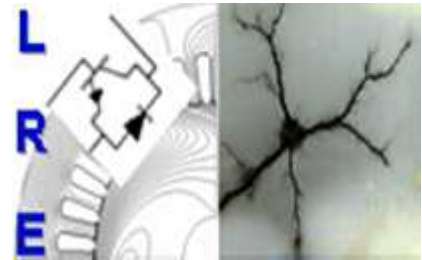


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

**Ecole Nationale Polytechnique**



**Département d'ELECTROTECHNIQUE**  
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de  
**Master en Electrotechnique**

Intitulé

**Identification paramétrique d'une machine asynchrone à rotor bobiné par la méthode des moindres carrés généralisés**

Sous la direction de Pr.Omar TOUHAMI

Présenté par

**LAZIZI Abderrahmane**

Soutenu publiquement le (18 juin 2017)

**Composition du Jury :**

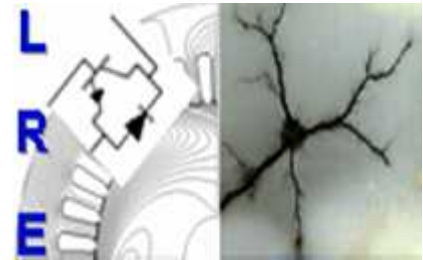
Président :	R. IBTIOUEN, Professeur à l'ENP
Encadreur :	O.TOUHAMI, Professeur à l'ENP
Examineur :	R.TAHMI, Professeur à l'ENP

ENP 2017



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

**Ecole Nationale Polytechnique**



**Département d'ELECTROTECHNIQUE**  
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de  
**Master en Electrotechnique**

Intitulé

**Identification paramétrique d'une machine asynchrone à rotor bobiné par la méthode des moindres carrés généralisés**

Sous la direction de Pr.Omar TOUHAMI

Présenté par

**LAZIZI Abderrahmane**

Soutenu publiquement le (18 juin 2017)

**Composition du Jury :**

Président :	R. IBTIOUEN, Professeur à l'ENP
Encadreur :	O.TOUHAMI, Professeur à l'ENP
Examineur :	R.TAHMI, Professeur à l'ENP

ENP 2017

							:
كميات			يعالج تعريف	هذه			
.			طريقة	الغير			
الديناميكية				تقريب			
	هذه	الميكانيكية		قياس الفولتية، والتيارات			
قياسها	التحديد السليم		هذه	الميكانيكية	المستحيل قياس		
	والتيار		.5.2 kW		هذه الطريقة للتحديد		
		SIMULINK/MATLAB			هم مقارنين		
	الصغرى. تقريب		الغير				
							<u>الكلمات المفتاحية</u> . تعريف

## Abstract:

The work presented in this paper deals with the parametric identification of the parameters in the steady state of the wound rotor asynchronous machine, using the measured quantities in the transient regime and the least squares method for the resolution of the system.

Using an approximation of the rotor flux and using the Park components in the synchronous reference frame, the dynamic equations adopted for identification require the measurement of stator voltages, stator currents and mechanical speed. In this brief, the access to the measurement of the speed was impossible then this problem is passed by a good identification of the experimental speed curve.

This estimation method is applied to a 5.2 kW wound rotor asynchronous machine, to validate the results the measured speed and current of a phase in the steady state are compared with those simulated with the Park model in Simulink.

**Keywords** Identification, Wound rotor induction machine, Transient operation, Least squares, Flux approximation.

## Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire traite de l'identification paramétrique d'une machine asynchrone à rotor bobiné de 5.2 kW, utilisant les grandeurs mesurées en régime transitoire et la méthode des moindres carrés pour la résolution du système.

A l'aide d'une approximation du flux rotorique et des composantes de Park dans un référentiel fixe, par rapport au champ tournant, les équations dynamiques adoptées en identification nécessitent la mesure des tensions, des courants statoriques et la vitesse mécanique. L'accès à la mesure de vitesse étant impossible, alors nous avons contourné ce problème via une identification de la courbe de vitesse. Les résultats obtenus confirment la validité de l'approche préconisée.

**Mot clés.** Identification, Machine asynchrone à rotor bobiné, Régime transitoire, Moindres carrés, Approximation du flux.

## Dédicaces

*Je dédie ce travail à :*

*Ma chère mère et grande mère pour le sacrifice et les prières*

*Mon père pour son soutien absolu*

*Mes frères et Ma grande famille*

*Tous mes amis sans exceptions*

## Remerciements

Je tiens tout d'abord à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur directeur du PFE Touhami Omar, professeur à l'école polytechnique d'Alger. Pour son aide déterminant et pour ses conseils précieux qui ont largement contribué dans l'avancement des travaux et l'amélioration de ce projet de fin d'étude, je le remercie pour les corrections et les améliorations qu'il a apportées pour ce mémoire.

J'exprime ma gratitude à Monsieur Rachid Ibtouen, Professeur à l'ENP, d'avoir bien voulu présider mon jury

Je suis très reconnaissant à Monsieur Redhouane Tahmi, professeur à l'ENP, d'avoir accepté d'être membre de la commission d'examen.

Mes plus vifs remerciements s'adressent aussi à tout le cadre professoral et administratif de l'ENP d'Alger.

Mes remerciements vont enfin à toute personne qui a contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail

## Table des matiers

Liste des tableaux

Liste des figures

Liste des symboles

1. Introduction.....	9
2. Tests effectués au laboratoire.....	10
3. Équations dynamiques de la MAS .....	10
4. Lissage et filtrage des courants .....	14
5. Méthode des moindres carrées .....	17
6. Approximation du flux rotorique .....	19
7. Problème de la vitesse .....	23
8. Validation des paramètres .....	26
9. Conclusion .....	30
Bibliographie .....	31

## Liste des tableaux :

**Tableau 1** : résultats d'identification avec des forme de vitesse différentes.

## Liste des figures :

**Fig (1)** les trois courants statorique mesurés expérimentalement de la MAS à rotor bobiné.

**Fig (2)** les trois tensions statorique mesurés expérimentalement de la MAS à rotor bobiné.

**Fig (3)** Les courants transformés de Park  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ .

**Fig (4)** Les tensions transformés de Park  $u_{sd}$  et  $u_{sq}$ .

**Fig (5)** Les tensions transformés de Park  $u_{sd}$  et  $u_{sq}$  si l'alimentation est purement sinusoïdal.

**Fig (6)** Courant de la phase « a » mesuré et filtré.

**Fig (7)** le courant  $i_{sd}$  d'axe direct.

**Fig (8)** la dérivée du courant d'axe direct en fonction du temps  $\frac{di_{sd}}{dt}$  calculé à partir des courants filtrés et non filtrés.

**Fig (9)** un zoom sur la figure (3.8) pour  $t = [1.16, 1.35]$ .

**Fig (10)** la MAS et les équipements utiliser au laboratoire ENP.

**Fig (11)** la construction des différentes vitesses à partir du courant.

**Fig (12)** schéma Simulink du modèle de la machine asynchrone.

**Fig (13)** comparaison entre la vitesse simulée et la vitesse  $v1$  utilisée dans l'algorithme d'identification.

**Fig (14)** comparaison entre le courant mesuré et le courant simulé dans le régime permanent.

**Fig (15)** comparaison entre le courant mesuré et le courant simulé dans le régime permanent.



## Liste des symboles :

- $(as, bs, cs)$  : indices des trois phases statoriques.
- $(ar, br, cr)$  : indices des trois phases rotoriques.
- $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$  : tensions simples des phases statorique.
- $V_{ar}, V_{br}, V_{cr}$  : tensions simples des phases rotorique.
- $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$  : courants instantanés des trois phases statoriques.
- $i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$  : courants instantanés des trois phases rotoriques.
- $\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}$  : flux totalisés dans les phases statoriques.
- $\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}$  : flux totalisés dans les phases rotoriques.
- $R_s$  : résistance interne par phase du stator.
- $R_r, R_r'$  : résistance interne par phase du rotor, et la résistance du rotor ramené au stator.
- $L_s$  : inductance propre d'une phase statorique.
- $L_r, L_r'$  : inductance propre d'une phase rotorique, et l'inductance propre du rotor ramené au stator.
- $M_s, M_r$  : inductance mutuelle entre deux phases statorique et deux phases rotoriques respectivement.
- $M$  : l'amplitude de l'inductance mutuelle stator-rotor.
- $C_{em}$  : couple électromagnétique.
- $C_m$  : couple d'inertie mécanique.
- $C_r$  : couple résistant appliqué à la machine.
- $C_f$  : couple de friction et perte par ventilation.
- $J$  : moment d'inertie de la machine.
- $f$  : fréquence du réseau électrique.
- $f_e$  : fréquence d'échantillonnage.
- $f_c$  : fréquence de coupure du filtre.
- $\omega_s$  : vitesse angulaire électrique du champ tournant.
- $\omega_r$  : vitesse angulaire électrique du rotor.
- $\omega_m$  : vitesse angulaire mécanique du rotor.
- $p$  : nombre de paires de pôles magnétiques de la machine.
- $g$  : glissement relatif du rotor.

