux statorique et du pseudo-flux rotorique.

Comme son nom le laisse entendre, le logiciel Simulink de Math Works est destiné à la simulation de systèmes dynamiques. C'est une extension du logiciel MATLAB du même fournisseur. Simulink se caractérise par le fait que les modèles étudiés peuvent être introduits sous forme de schémas -blocs créés et édités par des commandes générées principalement à l'aide de la souris. La figure 1 montre Présentation de quelques blocs Simulink Simulation de la machine asynchrone double stator à l'aide du logiciel Simulink™

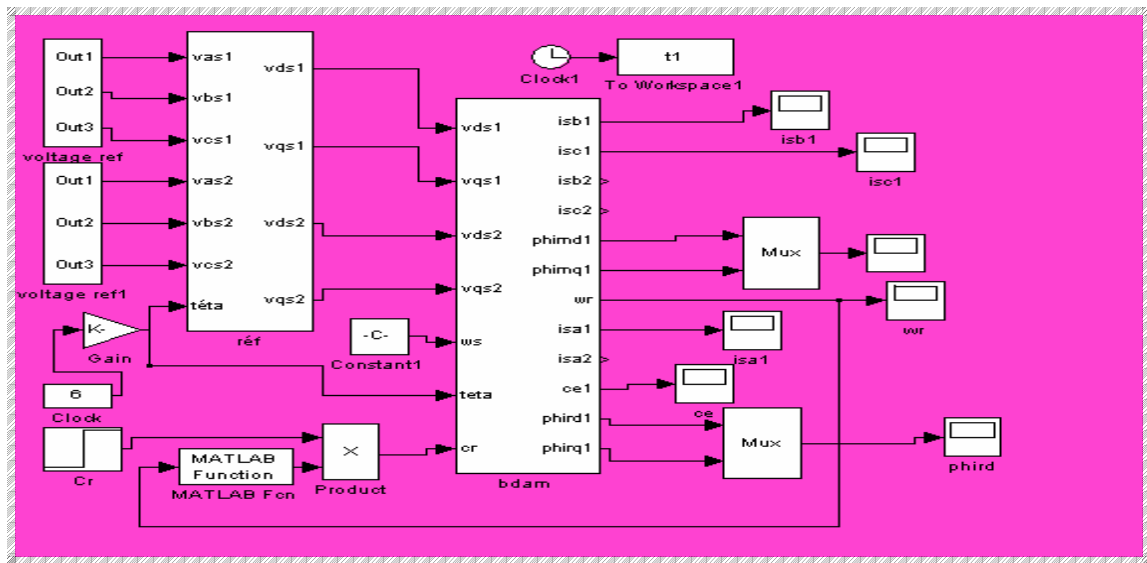


Figure 2.3 : Schéma de la simulation d'une MASDS alimenté en tension

Présentation de travaille :

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la MASDS on a choisi le référentiel lié au Champ tournant (les équation [(2.35, 2.36, 2.37)]) Les tensions d'alimentation s'écrivent Comme suit :

1^{er} stator

$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1} = \sqrt{2} V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc1} = \sqrt{2} V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

2^{ème} stator :

$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sb1} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sc1} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases}$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension. ($v_s=220$)

ω_s : Pulsation d'alimentation ($w_s=100*\pi$)

Les paramètres de MASDS utilisée dans ce travail sont :

fr=0.001

rs1=3.72

rs2=3.72

rr=2.12

ls1=0.022

ls2=0.022

lr=0.006

lm=0.3672

j=0.062

p=1

Figure (2.1) Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasé à double stator lors d'un démarrage à vide($C_r = 0$)

