

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ORAN MOHAMED BOUDIAF



Faculté de Génie Electrique
Département d'Automatique



Mémoire

Pour l'obtention du diplôme de Magister
Option: Automatique

Identification paramétrique de la machine asynchrone

Présenté par
Bachani Mohamed

Soutenue le : 01 / 07 / 2013

Membres du jury :

Président	MR. BOUHAMIDA	Mohamed	Professeur, USTO
Encadreur	MR. KOUADRI	Benatman	Maître de conférences "A", USTO
Examineurs :	MM. ZEMALACHE	Meguenni Kadda	Maître de conférences "A", USTO
	BENOZZA	Noureddine	Maître de conférences "A", USTO
	BOUDINAR	Ahmed Hamida	Maître de conférences "A", USTO

2012-2013

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

À la bougie qui a éclairé mon chemin depuis ma naissance, à celle dont j'ai prononcé le premier mot, source de ma vie et de mon bonheur, à ma mère que Dieu ait son âme et l'héberge dans son vaste paradis.

À mon père, que je n'oublierai jamais et qui aurait été comblé de bonheur, s'il était encore de ce monde. Que Dieu ait son âme et l'abrite dans son immense paradis.

À mes frères : et mes sœurs.

À tout mes amis.

À tous les chercheurs d'USTO.

À tous ceux que j'aime.

À mon encadreur Mr Kouadri Benatman.

BACHANI MOHAMED

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire traite de la modélisation et l'identification paramétrique de la machine asynchrone triphasée. La modélisation prend en compte les phénomènes de saturation magnétique, la validation des modèles se faisant par superposition avec des essais réels. Ensuite nous avons proposé une nouvelle méthode de diagnostic des défauts du rotor de la machines asynchrone à cage. Cette technique est basée sur l'identification paramétrique du modèle électrique de la machine. Exprimé dans le repère diphasé de Park, un modèle de la machine asynchrone en défaut de rupture de barres rotoriques est présenté. La procédure de diagnostic, applicable sur le modèle de défaut proposé, a été validée pour des données expérimentales.

Sommaire

Résumé	3
Sommaire	4
Liste des figures	6
Liste des tableaux	8
Introduction générale	9
CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone	11
1.1. Introduction	12
1.2. Principe de fonctionnement du moteur à induction	12
1.2.1. Équations électriques.....	14
1.2.2. Équations magnétiques.....	14
1.2.3. Équation mécanique	15
1.2.4. Transformation de PARK.....	16
1.2.5. Équations de la machine biphasée équivalente	18
1.2.6. Définition des différents référentiels.....	19
1.3. Modélisation de l'association convertisseur - moteur asynchrone.....	21
1.4. Modèle simplifié de la MAS et estimation des paramètres.....	24
1.5. Le système d'équation d'état	27
Conclusion	28
CHAPITRE II : Techniques d'identification	29
2.1. Introduction	30
2.2. Identification basée sur l'erreur de sortie	31
2.3. Etapes de l'identification	32
2.3.1. Choix des entrées	32
2.3.2. Choix de la structure du modèle à identifier	32
2.3.3. Critère (fonction de coût)	33
2.3.4. La méthode des Moindres Carrés	35
2.4. Algorithme d'optimisation	36
2.4.1. Algorithmes d'ordre 0	37
2.4.2. Algorithmes d'ordre 1	37

2.4.3. Méthode de Levenberg-Marquardt	41
2.5. Filtre de Kalman	47
Conclusion	51
CHAPITRE III : Identification de la machine saine	52
3.1. Base de données expérimentales	53
3.2. Identification des paramètres par erreur de sortie	55
3.3. Résultats de la simulation	57
3.4. Conclusion.....	81
CHAPITRE IV : Identification de la machine asynchrone avec défauts	82
4.1. Introduction	83
4.2. Détection de rupture de barres dans la machine asynchrone	85
4.2.1. Introduction	85
4.2.2. Modèle de simulation de rupture de barres	85
4.2.3. La résistance rotorique équivalente	88
4.3. Stratégie de diagnostic des ruptures de barres	91
4.4. Résultats expérimentaux	92
4.5. Conclusion	103
Conclusion générale	105
ANNEXE	
Bibliographie	

Liste des figures

Figure 1.1 : <i>Représentation des enroulements d'une machine asynchrone</i>	13
Figure 1.2 : <i>Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée</i>	16
Figure 1.3 : <i>Association convertisseur - moteur asynchrone</i>	21
Figure 1.4 : <i>Onduleur de tension à deux niveaux</i>	22
Figure 1.5 : <i>Forme d'un courant de phase statorique et de la fonction logique F_i</i>	23
Figure 1.6 : <i>Modèle en régime permanent sinusoïdal</i>	24
Figure 1.7 : <i>Modèle dynamique à fuites au stator dans le repère du rotor</i>	25
Figure 1.8 : <i>Modèle dynamique à fuites au rotor dans le repère du rotor</i>	25
Figure 2.1 : <i>Schéma de principe de l'identification basée sur l'erreur de sortie</i>	30
Figure 2.2 : <i>système électrique du 1er ordre</i>	42
Figure 2.3 : <i>Sorties du système (estimée, mesurée)</i>	44
Figure 2.4 : <i>Schéma de principe de la combinaison du filtre de Kalman</i>	46
Figure 2.5 : <i>Algorithme du filtre de Kalman</i>	49
Figure 3.1 : <i>Courants et tensions mesurés</i>	52
Figure 3.2 : <i>Courants et tensions de Park mesurés</i>	53
Figure 3.3 : <i>Paramètres estimés à fuites statoriques pour l'essai 1 ($\omega = 1439$ tr/mn).....</i>	57
Figure 3.4 : <i>Courants estimé et mesuré d'axe d et q pour l'essai 1 ($\omega = 1439$ tr/mn).....</i>	58
Figure 3.5 : <i>Erreurs d'estimation d'axe d et q pour l'essai 1 ($\omega = 1439$ tr/mn).....</i>	59
Figure 3.6 : <i>Paramètres estimés à fuites statoriques pour l'essai 2 ($\omega = 1439$ tr/mn).....</i>	60
Figure 3.7 : <i>Courants estimé et mesuré d'axe d et q pour l'essai 2 ($\omega = 1439$ tr/mn).....</i>	61
Figure 3.8 : <i>Erreurs d'estimation d'axe d et q pour l'essai 2 ($\omega = 1439$ tr/mn).....</i>	62
Figure 3.9 : <i>Paramètres estimés à fuites statoriques pour l'essai 3 ($\omega = 1439$ tr/mn)....</i>	63
Figure 3.10 : <i>Courants estimé et mesuré d'axe d et q pour l'essai 3($\omega = 1439$ tr/mn).....</i>	64
Figure 3.11 : <i>Erreurs d'estimation d'axe d et q pour l'essai 3 ($\omega = 1439$ tr/mn).....</i>	65

Figure 3.12 : Paramètres estimés à fuites statoriques ($\omega = 1468 \text{ tr/mn}$).....	67
Figure 3.13 : Courants estimé et mesuré d'axe d et q ($\omega = 1468 \text{ tr/mn}$)	68
Figure 3.14 : Erreurs d'estimation d'axe d et q ($\omega = 1468 \text{ tr/mn}$)	69
Figure 3.15 : Paramètres estimés à fuites statoriques ($\omega = 1492 \text{ tr/mn}$).....	70
Figure 3.16 : Courants estimé et mesuré d'axe d et q ($\omega = 1492 \text{ tr/mn}$)	71
Figure 3.17 : Erreurs d'estimation d'axe d et q ($\omega = 1492 \text{ tr/mn}$)	72
Figure 3.18 : Paramètres estimés à fuites statoriques avec SBPA	74
Figure 3.19 : Courants estimé et mesuré d'axe d et q avec SBPA	75
Figure 3.20 : Erreurs d'estimation d'axe d et q avec SBPA.....	76
Figure 3.21 : Paramètres estimés à fuites statoriques sans SBPA	77
Figure 3.22 : Courants estimé et mesuré d'axe d et q sans SBPA	78
Figure 3.23 : Erreurs d'estimation d'axe d et q sans SBPA.....	79
Figure 4.1. La répartition des différentes pannes	83
Figure 4.2. Circuit équivalent d'un rotor à cage sain	86
Figure 4.3. Circuit équivalent d'un rotor à cage avec une barre cassée	90
Figure 4.4. Modèle de défaut rotor de la machine asynchrone.....	91
Figure 4.5 : Courants d'axe d et q dans le cas rotor sain	93
Figure 4.6 : Erreurs d'estimation d'axe d et q dans le cas rotor sain	94
Figure 4.7 : Identification des paramètres dans le cas rotor sain.....	95
Figure 4.8 : Courants d'axe d et q dans le cas d'une barre cassée	96
Figure 4.9 : Erreurs d'estimation d'axe d et q dans le cas d'une barre cassée	97
Figure 4.10 : Identification des paramètres avec défaut pour une barre cassée	98
Figure 4.11 : Courants d'axe d et q dans le cas de deux barres cassées	99
Figure 4.12 : Erreurs d'estimation d'axe d et q dans le cas de deux barre cassées.....	100
Figure 4.13 Identification des paramètres avec défaut pour de deux barres cassées.....	101

Liste des tableaux

Tableau 2.1 : <i>réponse indicielle du système électrique en fonction de temps.....</i>	43
Tableau 3.1. <i>Valeurs des paramètres électriques à identifier – Données constructeur.....</i>	55
Tableau 3.2. <i>Paramètres électriques estimés par algorithme de Levenberg-Marquardt et erreur de sortie.....</i>	56
Tableau 3.3 : <i>Paramètres électriques estimés avec variation de la vitesse de rotation.....</i>	66
Tableau 3.4 : <i>Paramètres électriques estimés avec et sans SBPA et erreur de sortie.....</i>	73
Tableau 4.1 : <i>Résultats d'estimation paramétrique sur des données expérimentales sans, avec 1 barre et avec 2 barres cassées.....</i>	92

Introduction générale

La maîtrise des procédés industriels est un enjeu important pour la sécurité industrielle. La connaissance du comportement d'un procédé est utilisée pour le développement de toute stratégie de détection de défauts afin de déceler les défaillances par rapport au comportement dit normal. L'objectif essentiel des méthodes de détection de défauts est d'augmenter la disponibilité et la maintenabilité des procédés. Une des premières solutions est d'utiliser la redondance matérielle en mettant en parallèle plusieurs composants. Mais cette solution très chère ne donne pas toujours satisfaction. Une autre solution de détection de défauts est la redondance analytique qui consiste à comparer le comportement réel du procédé et le comportement théorique attendu fourni par un modèle afin de comparer leur cohérence.

La plupart de ces processus font largement appel à des moteurs pour assurer l'entraînement. En fonction des applications, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès direct et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées. Le moteur à courant continu répond très bien à ces exigences. Cela s'explique par le découplage naturel entre le flux et le couple. Néanmoins, la présence du collecteur limite la puissance et/ou la vitesse et exige une maintenance régulière.

C'est pourquoi, de nos jours, on se tourne de plus en plus vers les moteurs synchrones à aimants permanents et les moteurs à induction (asynchrones). La machine asynchrone est particulièrement robuste et de faible coût, et cela la conduit à devenir de plus en plus employée

dans le domaine industriel. Elle est utilisée dans les applications à basse performance ainsi que dans des applications plus sophistiquées.

Dans ce travail, nous nous intéressons à l'identification paramétrique de la machine asynchrone. Nous proposons dans cette étude l'identification, à partir de données expérimentales, d'une machine asynchrone. Notre objectif est d'identifier un modèle de référence décrivant correctement le comportement de la dynamique de la machine asynchrone afin d'assurer une qualité et une représentativité suffisantes pour la détection de défauts.