$K_{so}$  : Le rapport de transformation à stator ouvert.  
 $K_{ro}$  : Le rapport de transformation à rotor ouvert.  
 $(os, ds, qs)$  : indices des trois phases fictives de Park, homopolaire, direct et en quadrature du stator.  
 $(or, dr, qr)$  : indices des trois phases fictives de Park, homopolaire, direct et en quadrature du rotor.  
 $V_{os}, V_{ds}, V_{qs}$  : composantes relatives du système de tensions triphasée du stator exprimées dans le référentiel de Park.  
 $V_{or}, V_{dr}, V_{qr}$  : composantes relatives du système de tensions triphasée du rotor exprimées dans le référentiel de Park.  
 $i_{os}, i_{ds}, i_{qs}$  : composantes relatives du système de courants triphasée du stator exprimées dans le référentiel de Park.  
 $i_{or}, i_{dr}, i_{qr}$  : composantes relatives du système de courants triphasée du rotor exprimées dans le référentiel de Park.  
 $\varphi_{os}, \varphi_{ds}, \varphi_{qs}$  : composantes des flux statorique projeté dans le référentiel de Park.  
 $\varphi_{or}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}$  : composantes des flux rotorique projeté dans le référentiel de Park.  
 $L_1, L_2$  : inductance propre cyclique du stator et du rotor respectivement.  
 $L_{os}, L_{or}$  : inductance homopolaire au niveau du stator et du rotor respectivement.  
 $\sigma$  : coefficient de dispersion.  
 $T_s, T_r$  : constantes de temps cycliques du stator et du rotor.  
 $t$  : temps continue.  
 $y_i$  : Les différentes mesures.  
 $H$  : vecteur des mesures.  
 $\theta$  : vecteur des paramètres.  
 $J(\theta)$  : le critère quadratique  
 $r_k(\theta)$  : l'écart entre la sortie du système réel et la réponse du modèle au  $k^{ème}$  point  
 $\varepsilon$  : L'erreur entre le modèle et les mesures.

## 1. Introduction générale

Les machines asynchrones présentent beaucoup d'avantage ce qui les rends les plus utilisées dans le monde industriel, Elles sont utilisées dans la traction électrique, propulsion électrique automobile, machines-outils, pompes, ascenseurs..., il est connu par sa robustesse, son faible cout [1].

Ces moteurs sont utilisés dans des entrainements électriques à vitesse variable. Ils sont alimentés par des convertisseurs et contrôlés soit en courant, soit en tension. Il est donc nécessaire de connaitre ses paramètres pour élaborer des algorithmes de commande [3].

La précision dans l'estimation paramétrique est également nécessaire en raison de l'importance de ces paramètres dans le comportement dynamique lors des défauts ou dû à des perturbations extérieures. Autrement dit, on opte pour la méthode d'identification (en ligne ou non) qui convient le plus à la détection des défauts de la machine ou à sa commande [2].

Les mesures des grandeurs sont effectuées lors d'un démarrage du moteur pour obtenir le régime transitoire et ensuite appliquer l'algorithme d'estimation des paramètres.

La courbe de vitesse expérimentale a été approximée vu l'impossibilité de la mesurer dû à l'absence de matériel. Cette solution peut-être très pratique dans les milieux ou on ne dispose pas d'équipements pour faire l'identification. Cependant, cela donne des bons résultats. Autrement dit, cette méthode est appliquée lorsqu'on dispose juste d'une alimentation à courant alternatif sinusoïdal d'un réseau électrique et que l'on ne dispose pas d'un capteur pour la mesure de la vitesse.

La méthode présentée est basée sur :

- La transformation des équations dynamiques de la machine asynchrone dans le repère de Park, référentiel lié au champ tournant ;
- La mesure des tensions et courant statorique en régime transitoire (démarrage) ;
- L'approximation de la courbe expérimentale de la vitesse ;
- Le processus de lissage pour calculer les dérivées numériques ;
- L'approximation du flux rotorique ;
- La validation du modèle par comparaison de la vitesse et le courant mesuré aux ceux simuler avec le modèle de Park ;

L'utilisation du processus de lissage rend les mesures sans bruits ce qui permet de calculer les dérivées numériques.

## 2. Tests effectués au laboratoire

Nous disposons d'une alimentation électrique qui est une source de tension triphasée alternative sinusoïdale qui nous a permis d'effectuer une identification paramétrique d'une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné. Cette identification est effectuée sur la base des entrées-sorties du système, à savoir les signaux en régime transitoire car ils sont riches en fréquence.

La machine asynchrone à rotor bobiné de puissance  $5.2 \text{ kW}$  est alimentée en étoile à  $V_{eff} = 144 \text{ V}$  et une fréquence de  $50 \text{ Hz}$ . Les signaux de courant et de tension sont recueillis à travers une carte d'acquisition de données avec une fréquence d'échantillonnage  $f_e = 10000 \text{ Hz}$ .

La méthode présentée dans ce travail est basée sur :

- La transformation des équations de la MAS dans le repère de Park.
- La mesure des courants et des tensions du stator en régime transitoire ainsi que la vitesse mécanique.
- L'approximation du flux rotorique.
- L'identification.
- La validation du modèle.

La machine opère à vide et la référence utilisée pour le calcul des composantes de Park est le champ tournant qui présente l'avantage de la faible variation des variables.

Après utilisation du processus de lissage nécessaire pour éliminer les bruits de mesure et, également permettre de calculer les dérivées numériquement.

## 3. Équations dynamiques de la MAS

A partir des équations électriques de la machine et en utilisant le champ tournant comme référence, les équations dynamiques de Park sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 v_{ds} = \left( R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) i_{ds} - L_s \omega i_{qs} + M \frac{d}{dt} i_{dr} - M \omega i_{qr} \\
 v_{qs} = L_s \omega i_{qs} + \left( R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) i_{qs} + M \omega i_{dr} + M \frac{d}{dt} i_{qr} \\
 0 = M \frac{d}{dt} i_{ds} - M g \omega i_{qs} + \left( R_r + L_r \frac{d}{dt} \right) i_{dr} - L_r g \omega i_{qr} \\
 0 = M g \omega i_{ds} + M \frac{d}{dt} i_{qs} + L_r g \omega i_{dr} + \left( R_r + L_r \frac{d}{dt} \right) i_{qr} \\
 C_{em} = M \cdot p (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}), \quad g = (\omega_s - p \omega_m) / \omega_s
 \end{array} \right. \quad (1)$$

$p$ : Nombre de paires de pôles.

$\omega_s = 2\pi f$  : vitesse de synchronisme

$\omega_m$  : vitesse mécanique du rotor.

La relation entre les courants mesurés  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$  et les courants de Park  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  est :

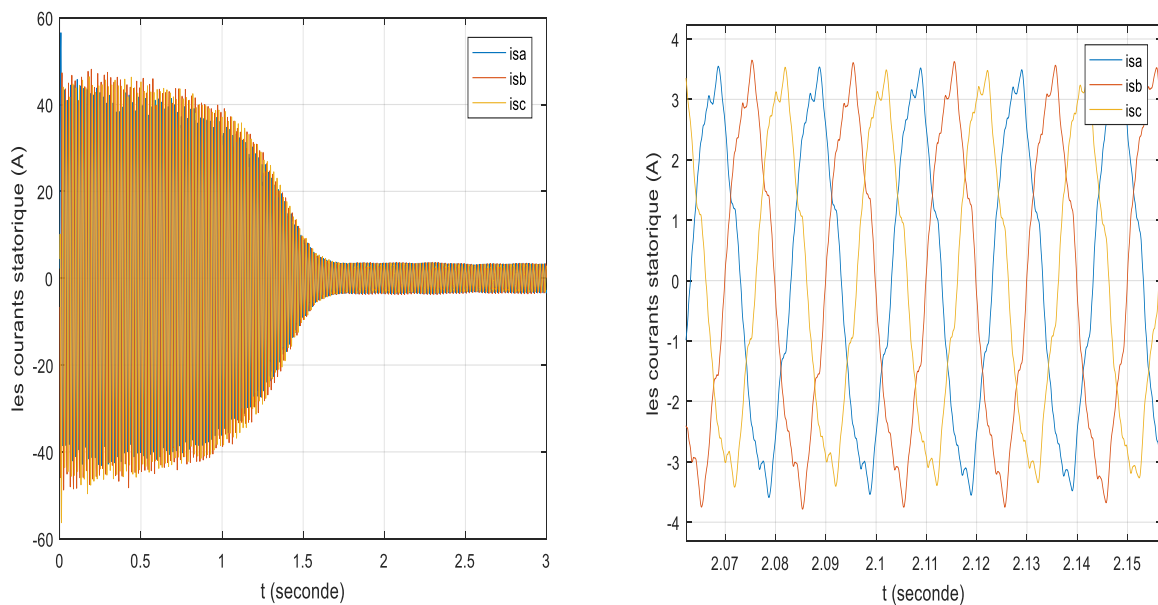
$$\begin{cases} i_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{as} \cos(\theta) + i_{bs} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_{cs} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})) \\ i_{qs} = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{as} \sin(\theta) + i_{bs} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_{cs} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (2)$$

Il en est de même pour les tensions :