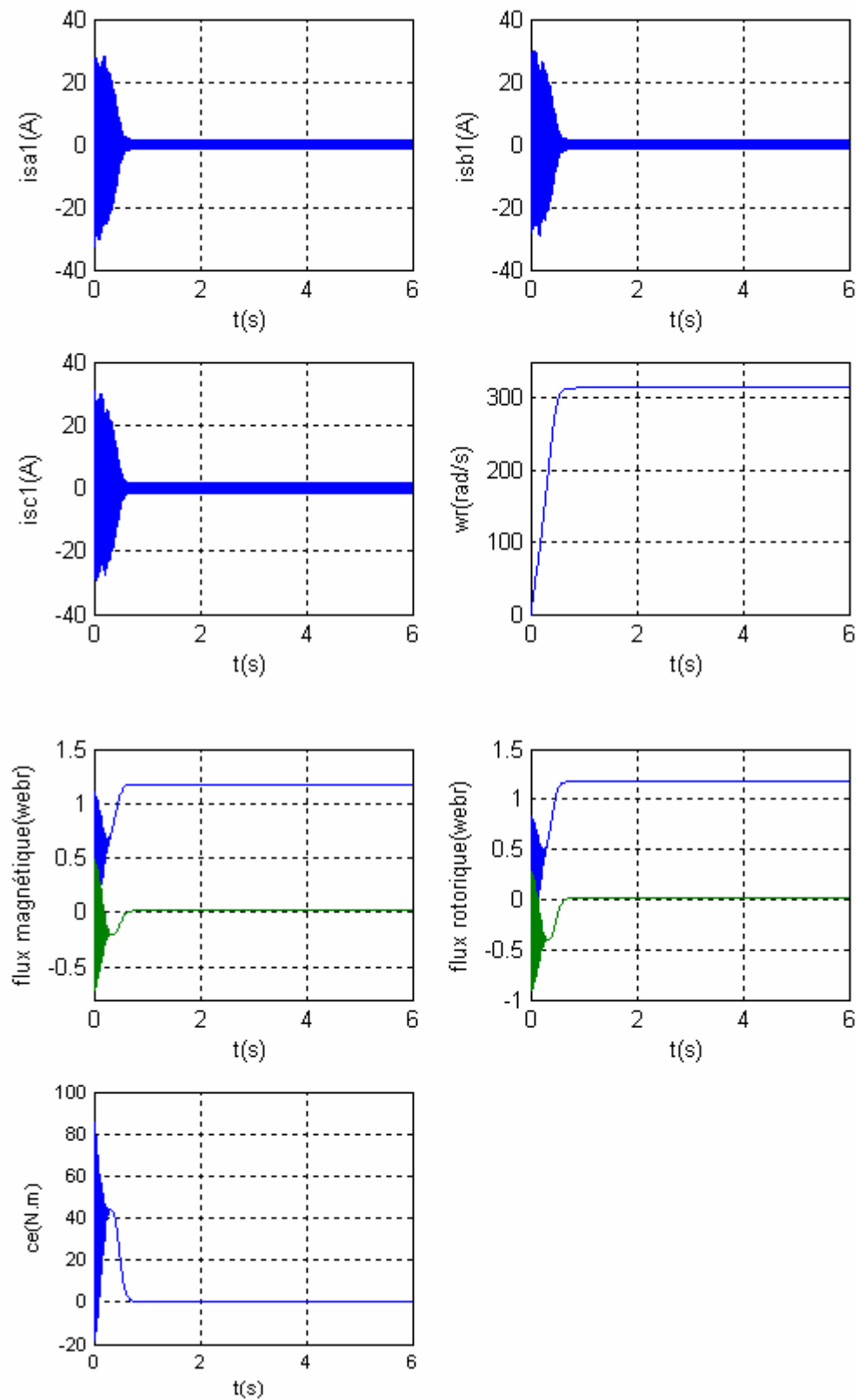
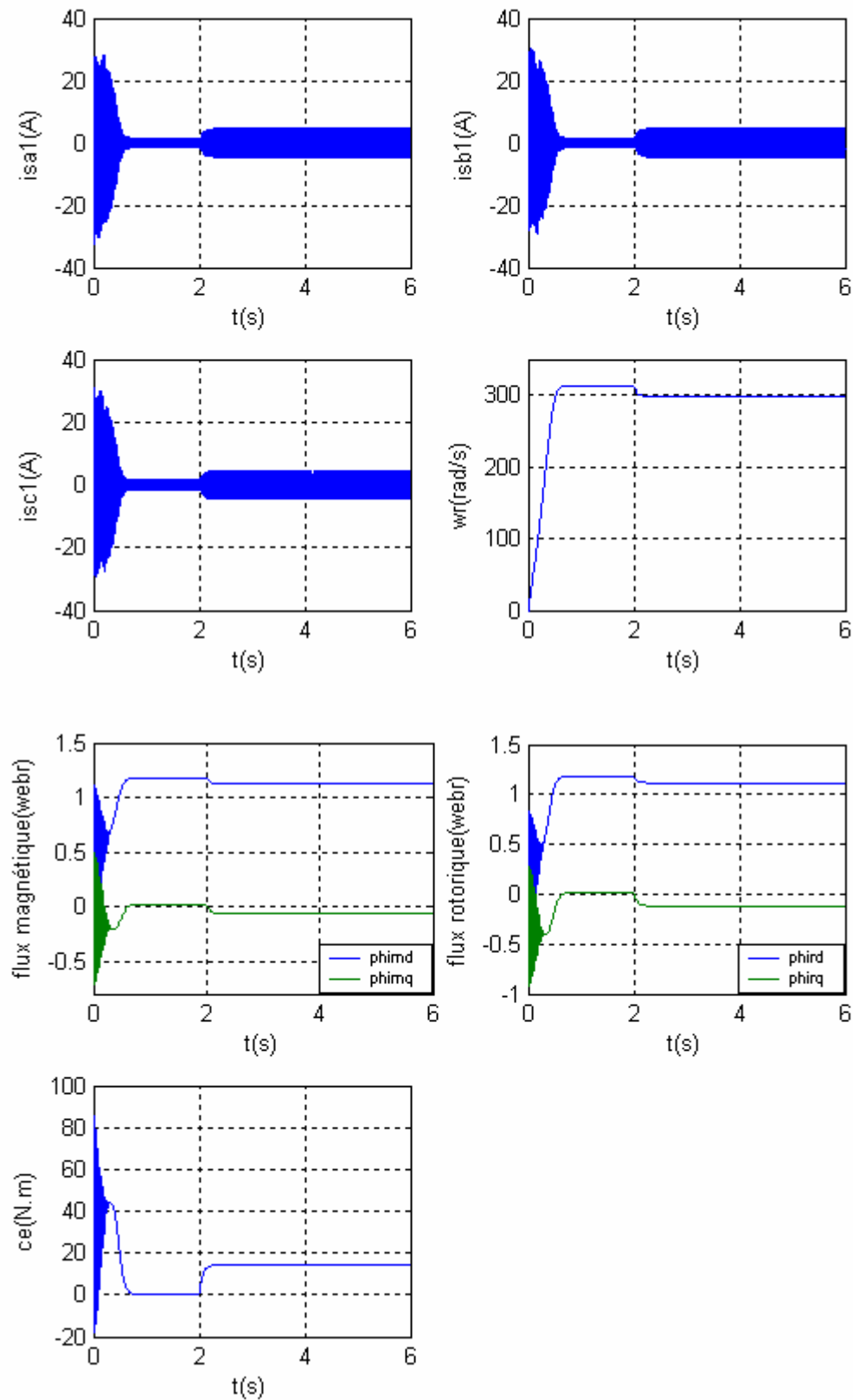


Figure (2.2) Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasé à double stator lorsque en applique un couple résistant ($C_r = 14$) à l'instant $t=2s$:



8. Interprétation des résultats de simulation :

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator alimentée directement par le réseau standard [220/380V, 50Hz], à vide et en charge.

Les résultats de simulation donnés par les figure (2.1),(2.2) représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse (w_r), le couple électromagnétique (C_{em}), les courants des phases statorique ($i_{s1,2}$), le flux magnétique (ϕ_{imd} , ϕ_{imq}) et le flux rotorique (ϕ_{ird} , ϕ_{irq}).

Les performances de la conduite de la machine asynchrone à double étoile montrent que :

- ◆ Lors du démarrage à vide, l'appel du courant de la machine atteint une valeur 28.2 (A) qui égale 6 à 7 fois le courant nominale. Le couple électromagnétique très importante atteint une valeur de 85.27 (Nm), la machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide et Elle permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme [$313.674 \text{ rad/s} \cong 314 \text{ rad/s}$] au bout de (0.6 s); avec glissement quasiment nul et une allure d'accroissement presque linéaire.
- ◆ Lors de l'application d'une charge à l'arbre de la MASDS un couple résistant ($C_r = C_n = 14 \text{ N.m}$) à l'instant $t=2$ (s). Nous constatons:
 - Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (14 N.m) appliqué.
 - Les courants des phases statorique reste de la même forme que celle avant (2 s) mais d'amplitude de (4.32A).
 - une chute de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement supplémentaire. Elle atteint la valeur (297.95 rad/s).

Cette simulation montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et la vitesse.