Le mémoire comporte quatre chapitres. Dans le premier chapitre, après avoir défini le modèle mathématique de la machine asynchrone dont la complexité a été réduite, moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformée de PARK, nous avons développé un modèle d'ordre quatre. Ensuite nous présentons l'étude de l'ensemble machine asynchrone- variateur de vitesse.

Le chapitre 2 traite de la technique de base utilisée dans ce travail concernant l'identification. Il présente les méthodes déterministes par moindres carrés basées sur l'erreur de sortie. Le filtre de *Kalman* est développé et utilisé dans l'algorithme d'identification pour prédire les états bruités du modèle.

Dans Le troisième chapitre, nous traitons l'identification des paramètres électriques de la machine asynchrone saine. L'identification a pour but de fournir les paramètres électriques d'un modèle standard.

Le dernier chapitre traite la technique de diagnostic de la machine asynchrone par identification paramétrique appliquée sur les modèles de défauts, validée à partir d'essais expérimentaux.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine asynchrone

Sommaire

1.1. Introduction.....	12
1.2. Principe de fonctionnement du moteur à induction	12
1.2.1. Équations électriques.....	14
1.2.2. Équations magnétiques.....	14
1.2.3. Équation mécanique	15
1.2.4. Transformation de PARK	16
1.2.5. Équations de la machine biphasée équivalente.....	18
1.2.6. Définition des différents référentiels.....	19
1.3. Modélisation de l'association convertisseur - moteur asynchrone	21
1.4. Modèle simplifié de la MAS et estimation des paramètres	24
1.5. Le système d'équations d'état	27
Conclusion	28

1.1. Introduction

Dans les systèmes physiques la modélisation est une étape primordiale sur le chemin de la simulation et de la réalisation. Le modèle adopté devra refléter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour prédire le comportement du système physique en régimes dynamique et statique.

Seulement les machines électriques sont des systèmes trop complexes pour pouvoir tenir compte, dans la modélisation, de tous les phénomènes physiques qu'elles subissent. Il est alors essentiel d'introduire quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles, qui tout de même n'altèrent pas la validité du modèle de la machine dans le cadre de ce travail.

1.2. Principe de fonctionnement du moteur à induction

Un moteur à induction (ou machine asynchrone) est un transformateur électrique dont les circuits magnétiques sont séparés en deux parties (primaire et secondaire) pouvant se mouvoir l'une par rapport à l'autre. La structure classique d'un moteur à induction consiste en un stator de forme cylindrique portant sur sa partie périphérique interne les enroulements du primaire, et d'un rotor qui peut prendre plusieurs aspects [1] [2].

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à p paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique de $2\pi/3$ rad. Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables [2].

La structure électrique du rotor peut se présenter sous forme d'un :

- Rotor bobiné : bloc de forme cylindrique portant les enroulements du secondaire, identiques à ceux du primaire, à sa périphérie,
- Rotor à cage d'écurueil: des barres métalliques (cuivres ou aluminium) forment un cylindre, reliées entre elles par leurs extrémités à l'aide de couronnes conductrices.

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices [2] :

- Entrefer constant,
- Effet des encoches négligé,
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- Pertes ferromagnétiques négligeables,
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques de la machine n'est pas prise en compte.

Le schéma du modèle global de la machine est représenté sur la figure 1.1.

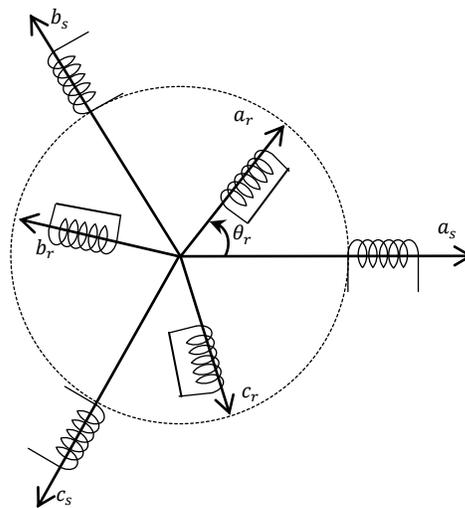


Figure 1.1 : Représentation des enroulements (rotor-stator) d'une machine asynchrone

Nous allons procéder à l'établissement des équations mathématiques qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone.

1.2.1. Équations électriques

Elles concernent les tensions triphasées statoriques et rotoriques.

$$\begin{cases} [v_s] = \frac{d}{dt} [\phi_s] + R_s [i_s] \\ [v_r] = \frac{d}{dt} [\phi_r] + R_r [i_r] \end{cases} \quad (1.1)$$

où

$[v_s] = (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc})^T$ et $[v_r] = (v_{ra}, v_{rb}, v_{rc})^T$ représentent les tensions des trois phases statoriques et rotoriques, respectivement.

$[i_s] = (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})^T$ et $[i_r] = (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})^T$ sont les vecteurs des courants traversant ces phases.

$[\phi_s] = (\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc})^T$, $[\phi_r] = (\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc})^T$ correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements statoriques et rotoriques.

1.2.2. Équations magnétiques

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sous forme matricielle condensée s'écrivent :

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \end{cases} \quad (1.2)$$

$$\text{avec :} \quad L_{SS} = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} ; L_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} ;$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

avec :

θ_r : angle entre les phases a du stator et celle du rotor. ($\Omega = d\theta_r / dt$)

$L_S, (L_r)$: inductance propre d'une phase statorique (rotorique),

M_S, M_r : inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques).

M_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor.

1.2.3. Équation mécanique

Elle exprime la relation entre couple moteur et couple résistant.

$$C_{em} - C_r - f_r \Omega = j \frac{d}{dt} \Omega \quad (1.3)$$

avec :

C_{em}, C_r, f_r, j : couple électromagnétique, couple résistant, coefficient de frottement et moment d'inertie, respectivement.

Nous aboutirons ainsi à un système de six équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotation du rotor, d'où la complexité de la résolution analytique.

Afin de surmonter cette difficulté, on va considérer les enroulements biphasés équivalents aux enroulements statoriques et rotoriques.

1.2.4. Transformation de PARK

Grâce à la structure symétrique et équilibrée de la machine, la transformation de Park permet le passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé à deux axes fictifs (d, q) en quadrature.

La transformée de Park qui est traditionnellement utilisée pour des signaux triphasés équilibrés est valable pour toutes formes de signaux dans la mesure où la contrainte de somme nulle est vérifiée [2] [3].

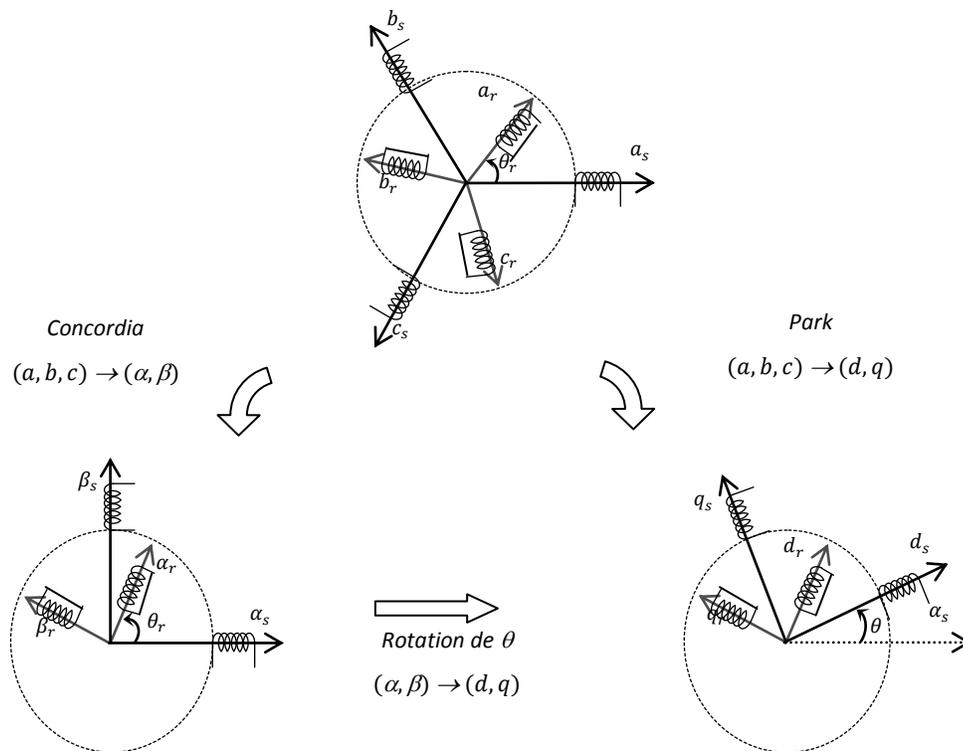


Figure 1.2 : Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée

De ce fait, il est donc possible de définir une matrice $[P]$, permettant le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes X_{dq0} du système biphasé tournant à la même vitesse, telle que :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

θ : étant l'angle entre la phase a du stator et l'axe d du référentiel.

Les courants, tensions et flux dans le nouveau repère sont définis comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

La matrice de transformation $[P]$ peut s'obtenir à partir de deux transformations successives :

- la première transforme l'enroulement triphasé en un enroulement équivalent bipolaire dans un repère fixe $(\alpha, \beta, 0)$ (figure 1.2). Elle est donnée par :

$$[P_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

- la deuxième consiste en une rotation des axes du repère (α, β) d'un angle quelconque θ pour donner le référentiel tournant. Elle est donnée par :

$$[P_2] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

1.2.5. Équations de la machine biphasée équivalente

Pour simplifier la représentation des équations électriques de la machine asynchrone, on a utilisé la transformation de Park, permettant de rendre la matrice impédance indépendante de la variable θ_r .

Les équations électriques et magnétiques donnent alors le système suivant :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_a \phi_{dr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_a \phi_{qr} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (1.8)$$

Dans cette équation apparaît une tension nulle au rotor correspondant au court-circuit des enroulements.

et

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (1.9)$$

en posant:

$\omega_a = d\theta/dt$: vitesse de rotation du référentiel,

$\omega_r = p \cdot \Omega = p \cdot d\theta_r / dt$: vitesse électrique de rotation du rotor,

L_s, L_r : inductances propres cycliques du stator et du rotor respectivement,

M : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor,

$$M = 3/2 M_{sr} .$$

Équation du couple

$$j \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (1.10)$$

où :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{dr} \cdot i_{qs} + \phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (1.11)$$

1.2.6. Définition des différents référentiels

Le référentiel est le système (d, q) associé à la rotation. Dans notre cas, nous allons adopter un seul référentiel pour le rotor et le stator. Il existe trois possibilités de référentiels dans la pratique :

- *Référentiel fixe par rapport au stator* : il se traduit par la condition: $\omega_a = 0$.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} + \omega_r \cdot \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} - \omega_r \cdot \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.12)$$

Le référentiel fixe est intéressant lorsqu'on veut étudier la variation de la fréquence d'alimentation, associée ou non à la variation de la vitesse de rotation.

- *Référentiel fixe par rapport au rotor* : il correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un référentiel tournant à la vitesse synchrone, c.-à-d. : $\omega_a = \omega_r$.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_r \phi_{dr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_r \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} \end{array} \right. \quad (1.13)$$

Ce référentiel est particulièrement avantageux dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation du rotor est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit.

- *Référentiel fixe par rapport au champ tournant*, la condition qui régit ce cas est. : $\omega_a = \omega_s$.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{dr} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (1.14)$$

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé dans les problèmes d'alimentation des machines asynchrones par convertisseur statique de fréquence, et lorsqu'on veut étudier la fonction de transfert du moteur par rapport à de petites variations de la vitesse autour d'un régime donné.

Le choix se fait en fonction du problème étudié. Parmi les relations que nous venons de présenter, les seules qui soient affectées par le choix du référentiel sont les équations (1.8).

Le glissement de la machine $\left(g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}\right)$ est faible dans les conditions réelles de fonctionnement donc $(\omega_s \approx \omega_r = \omega)$. Notre choix c'est porté sur le cas du référentiel fixe par rapport au rotor.