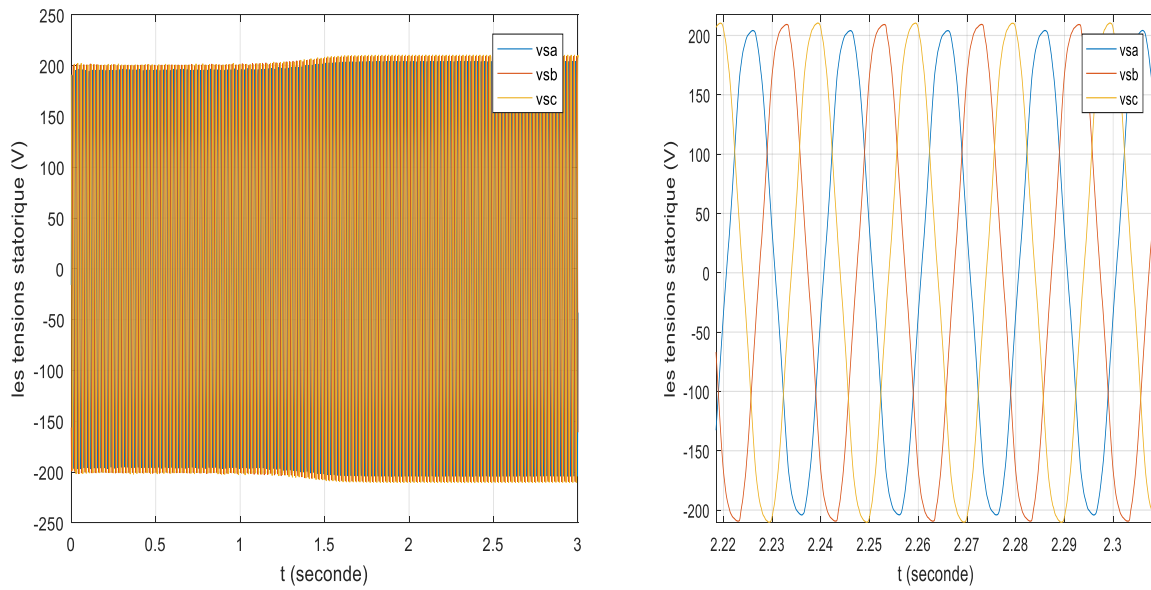
$$\begin{cases} v_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{as} \cos(\theta) + v_{bs} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_{cs} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})) \\ v_{qs} = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{as} \sin(\theta) + v_{bs} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_{cs} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (3)$$

Dans le cas où la machine est alimentée par une source triphasée sinusoïdale pure alors,  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  seront des constantes.

Les figures (1) et (2) représentent les courants et les tensions de phase et de Park.

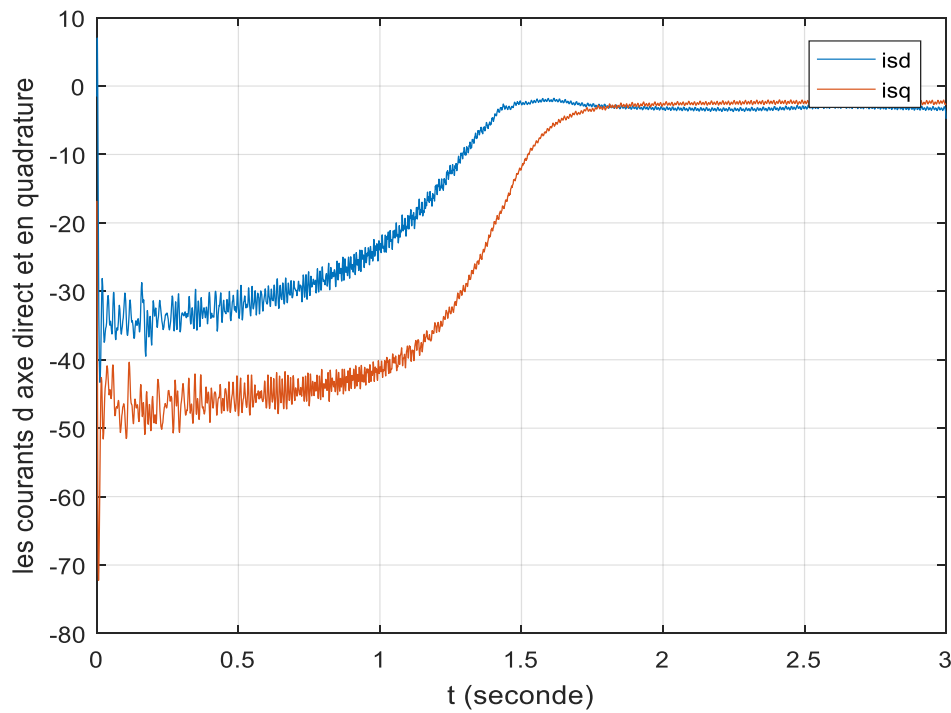


**Fig. (1) :** Courants stator de la MAS triphasée à rotor bobiné mesurés expérimentalement

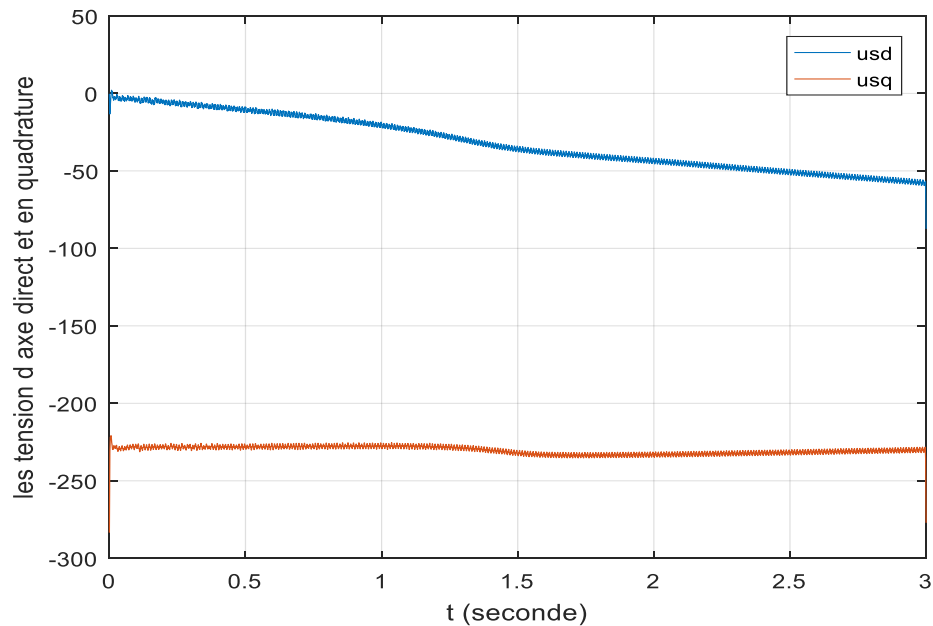


**Fig.(2) :** Tensions d'alimentation de la MAS triphasée à rotor bobiné

En utilisant les relations (2) et (3), les graphes des grandeurs transformés de Park, sous Matlab, sont représentés aux Figs. (3) et (4).

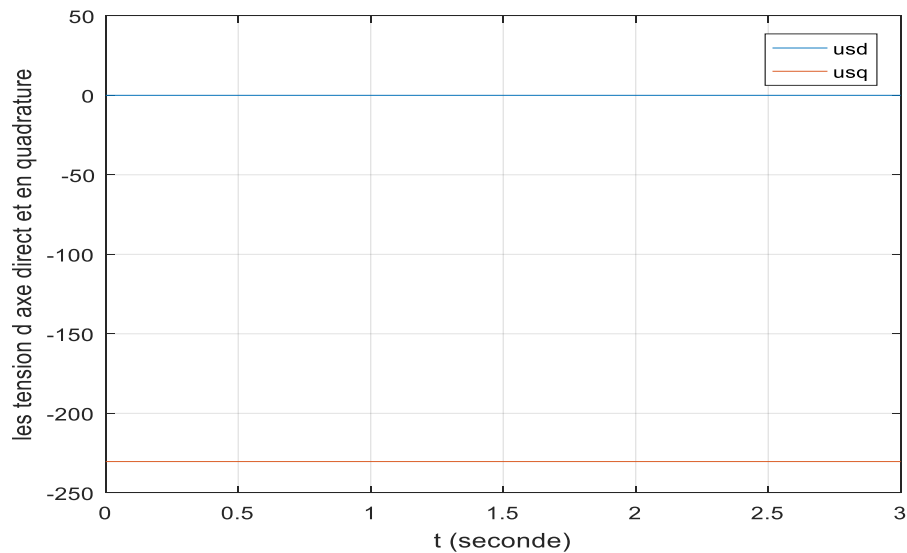


**Fig (3) :** Courants transformés de Park  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$



**Fig (4) :** Tensions transformées de Park  $u_{sd}$  et  $u_{sq}$

Si notre alimentation était purement sinusoïdale on aurait trouvé  $u_{sd}$  et  $u_{sq}$  constant : ce qui prouve que notre tension d'alimentation n'est pas tout à fait sinusoïdale mais contient des harmoniques de tension. (Fig(5))



**Fig (5) :** Tensions transformées de Park  $u_{sd}$  et  $u_{sq}$ , cas d'une alimentation purement sinusoïdale

## 4. Lissage des courants

Le modèle utilisé pour l'identification des paramètres de la machine contient des dérivées des grandeurs mesurées. Aussi, ces grandeurs sont entachées de bruits ce qui influe fortement sur l'identification.