9. Modélisation de système en cas de défaut

9.1 Introduction

Les défaut dans les entraînement électriques se répartissent en deux catégories : les défaut qui se produisent dans la machine électrique (défaut des roulement, inclinaison de

l'axe) et ceux qui se produisent dans la chaîne d'entraînement à l'extérieur de la machine électrique qui se développent dans la machine asynchrone. [17]

9.1.Défaut monophasé de la tension :

On désigne par K , U_{ac} , U_{bc} et U_{cs} les tensions de la machine réelle triphasée caractérisées par un défaut monophasé ; K est un facteur réel pris dans l'intervalle $[0, 1]$. Après application de la transformation de PARK, nous obtenons les tensions biphasées équivalentes dont les valeurs réduites sont :

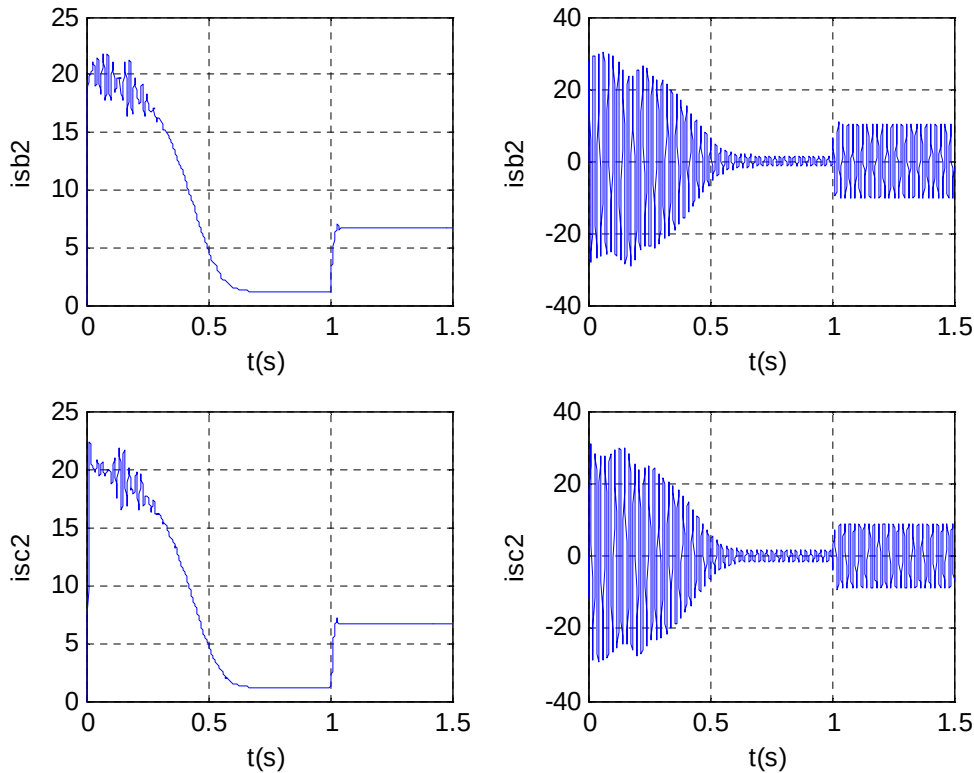
$$U_{ds} = ((2aK + 2b)/3) \cos(\omega.t) \quad (2.38)$$

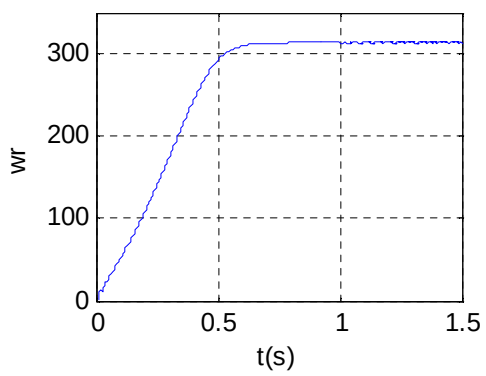
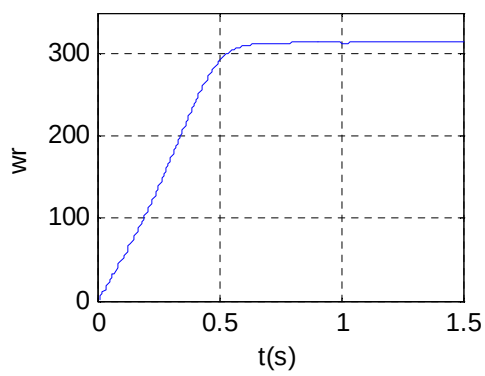
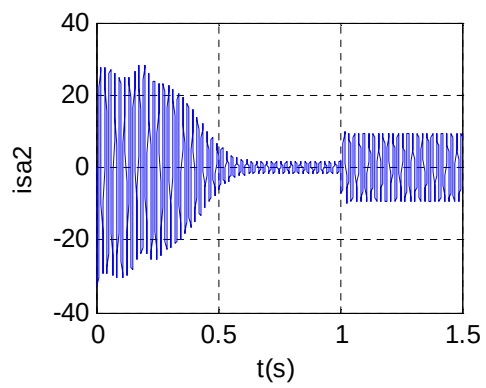
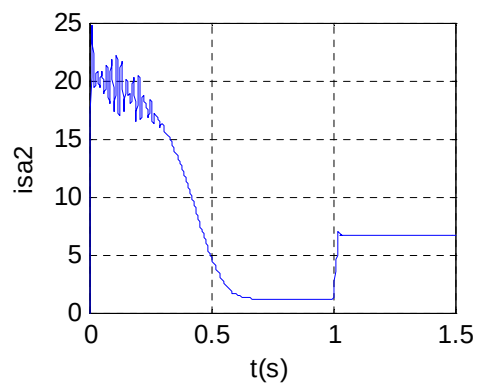
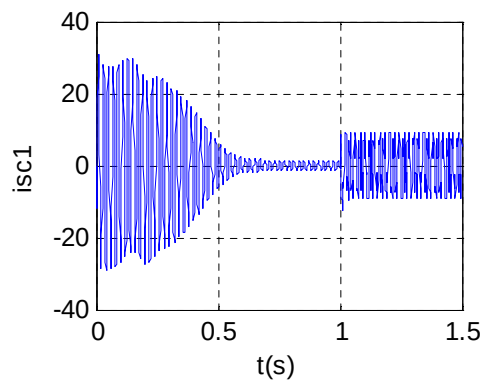
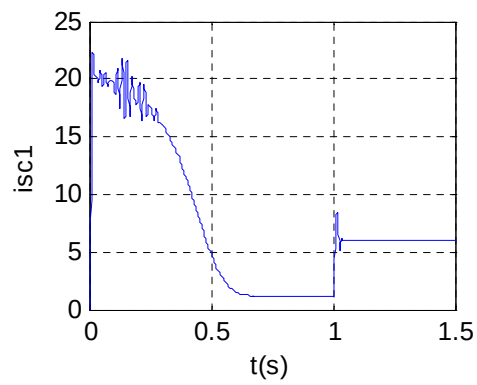
$$U_{qs} = \sin(\omega.t) \quad (2.39)$$

Où : a et b sont des valeurs réelles introduites pour définir les différents type de déséquilibre de la tension d'alimentation.