1.3. Modélisation de l'association convertisseur - moteur asynchrone

Dans cette partie nous allons considérer le moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension commandé par la stratégie "delta" qui permet une commande en courant et l'utilisation du modèle réduit du moteur (figure 1.3). L'onduleur alimente le stator de la machine par l'intermédiaire des tensions triphasées, carrées, de largeurs variables mais dont la composante fondamentale est sinusoïdale. Elles permettent de réaliser les variations de la vitesse de la machine ou garder une vitesse constante malgré une variation du couple de la charge.

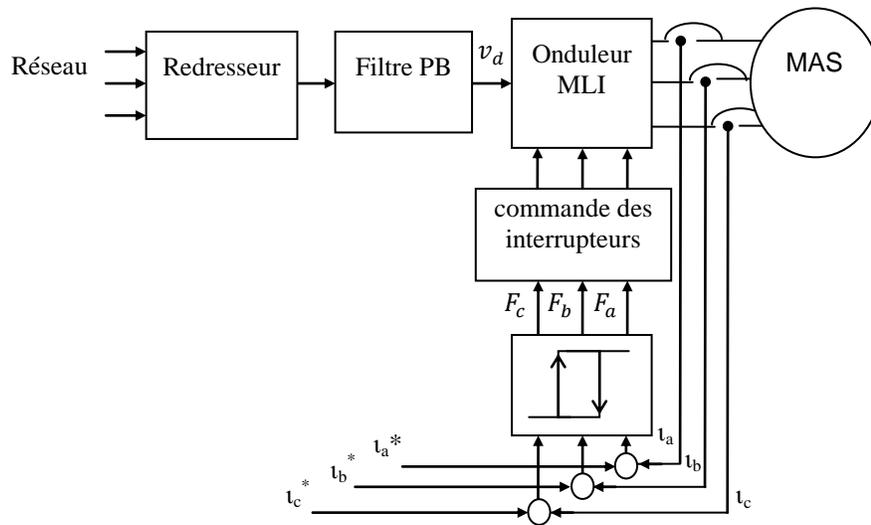


Figure 1.3 : Association convertisseur - moteur asynchrone

Les interrupteurs de l'onduleur à deux niveaux sont commandés de telle sorte que le courant de chaque phase évolue dans une bande d'hystérésis encadrant le courant de référence

correspondant. Le contrôle des courants se fait par une comparaison à hystérésis entre les courants réels et ceux de référence.

Les tensions composées aux bornes de l'onduleur sont exprimées en fonction des variables logiques F_a, F_b, F_c telles que [4] :

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{pmatrix} \cdot \frac{v_d}{3} \quad (1.15)$$

avec :

v_d : tension continue fournie par redressement et filtrage de la tension triphasée du secteur.

F_i ($i = a, b, c$) représentent l'état logique des interrupteurs dont la commutation est supposée instantanée (Figure 1.4).

$$F_i = \begin{cases} 0 & \text{si } T_i \text{ conduit et } T_i' \text{ bloqué} \\ 1 & \text{si } T_i' \text{ conduit et } T_i \text{ bloqué} \end{cases}$$

T_i et T_i' ($i = a, b, c$) représentent les états des transistors de l'onduleur .

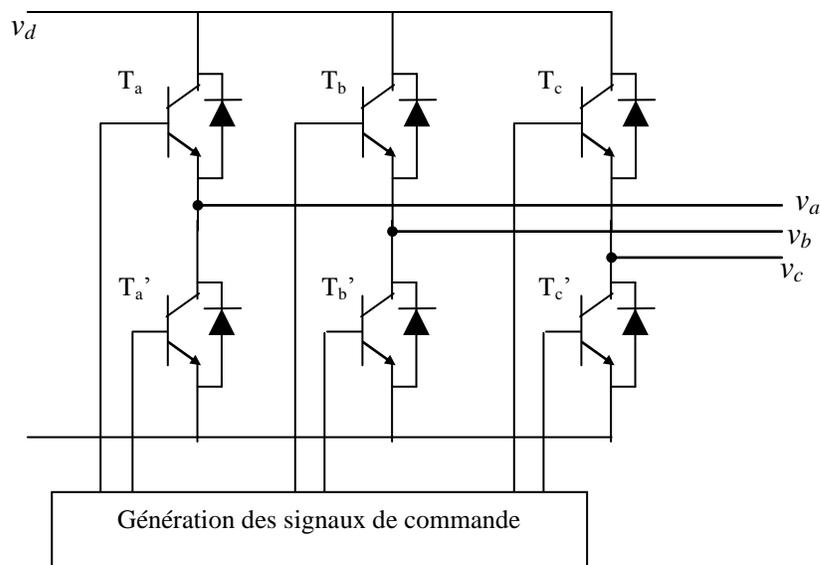


Figure 1.4 : Onduleur de tension à deux niveaux

Le modèle du comparateur à hystérésis pour une phase est donné par :

$$F_i(k+1) = \begin{cases} 1 & \text{si } \Delta i_i > h \\ 0 & \text{si } \Delta i_i < -h \\ F_i(k) & \text{si } -h < \Delta i_i < h \end{cases} \quad (1.16)$$

avec :

$$\Delta i_i = i_i - i_i^* \quad (i = a, b, c)$$

h : la bande d'hystérésis

i_i^* : courant de référence.

i_i : courant réel.

La figure 1.5 donne l'allure du courant statorique d'une phase et de la fonction logique F_i

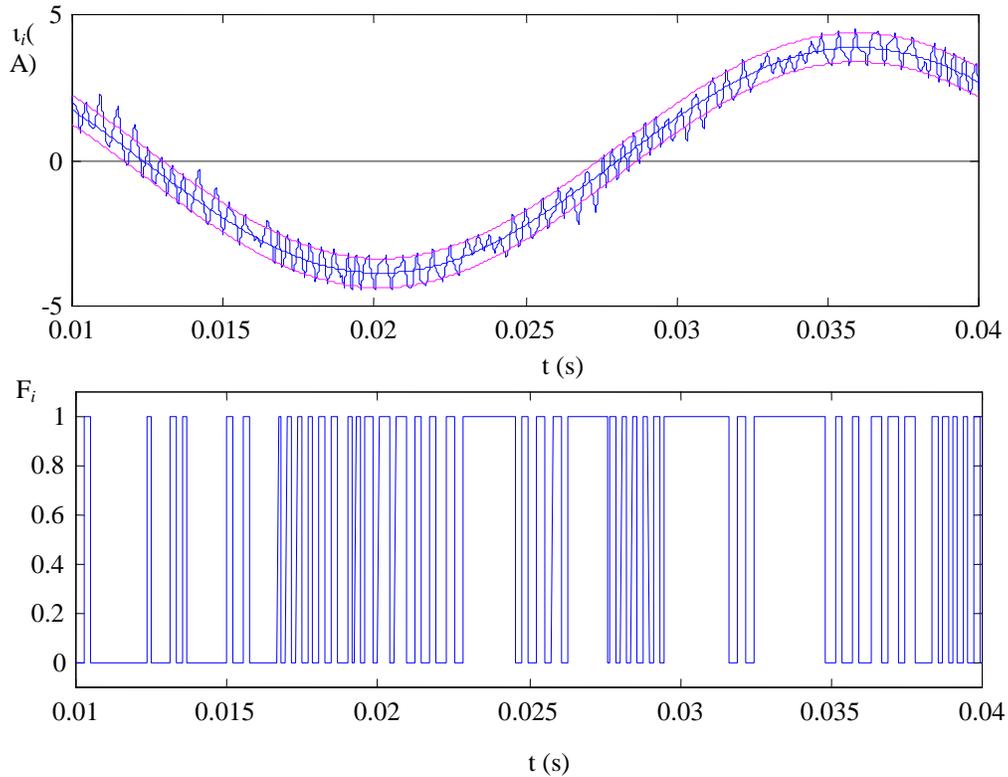


Figure 1.5 : Forme d'un courant de phase statorique et de la fonction logique F_i

1.4. Modèle simplifié de la MAS et estimation des paramètres

Nous nous limitons à la présentation de quelques modèles tenant compte d'erreurs structurelles. Nous traiterons le cas de la saturation magnétique et des pertes fer.

Les différents modèles peuvent tous se mettre sous une forme unique correspondant au schéma équivalent par phase représenté sur la figure 1.6 [3] [2].

où X_s et X_r sont les inductances des fuites supposées non saturables ; X_m est appelé inductance magnétisante.

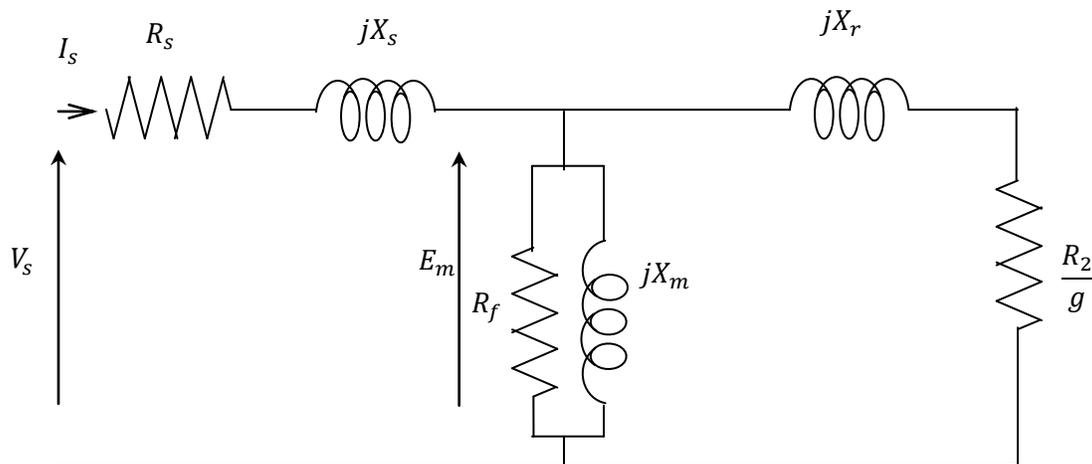


Figure 1.6 : *Modèle en régime permanent sinusoïdal*

A l'instar des modèles non saturés, on peut faire l'hypothèse que les fuites sont totalisées au stator ou au rotor.