En effet, lorsqu'on calcule une dérivée entre deux points d'un signal entaché de bruit, on obtient une valeur différente de celle obtenue pour un signal sans bruit. Ce qui conduit à l'augmentation de l'erreur, notamment pour les dérivées d'ordre supérieur.

Quant au lissage du signal, nous avons utilisé la fonction `sgolayfilt` (Savitzky-Golay filtering) qui est définie sur le logiciel Matlab. L'algorithme de Savitzky-Golay est une approche utilisée en traitement de signal pour lisser une courbe et en extraire les dérivées successives. Nous expliquerons le fonctionnement de cet algorithme par :

### *Algorithme de Savitzky-Golay*

Considérons une courbe  $y = f(x)$ , et présentant des « aspérités », des oscillations de faible amplitude, on considère un signal bruité. Il s'agit donc d'une courbe discrète, c'est-à-dire définie par un nuage de points  $(x(i), y(i))_{1 \leq i \leq n}$ .

L'algorithme de lissage le plus simple est la méthode des moyennes glissantes, à savoir :

- On considère une fenêtre, c'est-à-dire, un intervalle, de "demi-largeur"
- On calcule la moyenne  $\bar{y}$  de la fonction sur l'intervalle  $[1 ; 2.l + 1]$  (l'intervalle a donc une largeur de  $2.l + 1$ ,  $l$  n'est pas exactement la demi-largeur)
- On définit un nouveau point  $(x(l + 1), y_{liss}(l + 1))$  avec  $y_{liss}(l + 1) = \bar{y}$
- On fait glisser l'intervalle d'un point et l'on recommence.

Cet algorithme est simple mais atténue énormément les fortes variations, il écrête les pics.

Par la suite, nous désignons l'intervalle  $i$  comme étant  $[i - l ; i + l]$ , l'intervalle de milieu  $i$  et de largeur  $2l + 1$ .

Une manière plus fine consiste à considérer un polynôme de degré  $d$ , avec  $d < 2l + 1$ . Pour chaque intervalle  $i$ , on effectue une régression pour déterminer le polynôme  $P_i$  minimisant l'erreur au sens des moindres carrés. On définit donc la valeur lissée

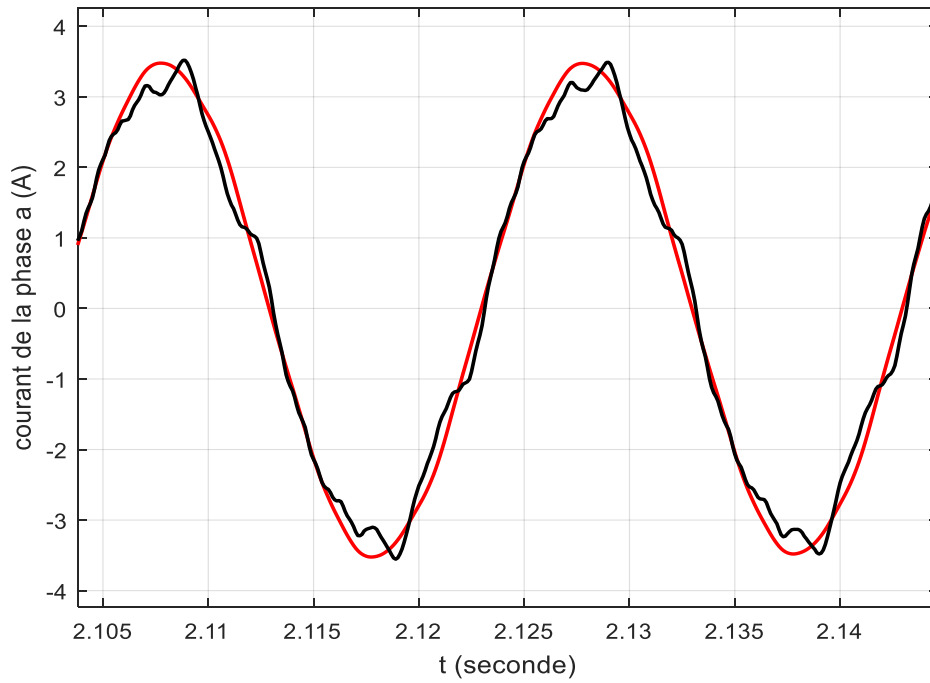
$$y_{liss} = P_i(x(i)).$$

Par ailleurs, si le polynôme est au moins de degré 1, on peut déterminer la dérivée  $y' = P'_i(x(i))$  et de manière générale, on peut déterminer également la  $d^{i\text{ème}}$  dérivée.

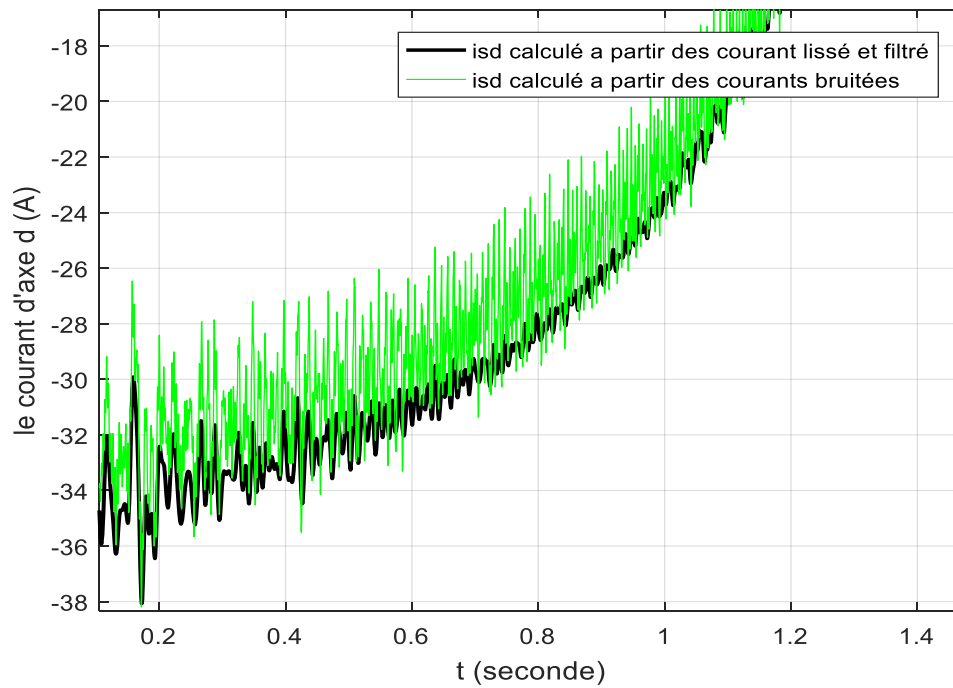
La méthode des moyennes glissantes est un lissage de Savitzky-Golay avec un polynôme de degré 0, [4].

Après Application de la fonction `sgolayfilt` sur les grandeurs mesurées, il en résulte :