Avec : $a = 1$, $b = 0.5$ pour le défaut monophasé de la tension.

Coupure monophasée avec RMS et sinusoïdale





9.2. Défaut biphasé de tension :

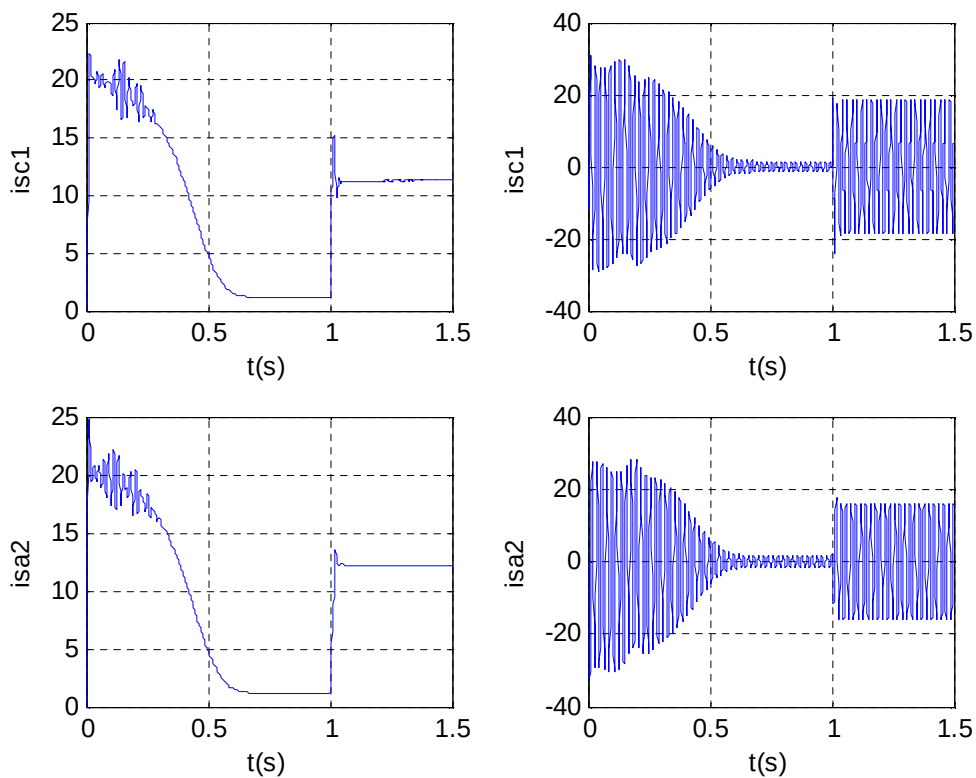
Nous considérons $U_{as}, K U_{bs}, K U_{cs}$ de la machine réelle caractérisées par un défaut biphasé. Après application de la transformation de PARK nous obtenons les tension biphasées équivalentes dont les valeurs réduites sont :

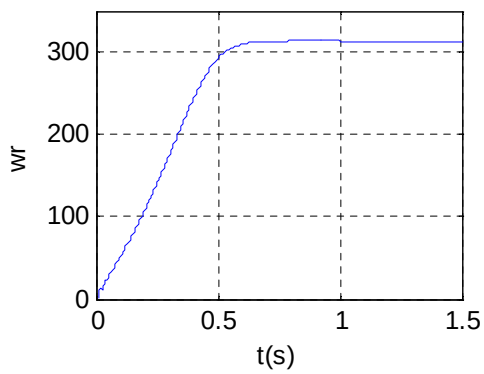
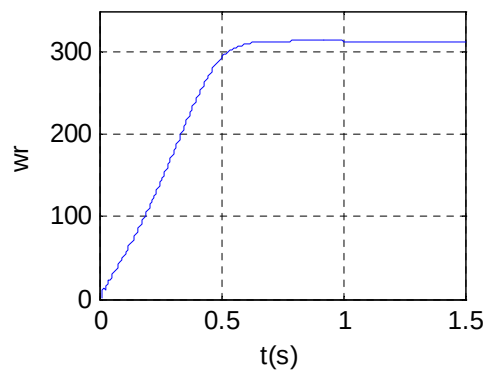
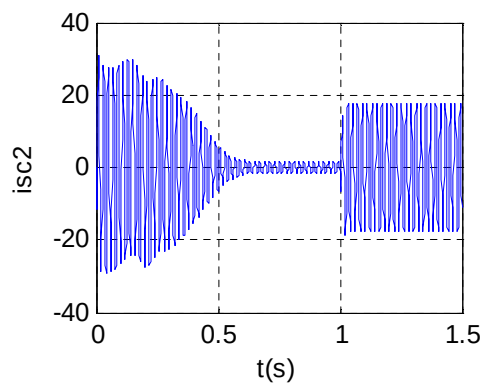
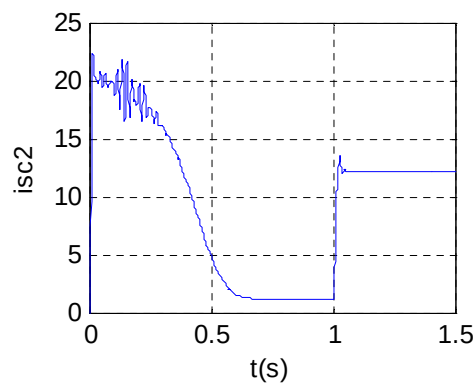
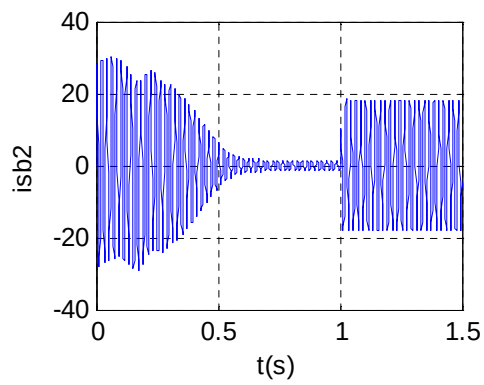
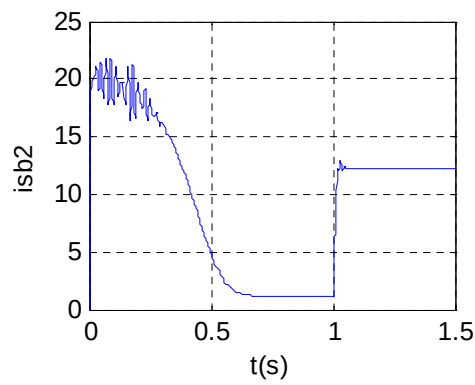
$$U_{ds} = ((2a + 2b/3)\cos(w.t)) \quad (2.40)$$

$$U_{qs} = \sin(w.t) \quad (2.41)$$

l'étude est effectuée dans le cas d'une coupure de tension biphasée ($K=0$) et d'un déséquilibre biphasé ($K=0.5$), Avec $a=0.5$ et $b=1$.