- Dans le cas du modèle à fuites totalisées au stator (figure 1.7), on considérera que :

$$X_m = L_m \omega, X_s = N_s \omega, X_r = 0, R_2 = R_{2r} \text{ et } m_r = L_r/M$$

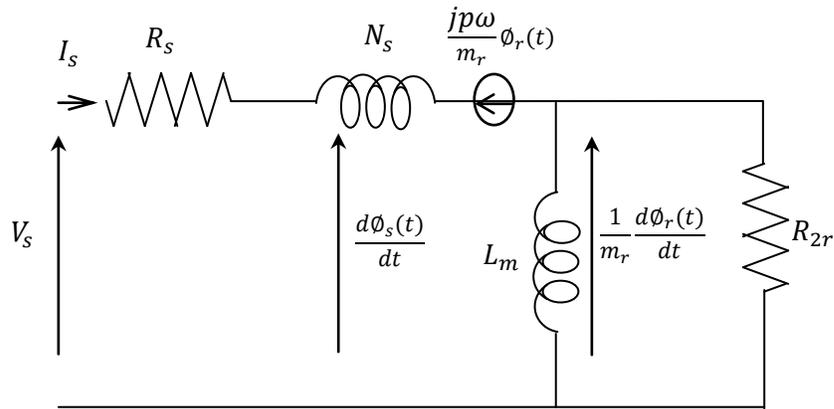


Figure 1.7 : *Modèle dynamique à fuites au stator dans le repère du rotor*

avec

$$\begin{cases} L_m = \frac{M^2}{L_r} \\ R_{2r} = \frac{R_r}{m_r^2} \\ N_s = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) L_s \end{cases} \quad (1.17)$$

- Dans le cas du modèle à fuites totalisées au rotor (figure 1.8), on considérera que :

$$X_m = L_s \omega, X_s = 0, X_r = N_r \omega, R_2 = R_{2s} \text{ et } m_s = M/L_s$$

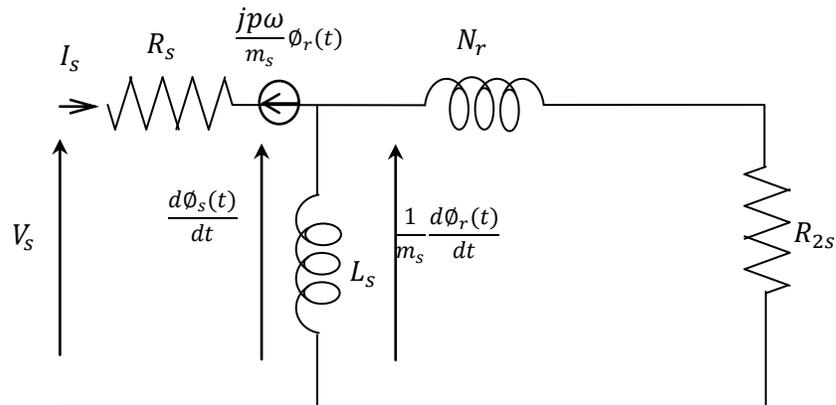


Figure 1.8 : *Modèle dynamique à fuites au rotor dans le repère du rotor*

Puisque les modèles à fuites totalisées soit au rotor, soit au stator sont équivalents au modèle de départ, ils sont donc équivalents entre eux et on peut passer de l'un à l'autre par les relations:

$$\begin{cases} L_{ms} = L_s & = L_m + N_s \\ R_{2s} = \frac{R_r}{m_s^2} & = \left(\frac{L_m + N_s}{L_m}\right)^2 R_{2r} \\ N_r = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) \frac{L_r}{m_s^2} & = \left(\frac{L_m + N_s}{L_m}\right) N_s \end{cases} \quad (1.18)$$

L'inversion de ces relations donne :

$$\begin{cases} L_m = \frac{L_s^2}{L_s + N_r} \\ R_{2r} = \left(\frac{L_s}{L_s + N_r}\right)^2 R_{2s} \\ N_s = \left(\frac{L_s}{L_s + N_r}\right) N_r \end{cases} \quad , \quad (1.19)$$

et :

$$\begin{cases} R_r = m_r^2 \cdot R_{2r} \\ L_s = L_m + N_s \\ M = m_r L_m \\ L_r = m_r^2 L_m \end{cases} \quad (1.20)$$

Les paramètres, rappelés dans l'équation (1.17), sont au nombre de 4 au lieu de 5 et sont identifiables. Une fois estimés ces 4 paramètres, les paramètres du modèle initial s'obtiennent de la manière suivante : L_s et R_s étant déjà connus, il reste à déterminer R_r , M et L_r grâce à deux équations. Les paramètres initiaux du modèle peuvent être obtenus en imposant $m_r = 1$ (ou égal à n'importe quelle valeur arbitraire).

1.5. Le système d'équations d'état

Les grandeurs, fonction du temps, représentant les états énergétiques du système sont les composantes du vecteur d'état x . Dans le cas du modèle à fuites totalisées au stator et un référentiel fixe par rapport au rotor, les équations du modèle d'état qui régissent la machine asynchrone s'écrivent :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (1.21)$$

avec :

$$x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr}]^T ; \quad u = [v_{ds} \quad v_{qs}]^T ; \quad y = [i_{ds} \quad i_{qs}]^T$$

et

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_r}{N_s} & \omega & \frac{R_r}{N_s \cdot L_m} & \frac{\omega}{N_s} \\ -\omega & -\frac{R_s + R_r}{N_s} & -\frac{\omega}{N_s} & \frac{R_r}{N_s \cdot L_m} \\ R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_m} & 0 \\ 0 & R_r & 0 & -\frac{R_r}{L_m} \end{bmatrix} ;$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{N_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{N_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T ; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le modèle d'état obtenu est un modèle à deux entrées (v_{ds}, v_{qs}) et deux sorties (i_{ds}, i_{qs}).

Conclusion

Ce chapitre est présenter la modélisation mathématique de la machine asynchrone sous forme de modèles d'état, selon le choix du repère. Ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé (dq), ce dernier étant déterminé à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone. Ensuite, on procèdera à la modélisation de l'alimentation de la machine, qui est l'onduleur de tension à deux niveaux, apprécié pour ses avantages lorsqu'il est associé à la commande des machines électriques.

CHAPITRE II

Techniques d'identification

Sommaire

2.1. Introduction	30
2.2. Identification basée sur l'erreur de sortie	31
2.3. Etapes de l'identification	32
2.3.1. Choix des entrées.....	32
2.3.2. Choix de la structure du modèle à identifier	32
2.3.3. Critère (fonction de coût)	33
2.3.4. La méthode des Moindres Carrés	35
2.4. Algorithme d'optimisation.....	36
2.4.1. Algorithmes d'ordre 0.....	37
2.4.2. Algorithmes d'ordre 1	37
2.4.3. Méthode de Levenberg-Marquardt.....	41
2.5. Filtre de Kalman	47
Conclusion.....	51

2.1. Introduction

En termes techniques, l'identification d'un système est définie comme : la détermination d'un modèle mathématique d'un système (processus) à partir des essais ou des données expérimentales de l'entrée et de la sortie de ce système. La détermination d'un modèle mathématique d'un système physique consiste en [5] :

a- la détermination de sa structure, C'est **l'étape qualitative**. Le plus souvent il s'agit de la connaissance sur l'ordre du système, ses conditions initiales, l'amplitude maximum de ses entrées et sorties. On peut aussi s'aider des équations physiques qui régissent le système pour acquérir ces connaissances indispensables. Si le système est vraiment très complexe, le simplifier en ramenant son étude autour d'un point de fonctionnement reste une solution. Deux sortes de modèles peuvent être dénombrées :

- Les modèles paramétriques comme les équations différentielles ou les fonctions de transfert.
- Les modèles non-paramétriques comme les réponses impulsionnelles ou fréquentielles.

b- la détermination des valeurs numériques de ses paramètres, c'est **l'étape quantitative**. Elle permet de déterminer, par application des méthodes de programmation mathématique sur calculateur numérique, les valeurs numériques des divers paramètres du processus étudié.

Établir un modèle paramétrique par des données expérimentales se fait en six étapes de base [6] :

- choix de l'entrée à appliquer au procédé afin d'obtenir des couples Entrées/Sorties pertinents,
- choix de la structure du modèle,

- définition d'un critère de qualité,
- optimisation de la fonction de coût associée pour obtenir une valeur numérique optimale des paramètres, et pour choisir probablement la structure de modèle la plus adaptée,
- évaluation de l'incertitude dans les paramètres prévus,
- validation des résultats.

2.2. Identification basée sur l'erreur de sortie

Dans cette méthode on réalise un système simulé (modèle) dont on peut faire varier à volonté les paramètres. On cherche, par une méthode itérative, à minimiser la distance ε entre la sortie y_m du modèle et la sortie y de l'objet (processus). Le problème se ramène donc à un problème de minimisation de la fonction de coût (J), généralement réalisée par des techniques de programmation non linéaire. Le système réel et le modèle mathématique du système sont excités par les mêmes entrées u . Des bruits de mesure et de processus $w(t)$ et $v(t)$ sont présents dans le système réel (figure 2.1).

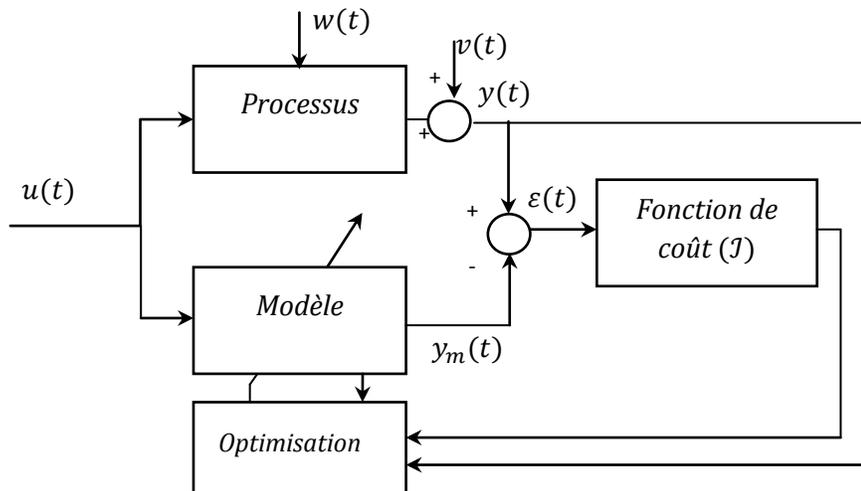


Figure 2.1 : Schéma de principe de l'identification basée sur l'erreur de sortie

Cette méthode s'applique à tous les systèmes quelque soit la nature des signaux d'entrée (elle ne nécessite pas d'hypothèses particulières sur le modèle à identifier) [5] [6].

2.3. Etapes de l'identification

2.3.1. Choix des entrées

Le choix des entrées à présenter au système pour son identification n'est pas fait au hasard [5]: certaines seront inefficaces et d'autres dangereuses. Ainsi une entrée en échelon donnera une bonne estimation du gain statique, mais les paramètres de la dynamique seront complètement erronés. Inversement, une sinusoïde donnera une bonne estimation de paramètres de la dynamique, mais ce genre d'entrée risque de détruire complètement un système industriel. Une entrée idéale serait un bruit blanc, mais ce signal est physiquement irréalisable.

Les principales propriétés intéressantes pour une entrée d'identification sont les suivantes [5]:

- entrée centrée, perturbant peu la sortie,
- spectre riche (pour avoir beaucoup d'informations).

Un signal ayant de telles propriétés existe et s'appelle Séquence Binaire Pseudo-Aléatoire (S.B.P.A).

2.3.2. Choix de la structure du modèle à identifier

Le choix de tout modèle dépend largement de sa finalité. On peut distinguer principalement deux types de modèles :

- les modèles pour la commande qui ont une structure simple et n'ont besoin de représenter fidèlement le système que dans une bande de fréquences assez étroite.

- les modèles de simulation et d'analyse qui pourront prendre en compte des phénomènes négligés dans le modèle de synthèse, aboutissant à une structure plus complexe.

2.3.3. Critère (fonction de coût)

Une fois que la structure du modèle a été définie, on devra choisir le meilleur modèle qui est le plus proche possible du système réel. Le critère pour ce choix est l'optimisation d'une fonction de coût de grandeur scalaire J qui concerne les paramètres θ du modèle. La valeur optimale de θ naturellement dépendra du coût choisi, qui devrait donc toujours être spécifié [6].

Il existe un grand nombre de critères, dont les plus connus sont décrits ci-dessous.

- *Critère quadratique*: c'est le plus utilisé.

$$J(\theta) = \varepsilon(\theta)^T \cdot Q \cdot \varepsilon(\theta) \quad (2.1)$$

où : $\varepsilon = (y_{\text{système réel}} - y_{\text{modèle}}(\theta))$ écart entre la réponse du système et celle du modèle.

La matrice de pondération Q est symétrique et définie non négative. Q est souvent pris comme matrice identité.

- *Critère en valeur absolue*: Ces critères sont beaucoup moins utilisés que les critères quadratiques car leur caractère non différentiable ne permet pas d'utiliser les algorithmes d'optimisation reposant sur un développement limité du critère.

$$J(\theta) = Q^T |\varepsilon(\theta)| \quad (2.2)$$

avec : q matrice de pondération.