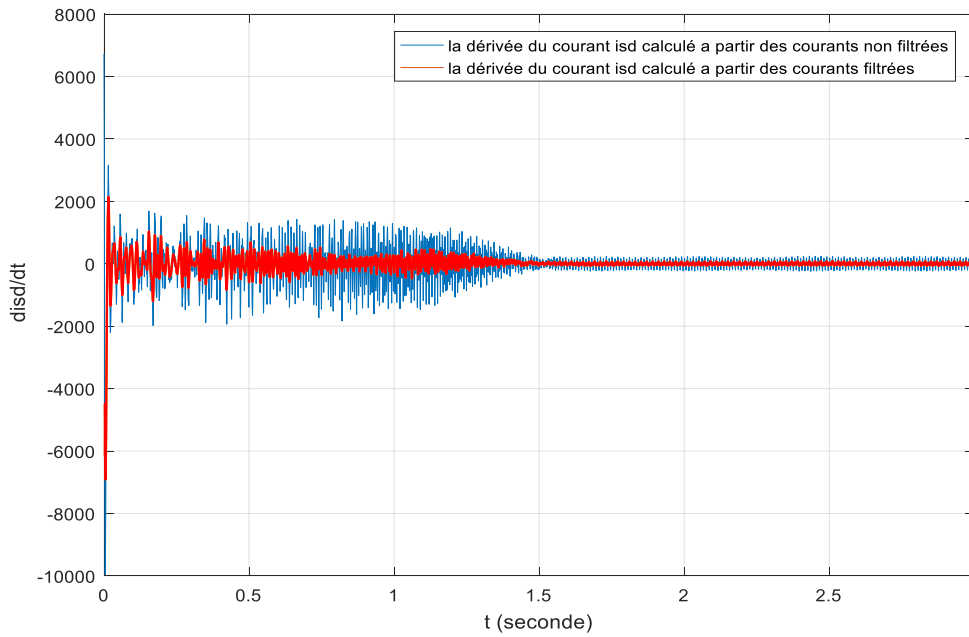




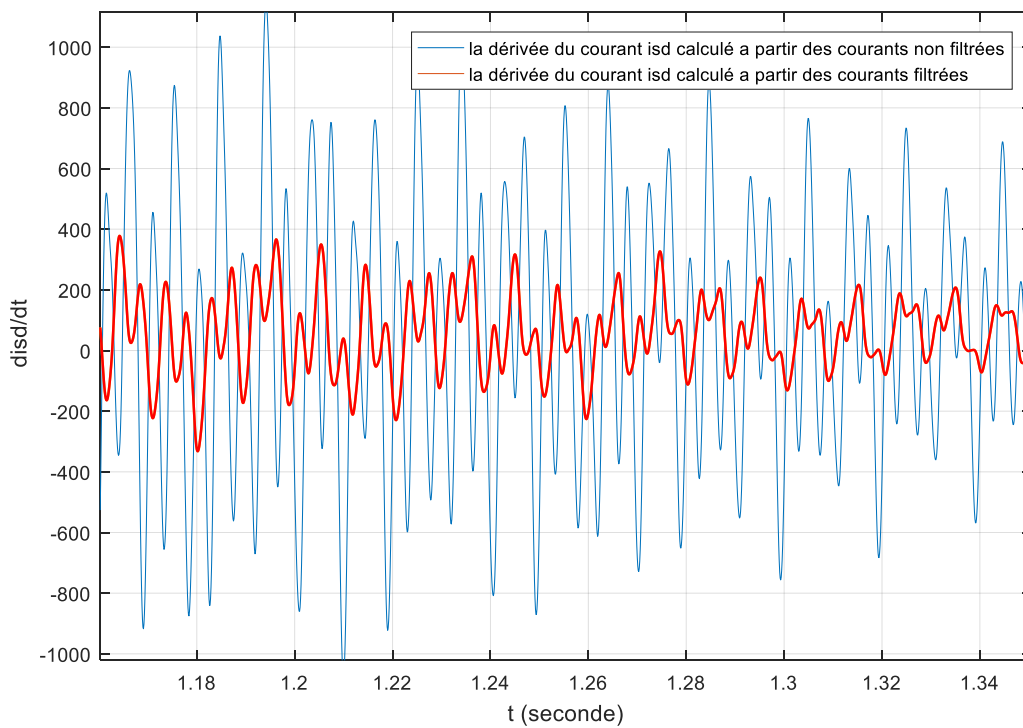
**Fig.(6) :** Courant de la phase "a" mesuré et filtré



**Fig.(7) :** Courant d'axe direct  $i_{sd}$



**Fig (8).** Dérivée numérique du courant d'axe direct en fonction du temps  $\frac{di_{sd}}{dt}$



**Fig.(9):** Zoom de la figure (8) pour t= [1.16 1.35]

## 5. Méthode des moindres carrées appliquée à l'identification paramétrique de la MAS triphasée à rotor bobiné

### 1. Développement du modèle utilisé

La représentation spatio-temporelle continue complexe des composantes relatives de Park est :

- Équations de flux :

$$\begin{cases} \varphi_s = L_s i_s + M i_r \\ \varphi_r = L_r i_r + M i_s \end{cases} \quad (4)$$

Le système d'équations (4) donne le courant rotorique:  $i_r = \frac{1}{L_r} (\varphi_r - M i_s)$

En remplaçant le courant rotorique par son expression, les équations électriques de fonctionnement deviennent :

$$\begin{cases} v_s = \left( R_s + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \left( \frac{d}{dt} + j\omega \right) \right) i_s + \frac{M}{L_r} \left( \frac{d}{dt} + j\omega \right) \varphi_r \\ 0 = -R_r \frac{M}{L_r} i_s + \left( \frac{R_r}{L_r} + \left( \frac{d}{dt} + j(\omega - p\omega_m) \right) \right) \varphi_r \end{cases} \quad (5)$$

Ces deux équations peuvent s'écrire comme un système d'équations différentielles avec des variables complexes :

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = (-\delta - j\omega) i_s + \left( \frac{\beta}{T_r} - jp\omega_m \beta \right) \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_s \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_s - \left( \frac{1}{T_r} + j(\omega - p\omega_m) \right) \varphi_r \end{cases} \quad (6)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$\delta = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_s}{L_s} \frac{M^2}{\sigma L_s L_r}$$

Le flux rotorique dans l'équation (6) doit être éliminé parce qu'il n'est pas accessible à la mesure. Soit,  $i_s = x_1$   $\varphi_r = x_2$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = Ax_1 + Bx_2 + Ev \\ \dot{x}_2 = Cx_1 + Dx_2 \end{cases} \quad (7)$$

La dérivée de la 1<sup>ère</sup> équation est :

$$\ddot{x}_1 = A\dot{x}_1 + B\dot{x}_2 + \dot{B}x_2 + E\dot{v} \quad (8)$$

Avec A et E des constantes.

Utilisons les équations suivantes :

$$x_2 = \frac{1}{B}(\dot{x}_1 - Ax_1 - Ev) \quad \text{Et} \quad \dot{x}_2 = Cx_1 + Dx_2$$

Remplaçons-les dans (8) :

$$\ddot{x}_1 = (A + D)\dot{x}_1 + (BC - DA)x_1 + \dot{B}x_2 + E\dot{v} - DEv \quad (9)$$

Généralement, dans la littérature, il est utilisé l'approximation  $\dot{B} = 0$  pour éliminer  $x_2$  mais dans cette méthode, on utilisera une approximation de  $x_2$  qui est le flux rotorique  $\varphi_r$ .

Les coefficients de l'équation (9) sont donc :

$$A + D = -j(2\omega - p\omega_m) - K_1$$

$$(BC - DA) = -K_2 - jK_{31}(\omega - p\omega_m) - j\omega K_{32} + \omega(\omega - p\omega_m)$$

$$(-DE) = jK_4(\omega - p\omega_m) + K_5$$

$$E = K_4$$

$$\dot{B} = -jp\beta\omega_m$$

Avec :

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma T_r} & K_2 &= \frac{R_s}{\sigma L_s T_r} & K_{31} &= \frac{1}{\sigma T_s} \\ K_{32} &= \frac{1}{\sigma T_r} & K_4 &= \frac{1}{\sigma L_s} & K_5 &= \frac{1}{\sigma L_s L_r} \end{aligned}$$

Remplaçons ces coefficients dans l'équation (6) et après réarrangement il en résulte l'équation suivante :

$$\begin{aligned} K_1 \frac{di_s}{dt} + K_2 i_s + (jK_{31}(\omega - p\omega_m) + j\omega K_{32})i_s - K_4 \left( \frac{dv_s}{dt} + j(\omega - p\omega_m)v_s \right) - K_5 v_s \\ = -\frac{d^2 i_s}{dt^2} - j(2\omega - p\omega_m) \frac{di_s}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m)i_s - j \frac{dp\omega_m}{dt} \beta \varphi_r \end{aligned} \quad (10)$$

Écrivons cette équation dans les axes d et q de Park :

$$\left[ \begin{array}{l} K_1 \frac{di_{ds}}{dt} + K_2 i_{ds} - (K_{31}(\omega - p\omega_m) + \omega K_{32}) i_{qs} - K_4 \left( \frac{dv_{ds}}{dt} + (\omega - p\omega_m) v_{qs} \right) - K_5 v_{sd} \\ \quad = -\frac{d^2 i_{ds}}{dt^2} - (2\omega - p\omega_m) \frac{di_{qs}}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m) i_{ds} + \frac{dp\omega_m}{dt} \beta \varphi_{qr} \\ K_1 \frac{di_{qs}}{dt} + K_2 i_{qs} + (K_{31}(\omega - p\omega_m) + \omega K_{32}) i_{ds} - K_4 \left( \frac{dv_{qs}}{dt} + (\omega - p\omega_m) v_{ds} \right) - K_5 v_{qs} \\ \quad = -\frac{d^2 i_{qs}}{dt^2} - (2\omega - p\omega_m) \frac{di_{ds}}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m) i_{qs} + \frac{dp\omega_m}{dt} \beta \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (11)$$

Dans l'équation (11) le flux rotorique existe, mais n'est pas mesurable, il faudrait donc trouver une approximation pour l'éliminer du système d'équations.

## 6. Approximation du flux rotorique

Dans beaucoup d'études, le terme qui contient le flux rotorique dans l'équation (11) est considéré comme négligeable, mais dans la référence [2], les auteurs utilisent une approximation du flux qui donne de bons résultats.