Coupure biphasée :





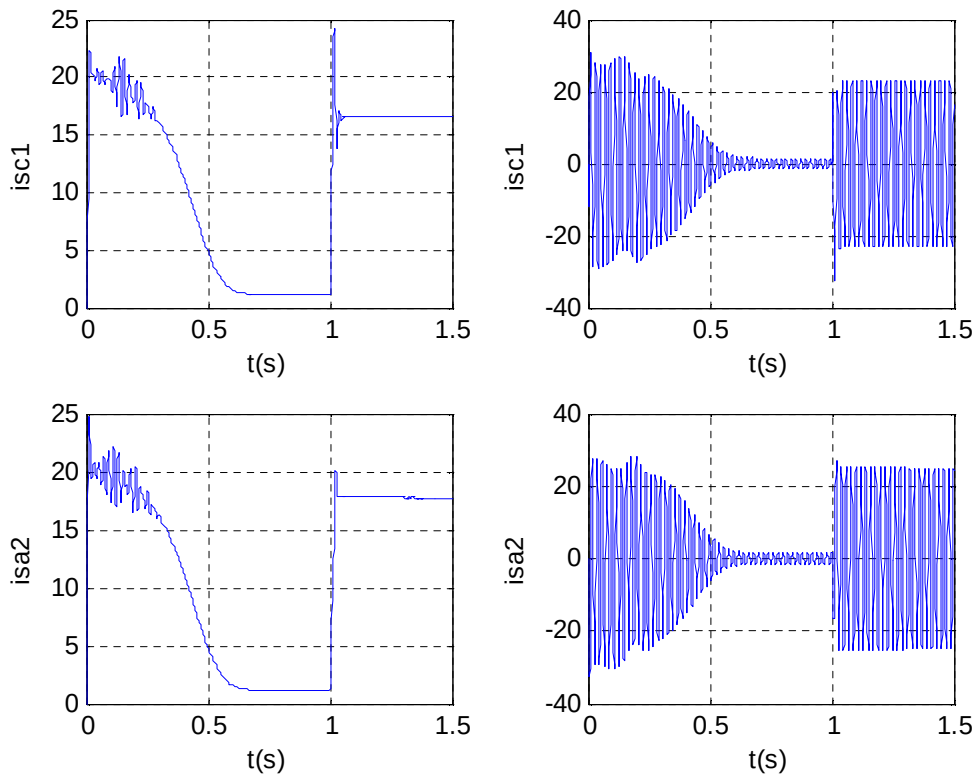
9.3. Défaut triphasé de tension :

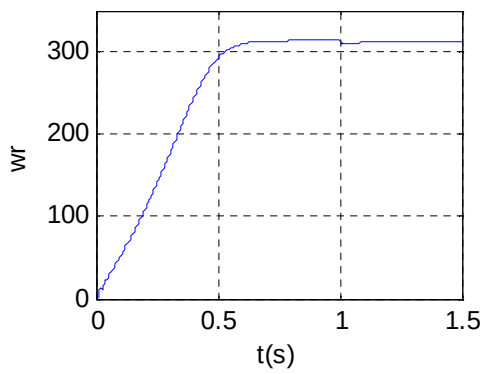
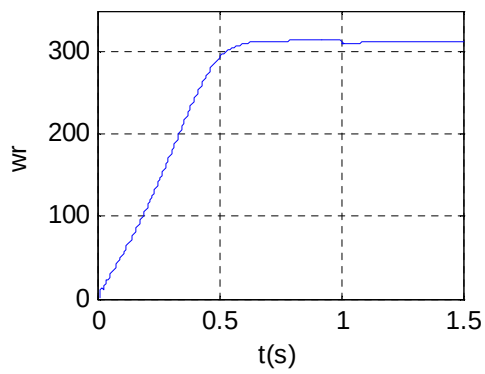
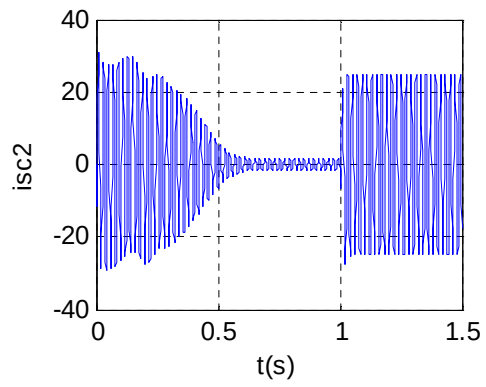
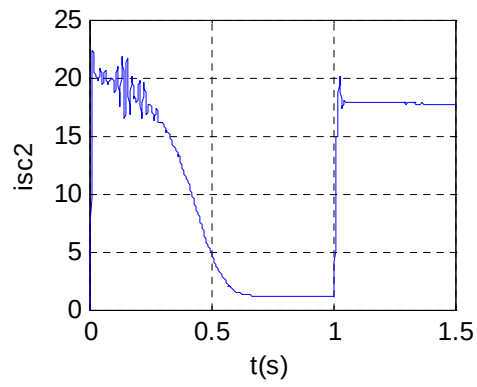
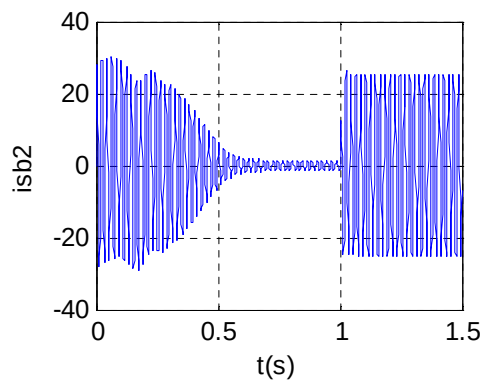
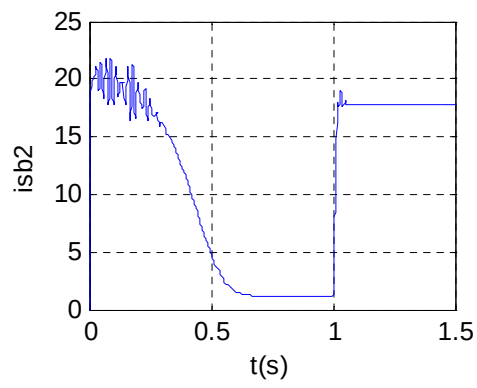
Nous considérons U_{as} , $K U_{bs}$, $K U_{cs}$ de la machine réelle caractérisées par un défaut triphasé . Après application de la transformation de PARK nous obtenons les tension biphasées équivalentes dont les valeurs réduites sont :