- *Critères du maximum de vraisemblance* : Le principe de ces critères est de déterminer le vecteur des paramètres accordant aux données le maximum de crédibilité. Ces critères utilisent les informations sur les bruits de mesures.

$$J(\theta) = \prod_y (y_s | \theta) \quad (2.3)$$

avec: $\prod_y (y_s | \theta)$ vraisemblance de y_s ,

y_s : sortie du système.

Pratiquement, la forme la plus utilisée pour exprimer ce fonctionnel est la norme quadratique de l'erreur, ce qui lui attribue une forme quadratique.

Il existe beaucoup de méthodes d'identification paramétriques. Elles sont regroupées en deux catégories [6] [5] :

- *les méthodes non-récurrentes*, moindre carré simple, adaptées pour une identification hors-ligne. Le principe de l'identification non-récurrente consiste à enregistrer toutes les mesures de l'essai avant de passer à l'algorithme d'identification.

- *les méthodes récurrentes*, moindre carré récursif et moindre carré généralisé, qui permettent une identification en temps réel sur le procédé. Le principe de l'identification récursive (en temps réel) consiste à calculer, à chaque instant, le vecteur des paramètres du modèle recherché en fonction des paramètres estimés à l'instant précédent et des nouvelles informations acquises sur le procédé. Elle constitue de ce fait la partie centrale des systèmes

adaptatifs (commande ou traitement du signal) et peut être facilement utilisée comme première étape des techniques de surveillance et de diagnostic puisque, par un choix judicieux de certaines variables, il est possible de suivre les évolutions du procédé à surveiller. Malheureusement quelques inconvénients les rendent difficilement applicables dans certaines situations pratiques (sur des systèmes présentant un grand nombre d'entrées et de sorties par exemple).

2.3.4. La méthode des Moindres Carrés

La méthode de loin la plus connue est la méthode des moindres carrés, développée par Gauss. Elle est applicable quelque soit le problème, linéaire ou non linéaire. Elle est basée sur la minimisation d'un critère quadratique en utilisant un algorithme, généralement d'ordre 2.

Dans notre étude on s'intéresse aux moindres carrés non-linéaires, puisque dans la plupart des cas les problèmes posés à la science sont des problèmes non-linéaires. Ainsi la méthode la plus utilisée et la plus efficace est celle des moindres carrés non-linéaires.

Le principe de la méthode est basé sur la minimisation d'un critère fonction de l'écart entre la réponse du processus réel et la réponse du modèle du processus. Cette minimisation est effectuée à l'aide d'un algorithme d'optimisation qui retournera alors une estimation de la valeur des paramètres [6].

Critère

Le critère choisi est un critère quadratique. Posons $\varepsilon(k) = (y(k) - y_m(k, \theta))$ l'écart entre la sortie du système réel $y(k, \theta)$ et la réponse du modèle du système $y_m(k, \theta)$, au k ème point, calculé avec le vecteur des paramètres θ . Le critère quadratique, noté $J(\theta)$, peut s'écrire :

$$J(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon(k)^T \varepsilon(k) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N ([y(k) - y_m(k, \theta)]^T [y(k) - y_m(k, \theta)]) \quad (2.4)$$

avec N nombre d'échantillons considérés. Dans le cas de sorties multiples, comme dans le nôtre (plusieurs courants), le critère devient :

$$\begin{aligned} J(\theta) &= \frac{1}{n} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^N \varepsilon_i(k)^T \varepsilon_i(k) \\ &= \frac{1}{n} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^N ([y_i(k) - y_{mi}(k, \theta)]^T [y_i(k) - y_{mi}(k, \theta)]) \end{aligned} \quad (2.5)$$

où n est le nombre de sorties considérées.

Dans ce qui suit, nous allons présenter les algorithmes que nous utilisons dans ce mémoire pour la minimisation de la fonction de coût.

2.4. Algorithme d'optimisation

Le critère à minimiser est une fonction, souvent quadratique, qui dépend de l'erreur de sortie. Cette erreur est composée de la sortie réelle du système et de la sortie du modèle. La détermination du meilleur modèle revient alors à optimiser ce critère. La solution, ou l'optimum, doit être trouvée le plus rapidement possible à l'aide de contraintes physiques du système (signe des paramètres, stabilité...). Quand l'algorithme d'optimisation a convergé, nous avons le vecteur optimal des paramètres $\hat{\theta}$. Les différents types d'algorithmes se distinguent par leur façon de converger vers l'optimum [7]. Ces types sont définis comme suit:

1 - Algorithmes d'exploration directe (calcul itératif) ou «méthodes d'ordre zéro».

2 - Algorithmes du gradient ou «méthodes d'ordre un».

2.4.1. Algorithmes d'ordre 0

Ces algorithmes ne font appel qu'à la valeur du critère à minimiser. Parmi les méthodes de cette catégorie, on peut citer: la méthode des substitutions successives, la méthode du Simplexe, la méthode de Monte-Carlo, la méthode de dichotomie ainsi que les méthodes de Fibonacci, etc...

Ils s'appliquent lorsque le critère n'est pas dérivable par rapport au vecteur des paramètres à estimer ou bien lorsque la détermination de la dérivée du critère par rapport au vecteur des paramètres est trop complexe. Dans ce cas la convergence est assurée même si on est loin de la solution mais elle est lente.

2.4.2. Algorithmes d'ordre 1

Les méthodes de la deuxième catégorie exigent le calcul du gradient de la fonctionnelle à minimiser (contrairement aux premières méthodes qui se basent sur l'exploration directe). Dans cette catégorie, on distingue des méthodes de convergence linéaire comme les méthodes du gradient et des méthodes de convergence quadratique comme la méthode de Newton et ses variantes. Alors la convergence est rapide à condition d'être près de la solution (ce qui est difficile à obtenir et peut réduire considérablement le domaine de convergence).

Les méthodes qui utilisent les algorithmes d'ordre 1 sont les méthodes de type Newton. Ces algorithmes sont basés sur le développement limité du critère au second ordre, permettant de construire simultanément une direction de recherche, ainsi qu'un pas de recherche. Les méthodes de type Newton les plus utilisées sont la méthode de Gauss-Newton, et de Levenberg-Marquardt.

Ces techniques n'émettent au départ aucune hypothèse restrictive sur la structure du modèle et elles se positionnent dans un contexte déterministe contrairement au Filtre de Kalman qui évolue dans un contexte stochastique bien précis. Elles présentent un certain nombre d'avantages :

- le modèle peut être linéaire ou non linéaire,
- aucune hypothèse n'est formulée concernant la nature des bruits,
- il s'agit de méthodes à erreur de sortie, donc non biaisées en présence de bruits de mesure en boucle ouverte,
- et, il n'y a pas de calcul des dérivés de l'état, et donc le filtrage n'est pas nécessaire.

Par contre, la recherche de l'optimum s'effectue par des méthodes analytiques qui sont :

- itératives,
- consommatrices en temps de calcul,
- et nécessitent la connaissance des dérivées premières ou secondes par rapport aux paramètres du critère à minimiser.

La proposition est de partir d'une valeur initiale θ_0 des paramètres et de modifier itérativement la valeur de θ d'un incrément δ_θ de façon à minimiser le critère d'erreur quadratique cumulée J à chaque étape.

Etape initiale

Pour $\theta_0 = [a_{10}, a_{20}, \dots, a_{k0}]$ le modèle prend les valeurs :

$$F(t, \theta_0) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f(t_1)}{\partial a_{10}} \\ \frac{\partial f(t_2)}{\partial a_{10}} \\ \dots \\ \frac{\partial f(t_N)}{\partial a_{10}} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

L'erreur entre le modèle et les mesures est :

$$\varepsilon = Y - F(t, \theta_0 + \delta_\theta) \quad (2.7)$$

L'erreur quadratique cumulée est :

$$J(\theta_0) = \varepsilon^T \varepsilon = (Y - F(t, \theta_0 + \delta_\theta))^T (Y - F(t, \theta_0 + \delta_\theta)) \quad (2.8)$$

Généralement, l'erreur cumulée sera importante, les conditions initiales étant éloignées de la solution optimale.

Incrément

La modification de la valeur de θ_0 d'un incrément δ_θ se fait de façon à minimiser le critère d'erreur quadratique cumulée J .

Pour $\theta = \theta_0 + \delta_\theta$, le modèle prend les valeurs $F(t, \theta_0 + \delta_\theta)$ et l'erreur prend la valeur $\varepsilon(\theta_0 + \delta_\theta)$.

Pour se placer au minimum d'erreur δ_θ , on choisit δ_θ tel que $\frac{\partial J(\theta_0 + \delta_\theta)}{\partial \delta_\theta} = 0$

Calcul du minimum de l'erreur cumulée

Le développement de Taylor du 1er ordre du modèle permet d'approximer la nouvelle valeur du modèle à chaque instant d'observation :

$$f(t_i, \theta_0 + \delta_\theta) = f(t_i, \theta_0) + \nabla f(t_i, \theta_0) \cdot \delta_\theta \quad (2.9)$$

où $\nabla f(t_i, \theta_0)$ est le gradient de f .

L'extension à l'ensemble des points de calculs prend la forme matricielle suivante :

$$F(t, \theta_0 + \delta_\theta) = F(t, \theta_0) + \nabla F(t, \theta_0) \cdot \delta_\theta \quad (2.10)$$

$$\text{avec } \nabla F(t, \theta_0) = \frac{\partial F(t, \theta_0 + \delta_\theta)}{\partial \delta_\theta} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f(t_1)}{\partial a_{10}} & \frac{\partial f(t_1)}{\partial a_{20}} & \dots & \frac{\partial f(t_1)}{\partial a_{k0}} \\ \frac{\partial f(t_2)}{\partial a_{10}} & \frac{\partial f(t_2)}{\partial a_{20}} & \dots & \frac{\partial f(t_2)}{\partial a_{k0}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f(t_N)}{\partial a_{10}} & \frac{\partial f(t_N)}{\partial a_{20}} & \dots & \frac{\partial f(t_N)}{\partial a_{k0}} \end{bmatrix}$$

$\nabla F(t, \theta_0)$ Jacobien de f par rapport aux paramètres.

Calcul du minimum de l'erreur cumulée :

$$\frac{\partial J(\theta_0 + \delta_\theta)}{\partial \delta_\theta} = -2 \left[\frac{\partial F(t, \theta_0 + \delta_\theta)}{\partial \delta_\theta} \right]^T (Y - F(t, \theta_0 + \delta_\theta)) = 0 \quad (2.11)$$

$$\text{D'où : } -2 \left[\frac{\partial F(t, \theta_0 + \delta_\theta)}{\partial \delta_\theta} \right]^T (Y - F(t, \theta_0 + \delta_\theta)) = 0$$

On en déduit la valeur de l'accroissement à faire sur les paramètres pour minimiser l'erreur:

$$\delta_{\theta} = [\nabla F(t, \theta_0)^T \cdot \nabla F(t, \theta_0)]^{-1} \cdot \nabla F(t, \theta_0)^T (Y - F(t, \theta_0)) \quad (2.12)$$

Itération

On itère en définissant les nouvelles valeurs des paramètres $\theta_1 = \theta_0 + \delta_{\theta}$ et les nouvelles valeurs du modèle $F(t, \theta_1)$. La correction à faire sera la suivante:

$$\delta_{\theta} = [\nabla F(t, \theta_1)^T \cdot \nabla F(t, \theta_1)]^{-1} \cdot \nabla F(t, \theta_1)^T (Y - F(t, \theta_1)) \quad (2.13)$$

Limitation : l'inversion de la matrice $\nabla F(t, \theta)^T \cdot \nabla F(t, \theta)$ peut poser problème (matrice singulière). Pour éviter ce blocage, l'algorithme a été modifié par « Levenberg-Marquardt ».