Cette approximation est obtenue à partir de la relation entre le flux rotorique et le flux statorique.

$$\beta \varphi_r = \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_s - i_s \quad (12)$$

Pour montrer la validité de cette relation, on introduira  $\beta$

$$\beta \varphi_r + i_s = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_r + i_s \quad (13)$$

En injectant l'équation du flux (4), nous obtenons :

$$L_r (L_s i_s + M i_r) = L_r \varphi_s \quad (14)$$

L'approximation du flux est obtenue à partir de l'équation de tension statorique:

$$v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \varphi_s + j\omega \varphi_s \quad (15)$$

Après le régime transitoire le flux statorique dans le régime permanent est presque constant en module alors de l'équation (15), il en résulte  $v_s \approx j\omega \varphi_s$

Finalement, on obtient :

$$\beta \varphi_r \approx \frac{v_s}{j\sigma\omega L_s} - i_s \quad (16)$$

Séparons sur les axes d et q les variables :

$$\beta \varphi_{dr} \approx \frac{v_{qs}}{\sigma\omega L_s} - i_{ds} \quad \beta \varphi_{qr} \approx -\frac{v_{ds}}{\sigma\omega L_s} - i_{qs} \quad (17)$$

Lorsque cette approximation est utilisée, l'équation (11) devient :

$$\left[ \begin{array}{l}
 K_1 \frac{di_{ds}}{dt} + K_2 i_{ds} - (K_{31}(\omega - p\omega_m) + \omega K_{32}) i_{qs} - K_4 \left( \frac{dv_{ds}}{dt} + (\omega - p\omega_m) v_{qs} \right) - K_5 v_{ds} \\
 = -\frac{d^2 i_{ds}}{dt^2} + (2\omega - p\omega_m) \frac{di_{qs}}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m) i_{ds} - K_4 \frac{dp\omega_m}{dt} \frac{v_{ds}}{\omega} - \frac{dp\omega_m}{dt} i_{qs} \\
 K_1 \frac{di_{qs}}{dt} + K_2 i_{qs} + (K_{31}(\omega - p\omega_m) + \omega K_{32}) i_{ds} - K_4 \left( \frac{dv_{qs}}{dt} + (\omega - p\omega_m) v_{ds} \right) - K_5 v_{qs} \\
 = -\frac{d^2 i_{qs}}{dt^2} - (2\omega - p\omega_m) \frac{di_{ds}}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m) i_{qs} + K_4 \frac{dp\omega_m}{dt} \frac{v_{qs}}{\omega} + \frac{dp\omega_m}{dt} i_{ds}
 \end{array} \right. \quad (18)$$

Ces deux équations ne contiennent que des grandeurs statoriques en plus de la vitesse mécanique. Ces grandeurs sont toutes accessibles aux mesures sauf la vitesse qui sera déterminée plus loin.

A partir de (18), le modèle final à résoudre devient :

$$\begin{bmatrix} a_{d1} & a_{d2} & a_{d3} & a_{d4} & a_{d5} & a_{d6} \\ a_{q1} & a_{q2} & a_{q3} & a_{q4} & a_{q5} & a_{q6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_{31} \\ K_{32} \\ K_4 \\ K_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_d \\ b_q \end{bmatrix} \quad (19)$$

Avec :

$$\left[ \begin{array}{l}
 a_{d1} = \frac{di_{ds}}{dt} \\
 a_{d2} = i_{ds} \\
 a_{d3} = -(\omega - p\omega_m) i_{qs} \\
 a_{d4} = -\omega i_{qs} \\
 a_{d5} = -\left( \frac{dv_{ds}}{dt} + (\omega - p\omega_m) v_{qs} - \frac{dp\omega_m}{dt} \frac{v_{ds}}{\omega} \right) \\
 a_{d6} = -v_{ds}
 \end{array} \right. \quad (20)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{q1} = \frac{di_{qs}}{dt} \\ a_{q2} = i_{qs} \\ a_{q3} = (\omega - p\omega_m)i_{ds} \\ a_{q4} = \omega i_{ds} \\ a_{q5} = \left( \frac{dv_{qs}}{dt} + (\omega - p\omega_m)v_{ds} - \frac{dp\omega_m}{dt} \frac{v_{qs}}{\omega} \right) \\ a_{q6} = -v_{qs} \end{array} \right. \quad (21)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} b_d = -\frac{d^2i_{ds}}{dt^2} + (2\omega - p\omega_m)\frac{di_{qs}}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m)i_{ds} - \frac{dp\omega_m}{dt}i_{qs} \\ b_q = -\frac{d^2i_{qs}}{dt^2} - (2\omega - p\omega_m)\frac{di_{ds}}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m)i_{qs} + \frac{dp\omega_m}{dt}i_{ds} \end{array} \right. \quad (22)$$

L'équation (19) est de la forme :

$$A \cdot x = b \quad (23)$$

$A$  est une matrice qui a un nombre de lignes plus grand que celui des colonnes, donc l'utilisation des moindres carrés pour la résolution de ce problème est indispensable.

$$\dim(A) = 2 \cdot n + 1$$

$$\dim(b) = 2 \cdot n + 1$$

Où  $n$  est le nombre de point de mesures.

Utilisons la méthode des moindres carrés, la solution du système surdéterminé est :

$$x = (A^T \cdot A)^{-1} \cdot A^T \cdot b \quad (24)$$

A partir des paramètres calculés par la méthode des moindres carrés, les paramètres de la machine seront obtenus par calcul algébrique.

Parmi les hypothèses à prendre en compte dans ce modèle, il s'agit de l'hypothèse d'Alger.

### 6.1. Hypothèse de P.L. ALGER

Dans le but de dissocier les paramètres du rotor, lors de la conduite d'une identification vue du stator, l'hypothèse de P.L. Alger suppose l'uniformité de la distribution des lignes de champ magnétique dans l'espace propre de la machine, qui se traduit d'un point de vue analytique par l'égalité des inductances de fuite au niveau du stator et du rotor, [1].

$$L_s = L'_r = \frac{K_{32}}{K_5} \quad L_r = L'_r \cdot m^2$$

$$\sigma = \frac{1}{K_4 L_s}$$

$$M = \sqrt{(1 - \sigma)L_s L_r}$$

$$R_s = \sigma L_s K_{31}$$

$$R'_r = \sigma L_r K_{32} \quad R_r = R'_r \cdot m^2$$



## 7. Problème de la vitesse

A cause des difficultés rencontrées lors des expérimentations (absence de capteur de vitesse) nous n'avons pas pu mesurer la vitesse, Fig.(10).



(a)



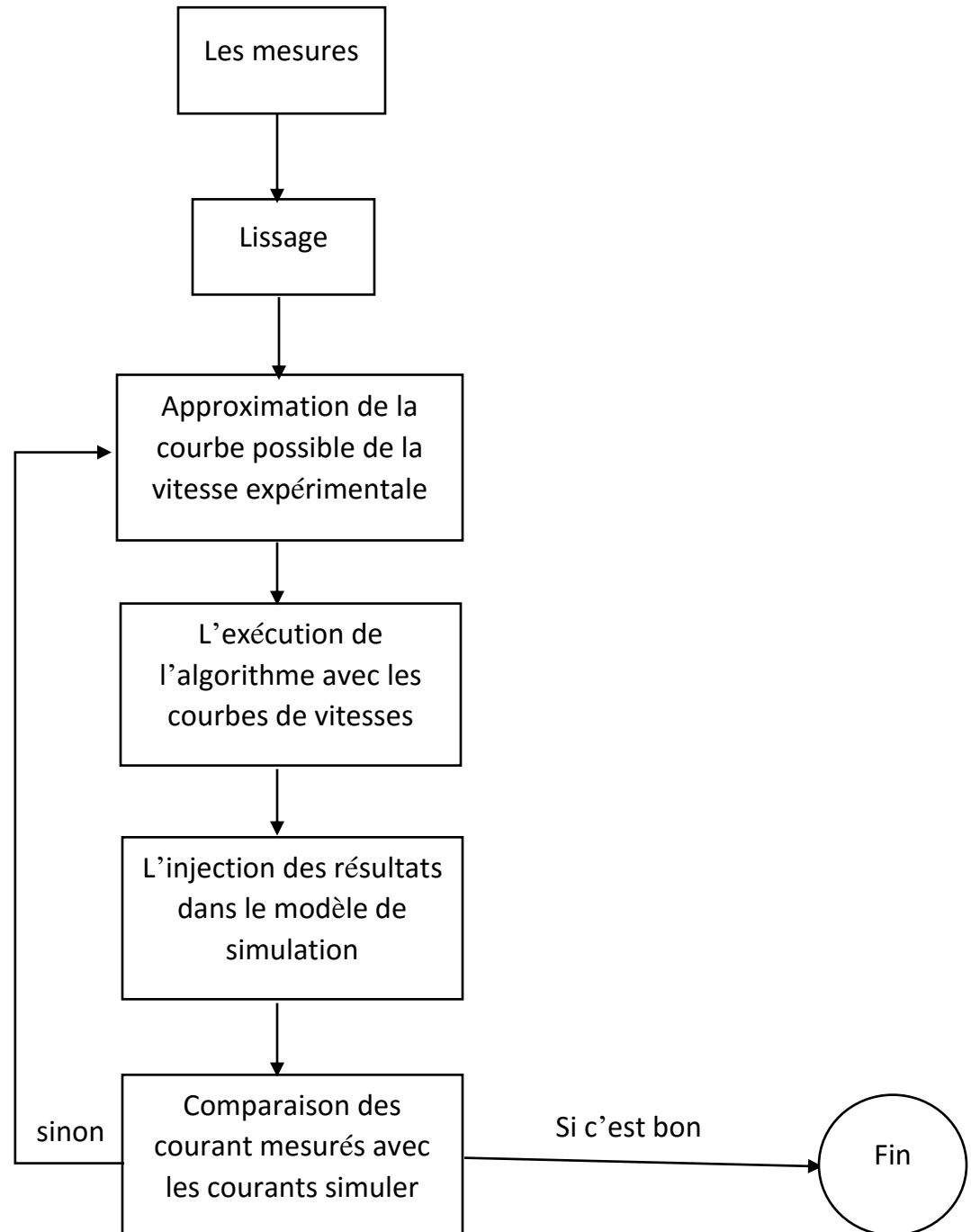
(b)