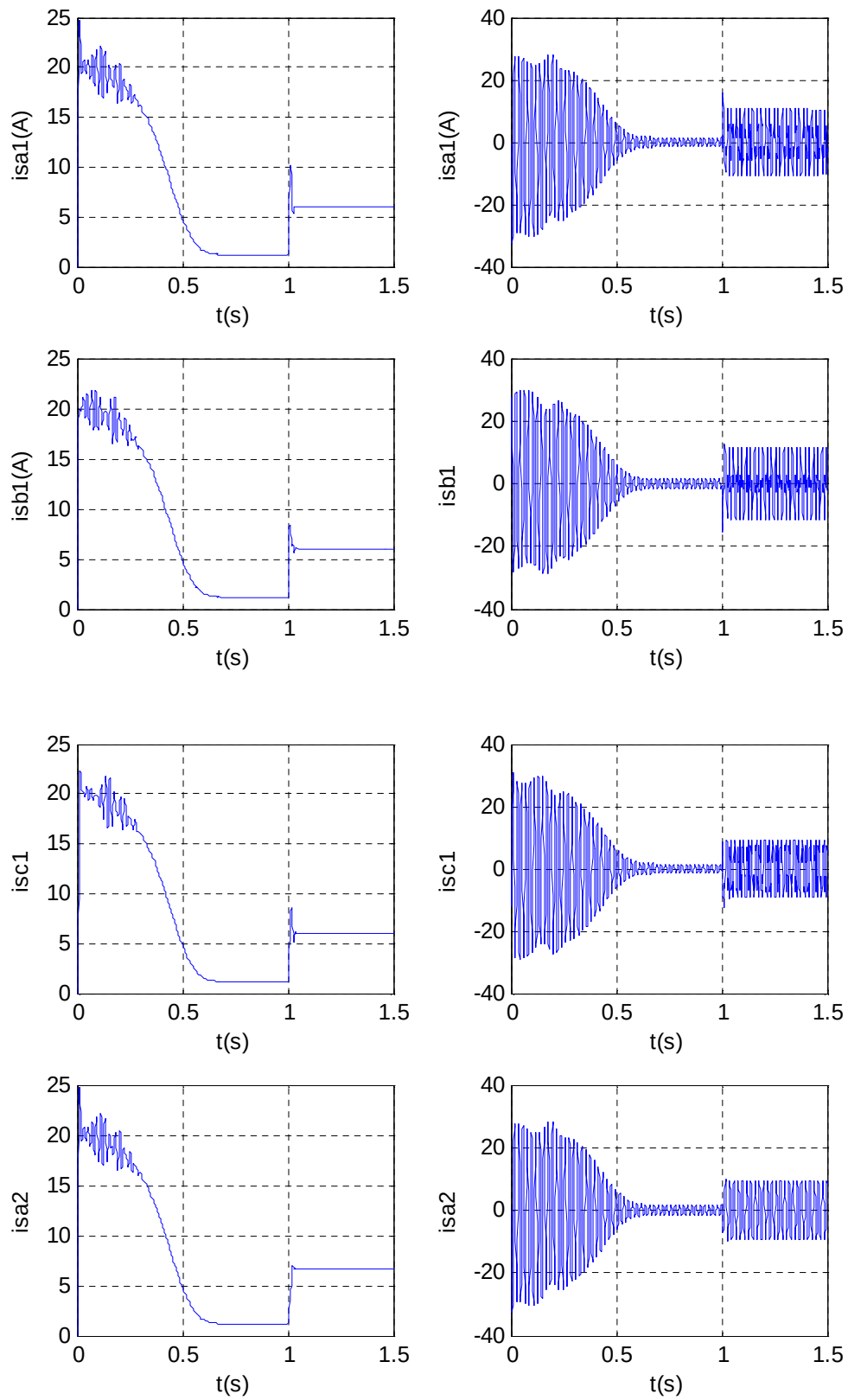
$$U_{ds} = ((2a + 2b/3)\cos(w.t)) \quad (2.42)$$