2.4.3. Méthode de Levenberg-Marquardt

L'algorithme de Levenberg-Marquardt présente l'avantage de réunir les avantages des algorithmes du gradient et de Gauss-Newton. L'équation itérative originale proposée par Levenberg est la suivante

$$\delta_{\theta} = [\nabla F(t, \theta)^T \cdot \nabla F(t, \theta) + \mu I]^{-1} \cdot \nabla F(t, \theta)^T (Y - F(t, \theta)) \quad (2.14)$$

où I est la matrice identité et le paramètre μ joue le rôle d'un amortissement de la correction; il doit être ajusté à chaque pas de calcul.

- si $\mu \rightarrow 0$, on retrouve l'algorithme de Gauss-Newton.

- si $\mu \rightarrow \infty$, on retrouve l'algorithme du Gradient.

Dans les cas simples, on peut se contenter d'un amortissement constant, dont la valeur initiale a été proposée par Marquardt:

$$\mu_0 = v \cdot \max[\nabla F(t, \theta)^T \cdot \nabla F(t, \theta)] \quad (2.15)$$

ou :

v est un paramètre de gain à choisir convenablement.

L'algorithme d'optimisation choisi est un algorithme de type Levenberg-Marquardt. Cet algorithme a été choisi pour sa rapidité de convergence, notamment par rapport à l'algorithme du gradient et sa robustesse en pratique, ce qui justifie son utilisation dans un grand nombre de logiciels spécialisés.

La méthode de Levenberg-Marquardt peut être résumée dans l'enchaînement des étapes suivantes:

Étape 0: Construction de la fonctionnelle,

$$J(\theta) = \frac{1}{n} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^N \varepsilon_i(k)^T \varepsilon_i(k) \quad (2.16)$$

Étape 1: Initialisation des paramètres,

$$\left\{ \begin{array}{l} \mu = \mu_0 : \text{Paramètre scalaire de Marquardt,} \\ \theta = \theta_0 : \text{Vecteur des estimates initiaux,} \\ \nu = \nu_0 : \text{Paramètre de réduction de } \mu, \\ \varepsilon = \varepsilon_0 : \text{Tolérance de convergence,} \\ k = k_{\max} : \text{Nombre maximal des iterations.} \end{array} \right.$$

Étape 2: Calcul préliminaire de $y_{m_0}, \varepsilon_0, J_0$,

Étape 3: calcul du problème contraint initial (évaluation des fonctions de pénalité, évaluation de la fonctionnelle avec contraintes),

Étape 4: Calcul itératif

$$[\nabla F(t, \theta)^T \cdot \nabla F(t, \theta) + \mu I]^{-1} \cdot \nabla F(t, \theta)^T (Y - F(t, \theta)) = -\nabla F(t, \theta)^T F(t, \theta), \quad (2.17)$$

Étape 5: Test de décroissance de la fonctionnelle,

Étape 6: Calcul de $\mu_{k+1} = \frac{\mu_k}{\nu}$,

Étape 7: Test de convergence.

En pratique on choisit une valeur initiale et on calcule la première itération. S'il y a convergence la valeur de μ sera divisée par 2 pour augmenter le pas de convergence, sinon elle sera multipliée par 2 pour diminuer le pas de convergence et garantir une robustesse de la méthode.

Exemple : système électrique du 1er ordre

Soit le schéma dans la figure 2.2 qui représente un système du 1er ordre dont on désire connaître les paramètres caractéristiques (gain et constante de temps) par l'observation de la réponse indicielle.

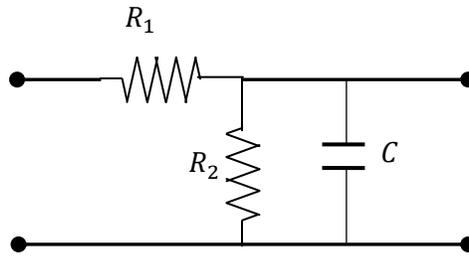


Figure 2.2 : système électrique du 1er ordre

$$S(t) = K \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (2.18)$$

avec : $K = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ $\tau = (R_1 // R_2) \cdot C$

La réponse indicielle $S(t)$ (échelon unité) permet de déterminer K et τ mais pas la valeur des 3 composants.

Temps (s)	0	1	2	3	4	5
y(t)	0.05	0.45	0.59	0.64	0.64	0.69

Tableau 2.1 : réponse indicielle du système électrique en fonction de temps.

L'observation directe montre que le gain (valeur finale) est proche de 0.7 et la constante de temps de l'ordre de la seconde (échelle de temps).

Le modèle de la réponse indicielle est : $f(t, \theta) = K(1 - e^{(-t/\tau)})$ avec $\theta = [K, \tau]^T$

La matrice du Jacobien est construite à partir des dérivées partielles de f par rapport à

$$\frac{\partial f(t, \theta)}{\partial K} = 1 - e^{(-t/\tau)} \quad \frac{\partial f(t, \theta)}{\partial \tau} = -K \frac{t}{\tau^2} e^{(-t/\tau)}$$

Contrairement au cas d'un modèle linéaire par rapport aux paramètres, les dérivées partielles dépendent des paramètres eux-mêmes.

Il faut fixer une valeur initiale de K et θ pour donner une valeur à la matrice Jacobienne. Les valeurs initiales proposées sont : $K_0 = 1$ $\tau_0 = 1$.

La matrice Jacobienne est : $\nabla F(t, \theta_0) = \begin{bmatrix} 0. & 0. \\ 0.63 & -0.37 \\ 0.86 & -0.27 \\ 0.95 & -0.15 \\ 0.98 & -0.07 \\ 0.99 & -0.03 \end{bmatrix}$;

Les valeurs du modèle : $F(t, \theta_0) = \begin{bmatrix} 0. \\ 0.63 \\ 0.86 \\ 0.95 \\ 0.98 \\ 0.99 \end{bmatrix}$;

L'erreur quadratique cumulée est de : $\varepsilon = 0.4160$;

L'incrément à faire sur les paramètres est : $\delta_\theta = \begin{bmatrix} -0.3311 \\ -0.0565 \end{bmatrix}$;

La nouvelle valeur des paramètres est : $\theta_1 = \begin{bmatrix} 0.6689 \\ 0.9435 \end{bmatrix}$;

Après 6 itérations, la valeur des paramètres converge vers : $\theta_{10} = \begin{bmatrix} 0.6690 \\ 0.9155 \end{bmatrix}$;

L'erreur quadratique cumulée est de : $\varepsilon = 0.0035$;

Certaines valeurs initiales ne permettent pas à l'algorithme de converger (par exemple $K = .1$ et $\tau = .1$).

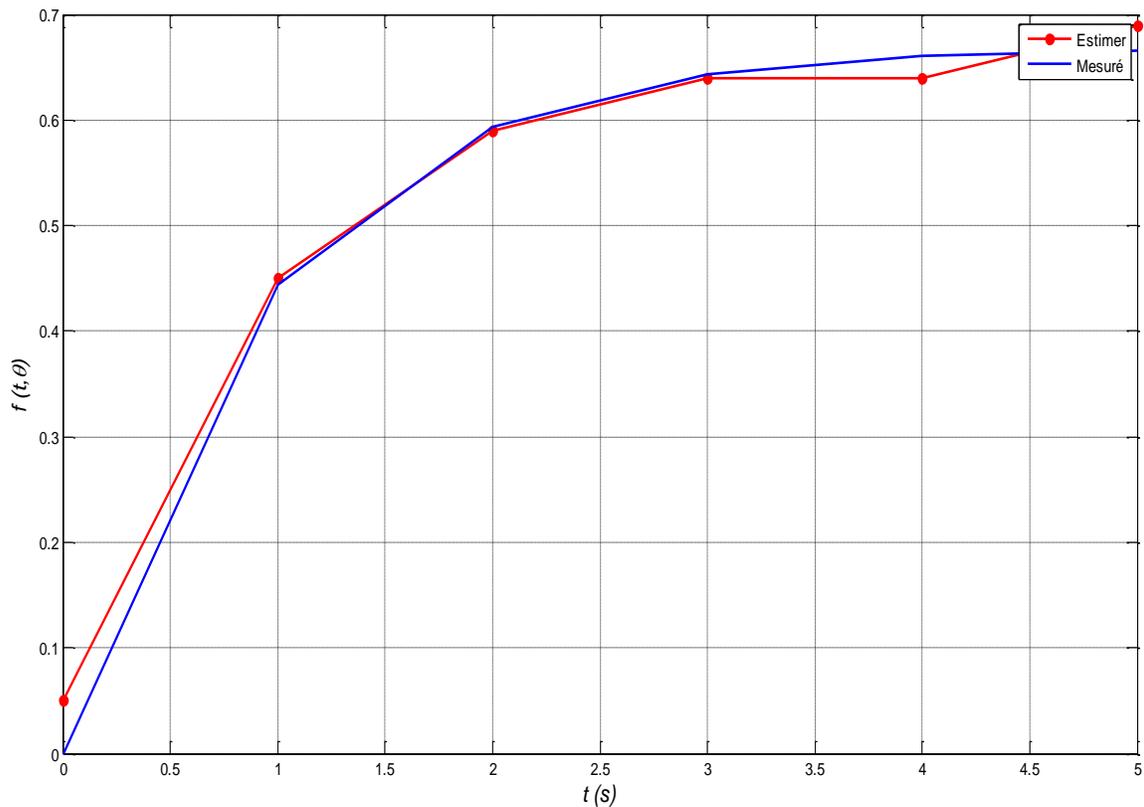


Figure 2.3 : Sorties du système (estimé, mesuré)

Les problèmes du résultat d'optimisation présentent les caractéristiques suivantes [6] :

- Le nombre de paramètres à optimiser est petit, en général moins de dix ;
- la première et les deuxièmes dérivées de la fonction de coût sont relativement faciles à calculer;

- les effets des paramètres sur la valeur du coût sont très inégaux, c.-à-d. le problème est mal conditionné.

Généralement il faut trouver simplement la meilleure valeur des paramètres qui concerne le critère choisi. Il est également important d'évaluer l'incertitude attachée à ce résultat, tenant compte de l'incertitude dans les données et les erreurs numériques. Plusieurs méthodes peuvent être employées (et être probablement combinées) dans ce but. Aucune n'est sans inconvénients, et le problème est peu susceptible de permettre n'importe quelle solution totalement satisfaisante [6].

Lorsque le processus d'estimation prend en compte les bruits de mesure on parle alors d'identification stochastique. Dans ce cas on utilise le filtre de Kalman.

2.5. Filtre de Kalman

Le schéma de principe de ce filtre est présenté sur la figure 2.4.

Le filtre de Kalman est une extension du filtre de Wiener où l'extension porte dans trois directions.

- L'information sur les signaux x et y est donnée sous forme d'un modèle à représentation markovienne. La théorie qui permet de calculer une représentation d'état à partir d'une fonction de covariance s'appelle *la théorie de la réalisation stochastique*,
- Les estimées du signal utile x que l'on peut calculer à partir du filtre de Kalman tiennent compte de l'information sur le signal observé y , à partir d'un instant initial quelconque,
- Enfin, bien que nous ne traitons pas ce cas, le filtre de Kalman se calcule de la même manière que dans les développements de ce chapitre pour un modèle du processus qui est lui-même à paramètres variables.