**Fig (10).** Banc d'essais de la MAS à rotor bobiné du laboratoire

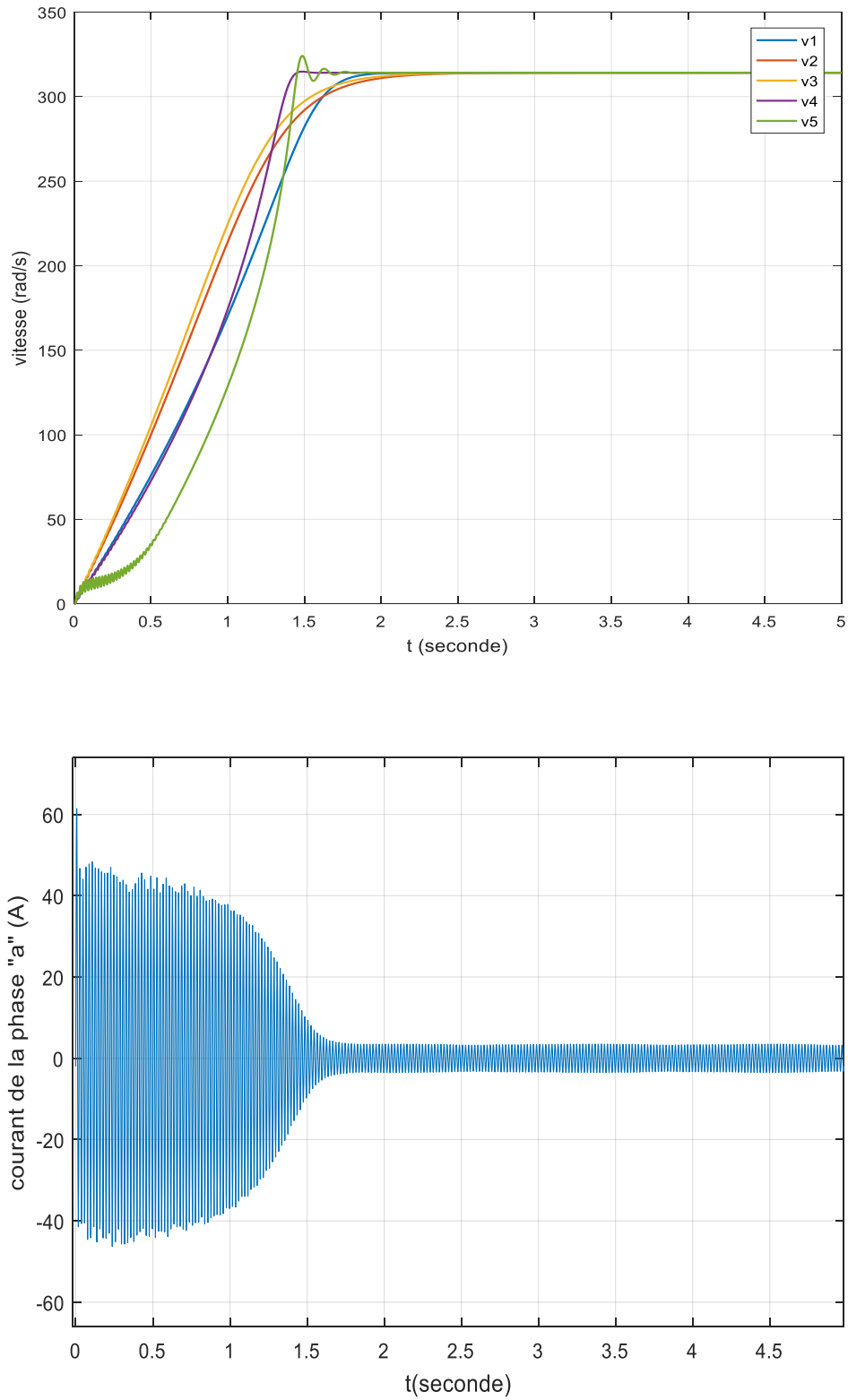
De ces difficultés nous avons essayé de reproduire la caractéristique de vitesse en utilisant le logiciel MATLAB et le courant mesuré.

A partir des expériences de comparaison entre le courant et la vitesse, nous avons remarqué que la vitesse augmente, atteint le régime permanent lorsque le courant atteint le régime permanent avec cependant une légère différence. La figure (11) présente le courant et la vitesse de la machine.

Nous choisissons la meilleure caractéristique de vitesse pour obtenir la meilleure identification des paramètres, et également voir l'influence de la variation de la courbe sur les paramètres de la machine.



Ce diagramme résume la procédure d'identification avec cette méthode.



**Fig (11).** Reconstitution des différentes vitesses à partir du courant stator

L'exécution du script Matlab pour les différentes vitesses donne le tableau suivant :

Vitesse \ Paramètres	$v_1$	$v_2$	$v_3$	$v_4$	$v_5$
$R_s(\Omega)$	2.0470	2.5440	2.6596	2.5282	1.9292
$R_r(\Omega)$	0.2507	0.1541	0.1085	0.1508	0.3104
$L_s(H)$	0.1211	0.1007	0.1014	0.1258	0.1203
$L_r(H)$	0.0303	0.0252	0.0254	0.0314	0.0301
$M(H)$	0.0569	0.0481	0.0486	0.0506	0.0575

**Tableau 1** : résultats d'identification avec différentes vitesses

Les paramètres mesurés expérimentalement, par exemple  $R_s = 2 \Omega$ , ainsi que le modèle de simulation permettent d'identifier tous les paramètres de la MAS. La validation est obtenue par la comparaison du courant simulé avec celui mesuré en régime permanent, pour une vitesse  $v_1$  et un coefficient de dispersion  $\sigma = 0.1176$ .

Le modèle d'état de la machine asynchrone élaboré permis d'obtenir les courants, la vitesse et le couple grâce à MATLAB/SIMULINK.

## 8. La validation des paramètres

Les paramètres qu'on a trouvés sont valider par une simulation dans un modèle de Park, en injectant ces paramètres dans le modèle et on compare les courants simulé et mesuré dans le régime permanent, parce que le modèle de simulation ne prend pas en compte la saturation, donc le tout est considéré comme linéaire.

Le modèle d'état traité et simplifier utilisant le logiciel Maple, et on fait la modélisation de la machine asynchrone sous SIMULINK pour avoir les courant et la vitesse et le couple simuler.