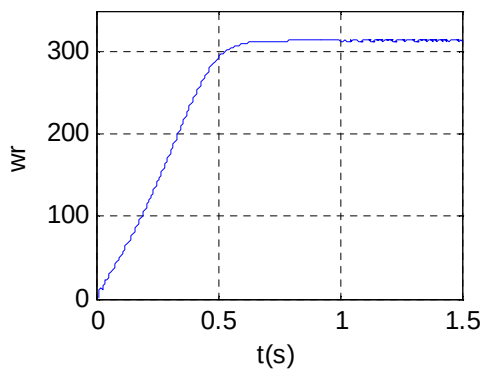
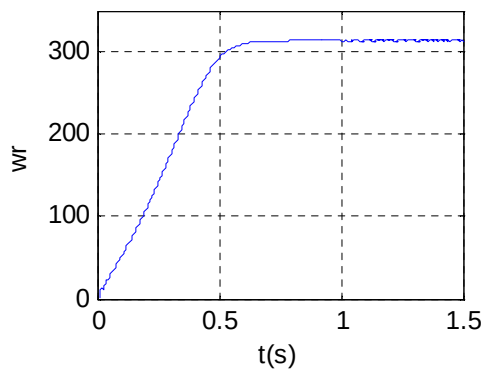
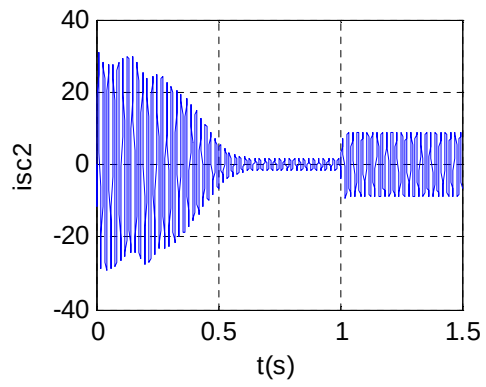
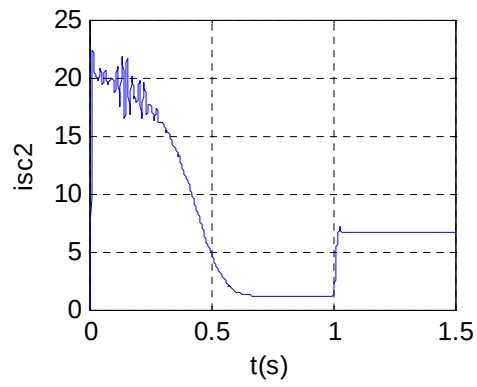
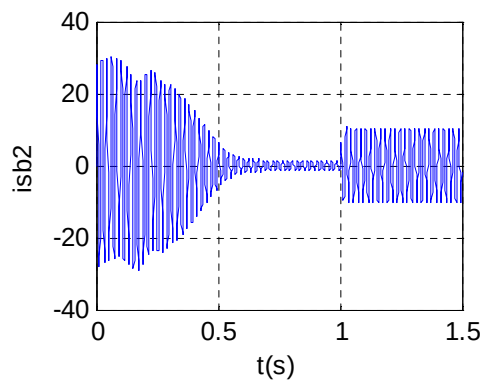
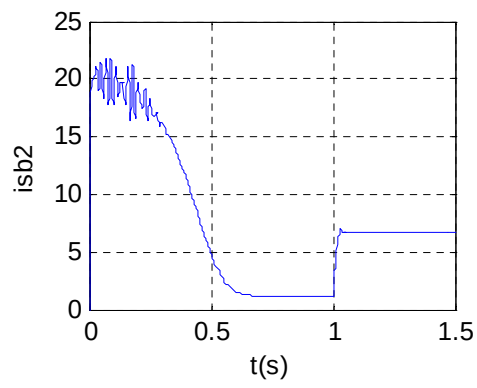
$$U_{qs} = \sin(w.t) \quad (II.39)$$