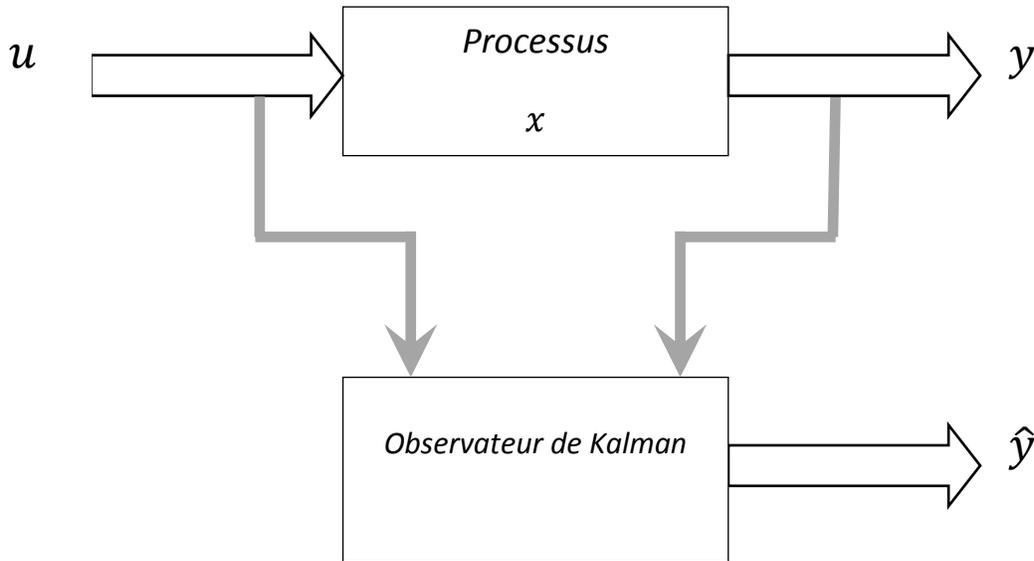


Figure 2.4 : Schéma de principe de la combinaison du filtre de Kalman.

On supposera que le signal utile x et le signal observé y peuvent être représentés par un modèle d'état gaussien markovien :

$$\begin{cases} \dot{x}(k+1) = A \cdot x(k) + B \cdot u(k) + Gw(k) \\ y(k) = C \cdot x(k) + v(k) \end{cases} \quad (2.19)$$

Le signal $u(k)$ est supposé déterministe et connu (dans des problèmes d'automatique u est un signal de commande) ; l'état initial x_0 est supposé gaussien. Les matrices A , B , G et C ont ici considérées comme constantes, mais comme il est dit dans l'introduction il n'y a aucun problème à traiter dans le cas où ces matrices seraient elles-mêmes fonctions du temps k .

C est aussi pour des raisons de facilité qu'on suppose ici que les bruits $w(k)$ et $v(k)$ sont mutuellement indépendants. Le problème de l'estimation au sens de Kalman se pose alors de la manière suivante :

Étant donné un vecteur de mesures :

$$Z(k) = (y^T(k), u^T(k), y^T(k-1), u^T(k-1), \dots, y^T(0), u^T(0))^T,$$

On désire construire un estimateur optimal de $x(j)$ que l'on notera $\hat{x}(j|k)$. On considérera trois situations :

1. Si $j = k$ on parlera de *filtrage optimal*,
2. Si $j > k$ on parlera de *prédiction optimale*,
3. Si $j < k$ on parlera de *lissage optimal*.

On utilise le modèle du système pour prédire l'état à partir de la prédiction précédente:

$$\begin{cases} \hat{x}((k+1)|k) = A \cdot \hat{x}((k)|k) + B \cdot u(k) \\ \hat{y}((k+1)|k) = C \cdot \hat{x}((k)|k) \end{cases} \quad (2.20)$$

On utilise l'état prédit pour obtenir l'état estimé en posant :

$$\hat{x}(k+1|k+1) = \hat{x}(k+1|k) + K(k+1) \times (y(k+1) - \hat{y}(k+1|k)) \quad (2.21)$$

Calcul de la matrice de covariance :

$$P(k+1|k) = A P(k|k) A^T + G Q G^T \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} P(k+1|k+1) &= [I - K(k+1) \cdot C] \cdot P(k+1|k) \cdot [I - K(k+1) \cdot C]^T \\ &\quad + K(k+1) \cdot R \cdot K(k+1)^T \end{aligned} \quad (2.23)$$

P_0 , Q et R ont considérées comme constantes,

Le gain de Kalman doit permettre de minimiser le critère quadratique :

$$\min_k (J(k+1)) = \min_k (\text{trace}(P(k+1|k+1))) \quad (2.24)$$

$$K(k+1) = P(k+1|k) \cdot C^T \cdot [C \cdot P(k+1|k) \cdot C^T \cdot R]^{-1} \quad (2.25)$$

Système linéaire + Bruits blancs Gaussiens → Convergence + Filtre optimal

La figure 2.5 présente l'algorithme de calcul du filtre de Kalman.

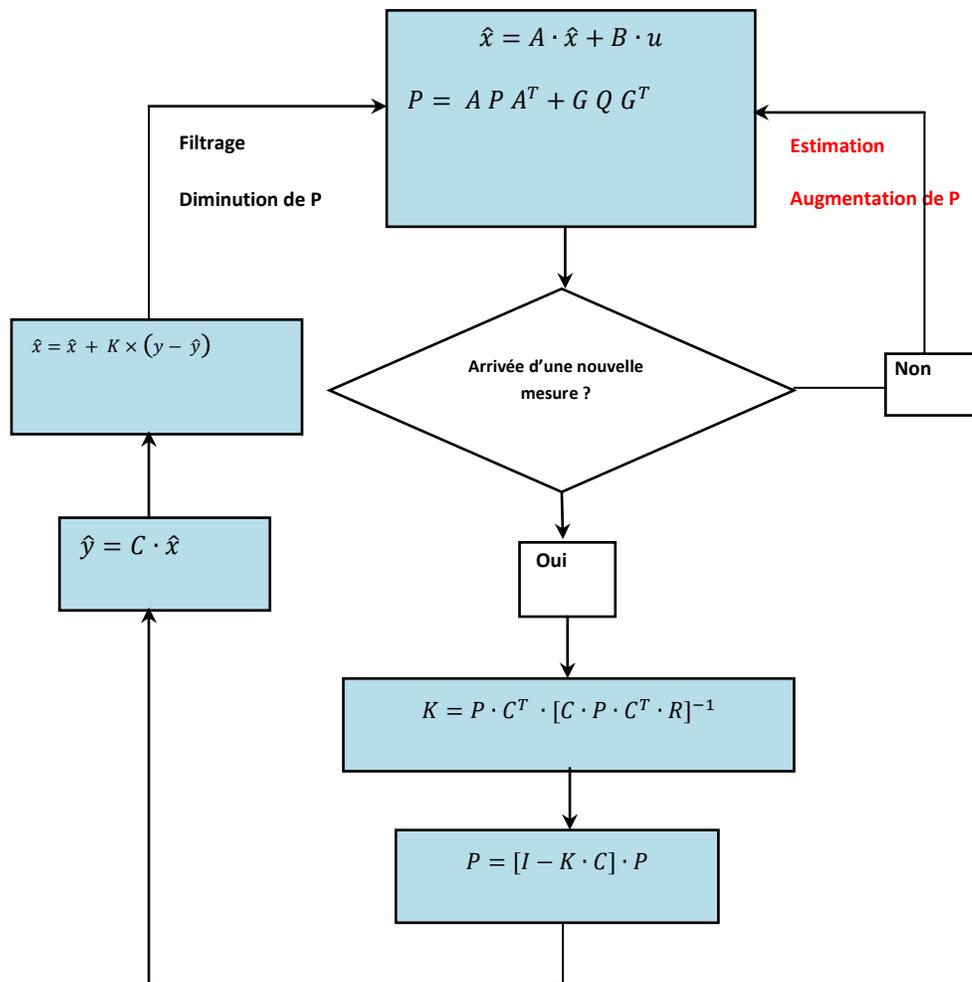


Figure 2.5 : Algorithme du filtre de Kalman.

Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter un bref aperçu sur l'art et l'approche de l'identification. Puis nous présentons quelques méthodes d'identification, nous basant sur la méthode des moindres carrés et l'algorithme de Marquardt., méthode que nous allons utiliser pour l'identification de la machine asynchrone proposée à l'étude.

CHAPITRE III

Identification de la machine saine

Sommaire

3.1. Base de données expérimentales	52
3.2. Identification des paramètres par erreur de sortie	55
3.3. Résultats de la simulation	57
3.4. Conclusion.....	81

3.1. Base de données expérimentales

Le jeu de données est constitué respectivement de deux vecteurs de mesure; l'entrée $u(t)$ et la sortie $y(t)$. L'entrée du procédé représente la tension de la machine asynchrone. La sortie $y(t)$ représente le courant de la machine asynchrone. Le procédé est excité par un signal d'entrée riche en fréquences et en amplitudes afin d'avoir un jeu de données approprié pour l'estimation. La période d'échantillonnage est fixée à 0.7 millisecondes.

Les données expérimentales ont été prises du site du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle, LAII de Poitiers [9]. La description du banc expérimental est donnée en annexe.

Avant d'entamer l'identification des paramètres, nous avons séparé les données en deux jeux de données. Un premier jeu est utilisé pour l'identification des paramètres, le deuxième est utilisé pour la validation de l'estimation. La séparation des données est faite de manière à ce que le premier jeu de données soit suffisamment informatif permettant de couvrir l'ensemble du spectre. Le deuxième jeu contient suffisamment de données de manière à rendre la validation aussi crédible que possible.

Les données de l'essai mesuré ont été enregistrées sur 6000 points de mesure. La figure 3.1 présente les tensions $v_{a,b,c}$, les courants $i_{a,b,c}$, en régime permanent de la machine asynchrone