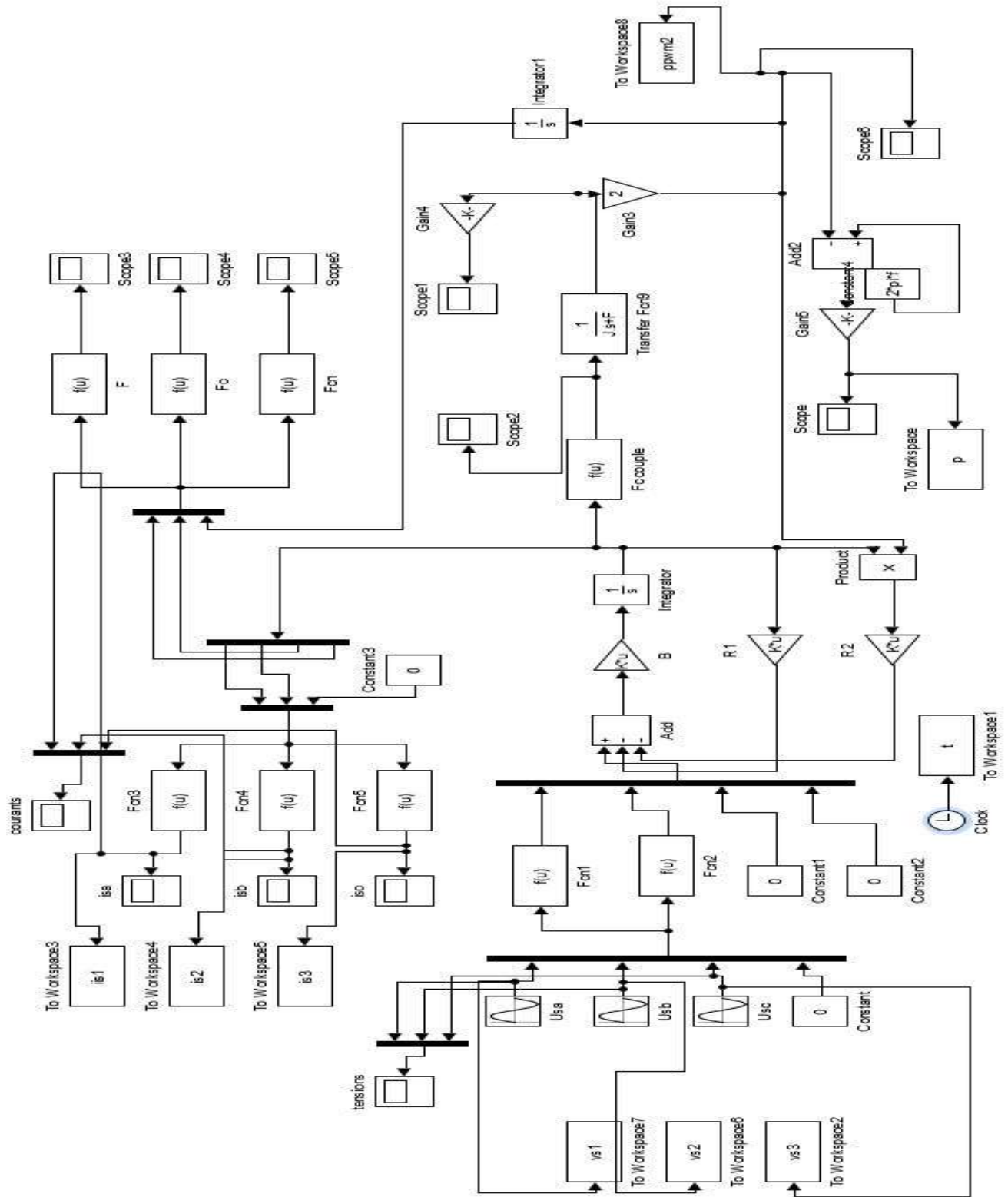
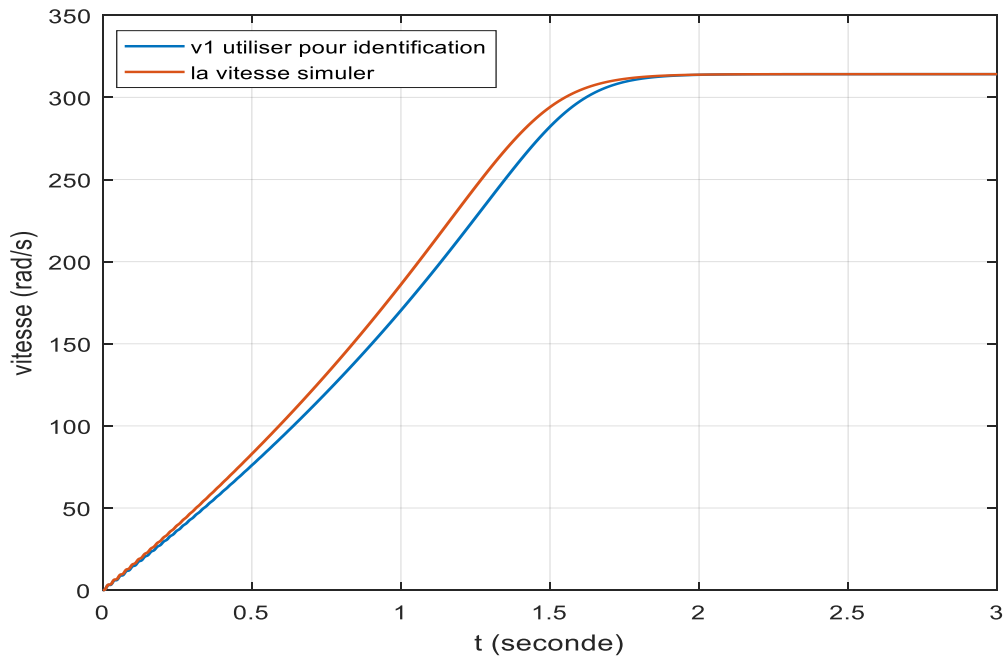
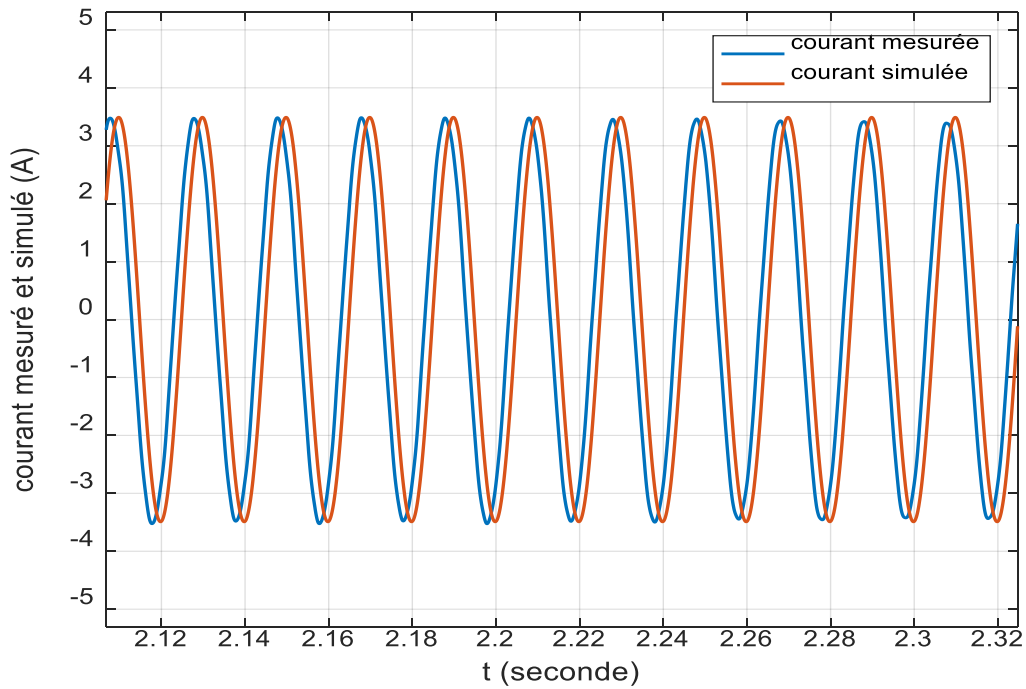


Fig (12) schéma du Simulink du modèle de la machine asynchrone



**Fig.(13).** Comparaison entre la vitesse simulée et la vitesse utilisée dans l’algorithme d’identification



**Fig (14).** Comparaison entre le courant mesuré et le courant simulé en régime permanent

A partir des figures (13) et (14), on observe que la vitesse et le courant mesuré sont presque les mêmes avec ceux simulés en utilisant les paramètres identifiés. Ce qui valide l'approche préconisée.

$$R_s = 2.047 \ \Omega$$

$$R_r = 0.2507 \ \Omega$$

$$L_s = 0.1211 \ H$$

$$L_r = 0.0303 \ H$$

$$M = 0.0569 \ H$$

$$\sigma = 0.1176$$

## 9. Conclusion

L'identification paramétrique nécessite autant la connaissance du système physique en termes de modèle que sur les structures de modèles, en vue d'un contrôle. Il est évident que ceci n'est possible qu'après avoir effectué l'acquisition des données entrées-sorties du système à identifier. Bien sûr que ceci est différent de l'identification non paramétrique, dans la mesure où ce qui est recherché est les fonctions de transfert conduisant au calcul des régulateurs et autres correcteurs en vue d'un contrôle. De plus, l'élaboration des modèles de comportement est souvent assujettie à la considération des grandeurs non-accessibles aux mesures expérimentales.

Dans notre cas d'étude nous avons identifié les paramètres d'une machine asynchrone à rotor bobiné par l'approche des moindres carrées généralisées. Nous avons effectué une campagne de mesures qui nous a permis de valider les signaux d'entrée-sortie. Cependant, nous avons buté sur le relevé de la vitesse de la machine car nous ne disposions pas de capteur de vitesse mécanique. Une solution à ce problème a été de reproduire la caractéristique de vitesse théoriquement en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK et le courant mesuré expérimentalement. Nous avons remarqué que la vitesse augmente, atteint le régime permanent lorsque le courant atteint également son régime permanent avec cependant une légère différence. Cette approche de mesure ou d'élaboration de la vitesse a résolu le problème posé par l'inaccessibilité de l'arbre du rotor comme c'est souvent le cas en industrie.

Pour extraire les paramètres du modèle de machine asynchrone nous avons utilisé la méthode des moindres carrés avec application d'une approximation du flux rotorique. Il convient de signaler que dans la plupart des travaux cités en références considèrent un coefficient multiplicateur par la dérivée du flux nul.

Enfin, nous avons comparé les signaux issus des tests expérimentaux avec ceux théoriques. Les résultats sont concordants et confirme l'approche préconisée.

Cependant, il reste beaucoup à faire en identification des systèmes électromécaniques, par exemple, notamment dans le domaine du diagnostic préventif où l'évolution des paramètres de ce système peut donner un aperçu sur les défaillances futures d'un ou des organes du système.



## Bibliographie

- [1] Mghezzi.M-L. « Identification paramétrique linéaire de la machine asynchrone triphasé » thèse de magister, école polytechnique Alger, février 2002
- [2] K-J.Hengameh., L.Monjo., C.Felipe ., and J.Pedra . “Parameter Estimation of Wound-Rotor Induction Motors from Transient Measurements” IEEE Trans on energy conversion, VOL. 29, NO. 2, pp 300-308, juin 2014.
- [3] K.Belkacem « contribution à l'identification et l'identification en ligne en vue de la base de la commande automatique en temps réel des systèmes complexe » thèse doctorat, université Laval Québec 2006
- [4] W.Gander . J.Hrebicek .“solving problems in scientific computing using Maple and matlab”,pp,135-154 ,edition 1997
- [5] J.P. Sandraz-S. Gentil-C. Foulard. "Commande et régulation par calculateurs numériques ". Edition Eyrolles 1982
- [6] A. Gourdin, M. Boumehrat, "Méthodes numériques", Office des publications universitaires, 2ème Edition 1991, pp 357-364.
- [7] Trevor.J-T. « Introduction to digital filters». Palgrave Macmillan UK, second edition, 1988.
- [8] Y.V. Linnik, "Méthode des moindres carrés", Dunod 1963.