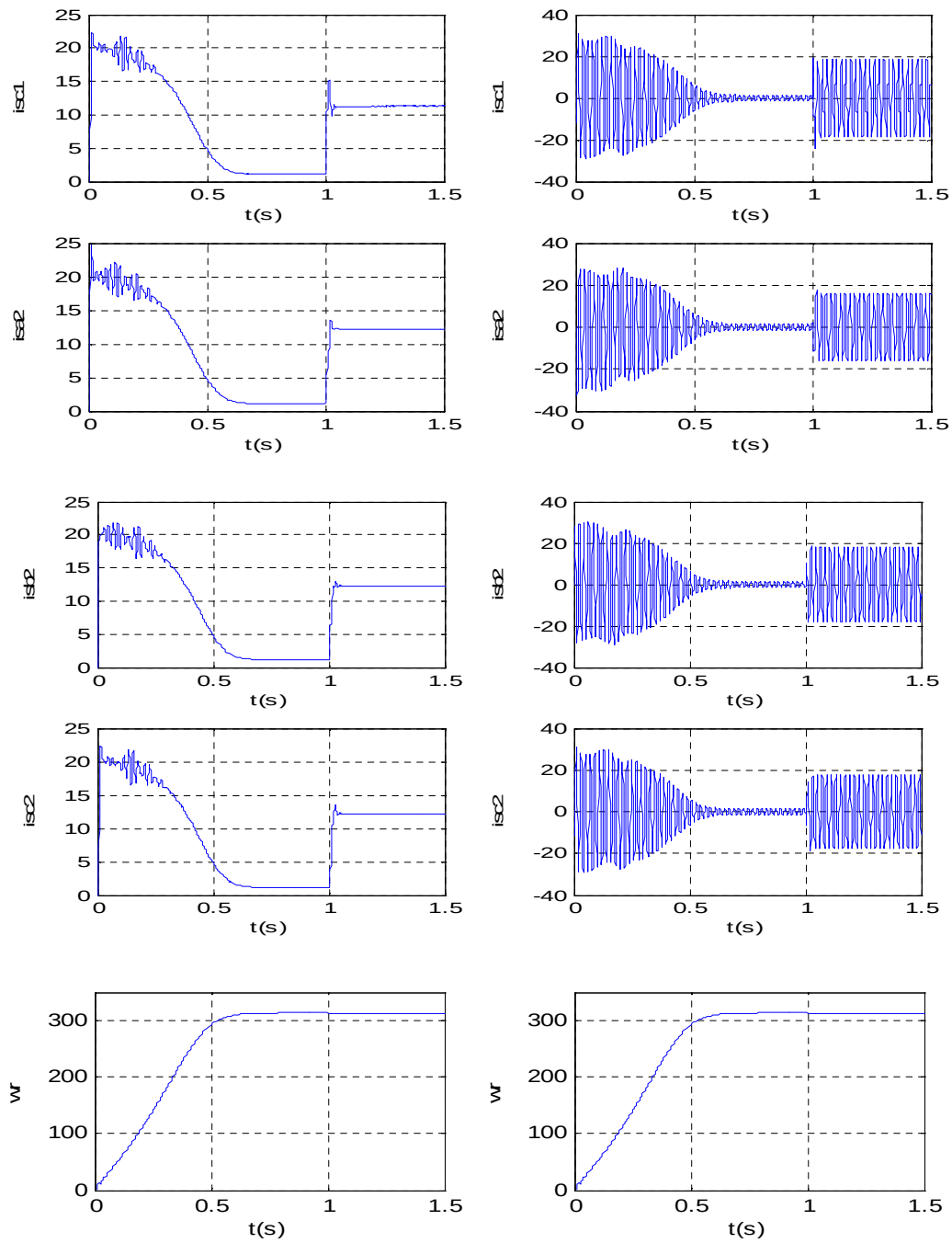
Où : $a=1.5$ et $b=0$



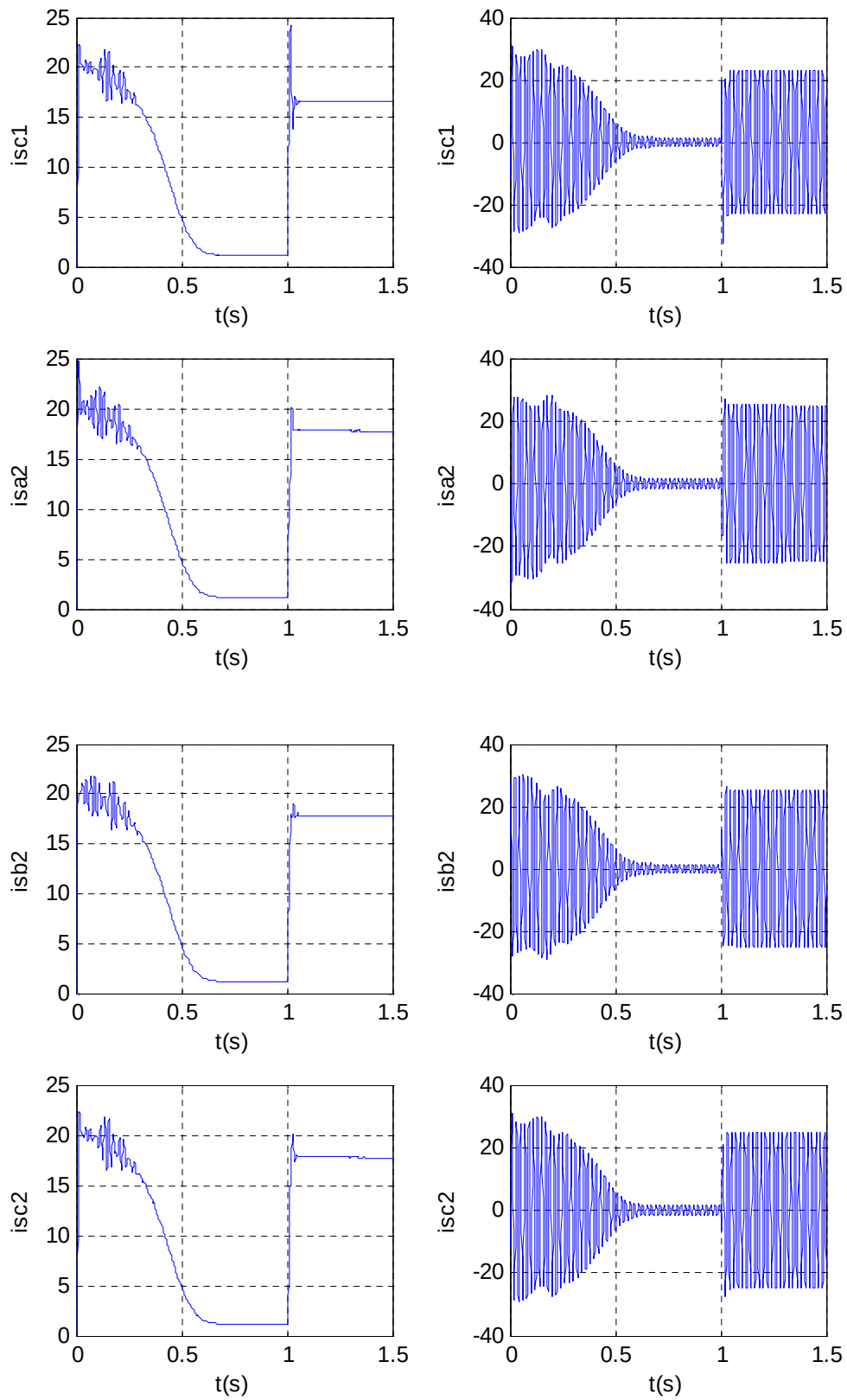


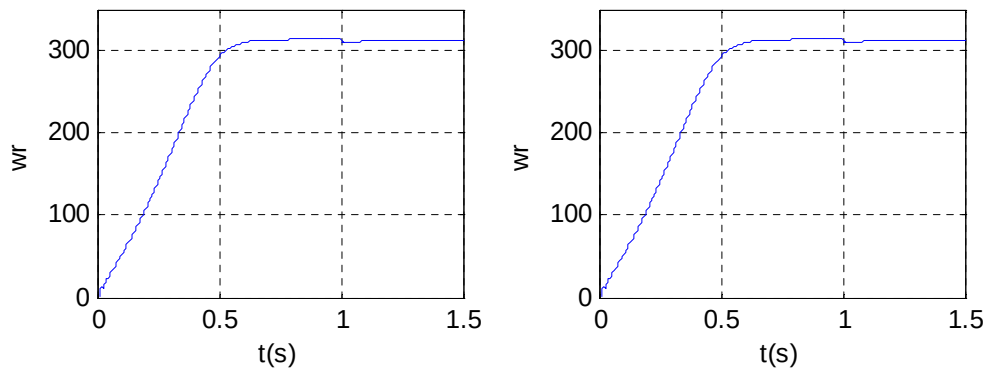
Chute de tension monophasée



Chute de tension diphase:

Chute de tension triphasée





10. Interprétation des résultats :

En régime établi, on introduit a l'instant $t = 1s$ un défaut de type court-circuit de 100% (coupure des phases) puis 50% (chute des tensions) sur les phases a_s et b_s c_s de chaque enroulement de stator, Les figures représentent la comparaison des six courants de ligne et la vitesse de rotor issus de la simulation.

A $t = 1s$, le court-circuit fait a la première phase (coupure ou chute de tension monophasée) donc on peut constater une augmentation de son courant dans les autres phases a 4 fois le courant nominal malgré le fait que ces phase soit saine, et en remarque que la vitesse reste stable a cause que la phase qui en applique le court-circuit appelle a les autre courant pour faire la compensation de courant qui manque.

A chaque fois en fait un court-circuit soit coupure soit chute de tension de chaque phase successivement jusqu'à la sixième phase alors en constate une augmentation toujours de courant des phases jusqu'à la sixième court-circuit au le courant doit nul.

Même pour la vitesse reste stable jusqu'à au en applique cinquième court-circuit dans ce cas la vitesse commencé a diminué et devient nul dans le sixième court-circuit.

11. conclusion:

Nous avons, dans ce chapitre, donne quelques démonstration sur la modélisation de la machine asynchrone à double stator a cage d'écureuil et votre simulation puis, nous avons dénombre les principaux défauts avec la modélisation de chaque qui peuvent survenir dans la machine.

Nous avons également présent la simulation les défaut de type court-circuit (l'ouverture et déséquilibre des phases de chaque enroulement de stator).

En conséquence, d'après les résultats de simulation numérique, les grandeurs qui caractérisent et représentent mieux l'état de défaut dans le moteur sont celles du courant statorique et vitesse et ainsi que la tension d'alimentation a cause que ces grandeur doivent mesurable. En se basant sur ses derniers, le type de défaut sera identifié et par conséquent les causes seront déterminées ;