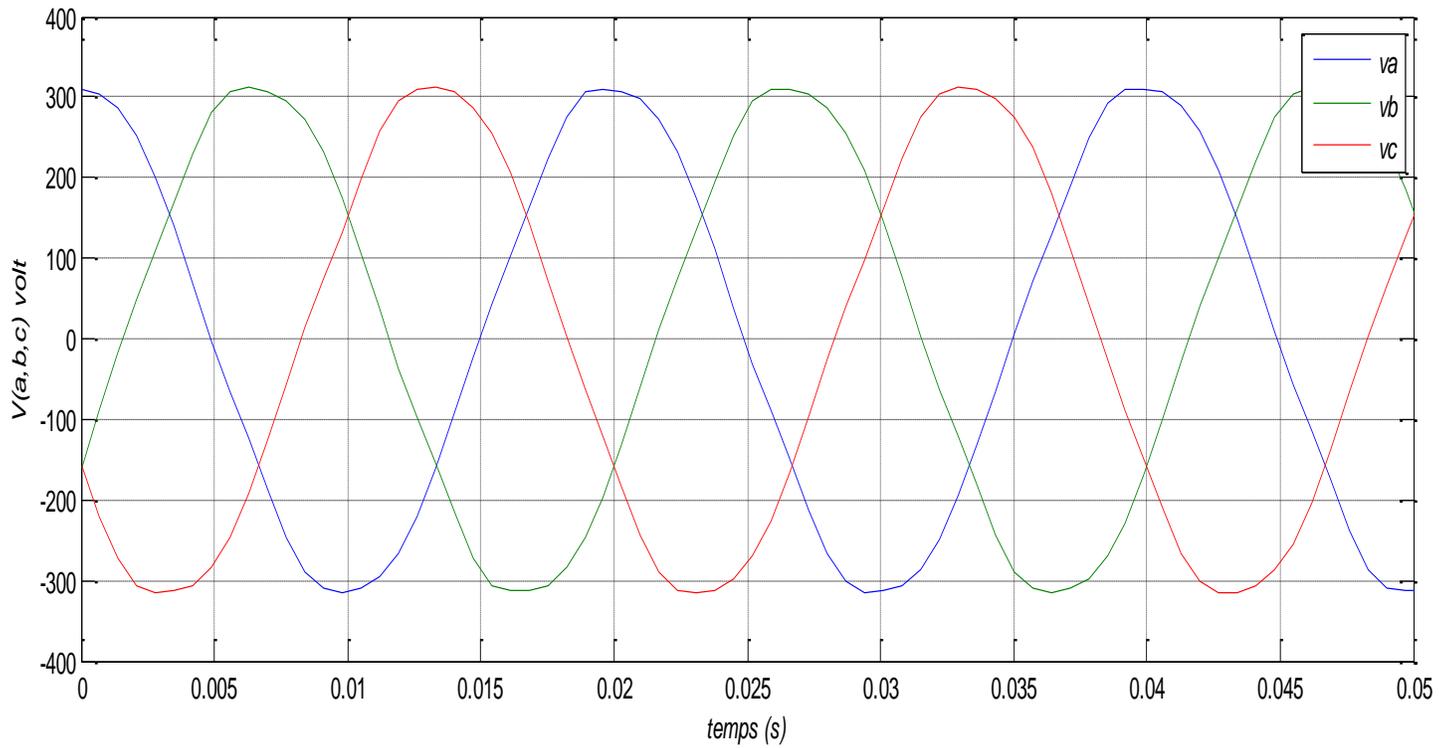
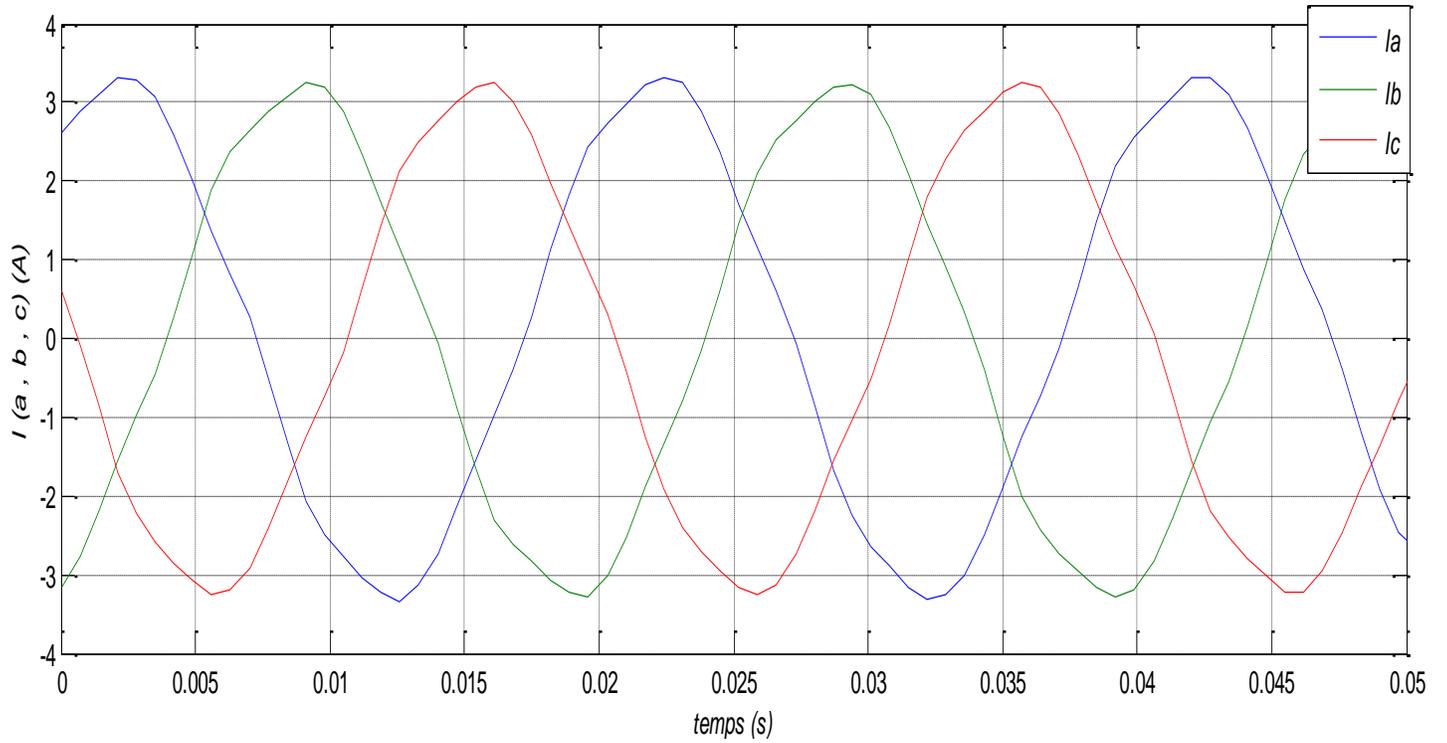


Figure 3.1 : Courants et tensions mesurés.

Le passage du système triphasé au système biphasé donne les tensions $v_{d,q}$, les courants $i_{d,q}$ présentés dans la figure 3.2.

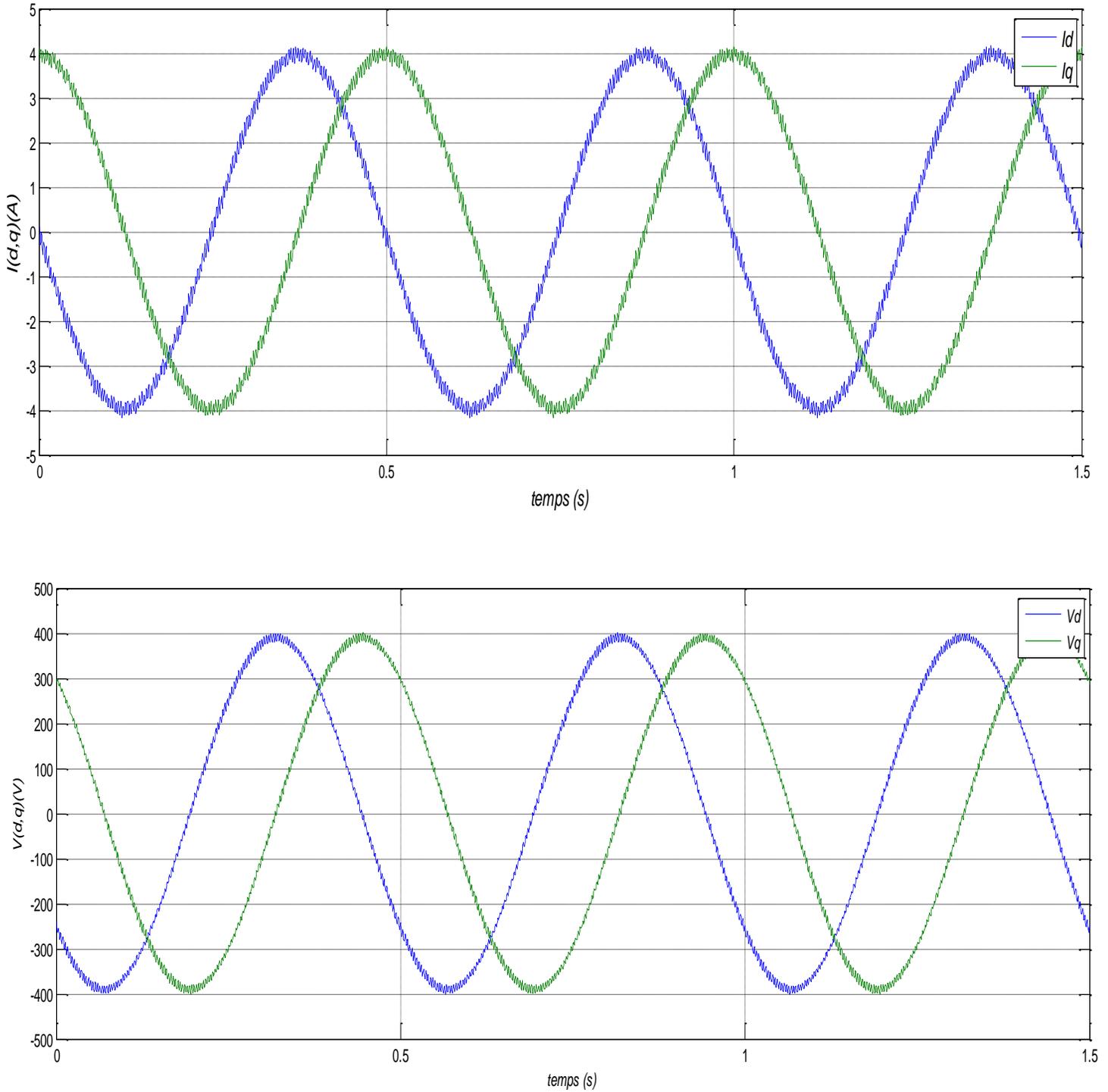


Figure 3.2 : Courants et tensions de Park mesurés.

3.2. Identification des paramètres par erreur de sortie

Le modèle dynamique de Park de la MAS, précédemment défini, s'exprime sous forme de système d'état discret déduit du modèle continu (voir équation 1.21) selon : [10]

$$\begin{cases} \dot{x}(k+1) = A_d \cdot x(k) + B_d \cdot u(k) \\ y(k) = C_d \cdot x(k) \end{cases} \quad (3.1)$$

avec : $A_d = e^{AT_e}$; $B_d = \left[\int_0^{T_e} e^{A\tau} d\tau \right] \cdot B$; $C_d = C$

L'application de l'algorithme de Levenberg-Marquardt à erreur de sortie pour l'identification des paramètres électriques du modèle de Park de la machine asynchrone consiste à minimiser le critère quadratique multivariable suivant :

$$J = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon_d(k)^T \varepsilon_d(k) + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon_q(k)^T \varepsilon_q(k) \quad (3.2)$$

avec $\varepsilon_{d,q} = i_{d,q} - \hat{i}_{d,q}$

où $i_{d,q}$ et $\hat{i}_{d,q}$ sont respectivement les courants d'axe d et q mesurés et estimés après identification.

L'intérêt du critère multivariable est qu'il fournit à l'estimateur une information plus riche que dans le cas d'un critère basé sur la minimisation d'une seule grandeur de sortie. La minimisation de ce critère est réalisée par une technique de programmation non-linéaire de type Levenberg-Marquardt.

Le calcul des fonctions de sensibilité se déduit directement de la représentation d'état de la machine asynchrone (3.1) et la résolution du système différentiel ainsi obtenu s'effectue par la méthode de l'exponentielle de matrice, et après linéarisation des signaux d'entrée entre deux échantillons consécutifs. Ainsi, on procède à l'estimation itérative du vecteur paramètres $\theta = [R_s \ R_r \ L_m \ N_s]$.

L'initialisation de cette technique repose uniquement sur celle du vecteur des paramètres initiaux θ_0 et du coefficient d'ajustement λ . Un inconvénient de cette technique est que des risques de divergence de l'algorithme peuvent survenir si θ_0 est trop éloigné de l'optimum.

Le système est échantillonné avec une période d'échantillonnage $T_e = 0.7 \text{ ms}$. L'initialisation des paramètres à estimer a été prise égale aux paramètres constructeurs. La validation des résultats d'identification des paramètres électriques de la MAS, obtenus par moindres carrés ou algorithme de Levenberg-Marquardt, est réalisée en comparaison avec les données du constructeur de la MAS, présentées dans le tableau 3.1 ci-dessous :

<i>paramètres</i>	<i>valeurs</i>
$R_s (\Omega)$	9.8
$R_r(\Omega)$	5.3
$L_s (\text{H})$	0.5
$N_r (\text{H})$	0.04

Tableau 3.1 : *Valeurs des paramètres électriques à identifier – Données constructeur.*

3.3. Résultats de la simulation

Le tableau 3.2 présente les paramètres estimés par algorithme de Levenberg-Marquardt du modèle à fuites totalisées au stator et du modèle à fuites totalisées au rotor avec 3 essais en régimes permanents, sans défaut, à chaud de même vitesse $\omega = 1439 \text{ tr/mn}$ ainsi que les erreurs moyennes.

Essais Paramètres	fuites totalisées au stator			Essais Paramètres	fuites totalisées au rotor		
	Essai 1	Essai 2	Essai 3		Essai 1	Essai 2	Essai 3
$R_s (\Omega)$	9.81580	9.83758	9.82193	$R_s (\Omega)$	9.81580	9.83758	9.82193
$R_r (\Omega)$	3.92583	4.01730	4.11742	$R_{2r}(\Omega)$	4.82002	4.92524	4.95269
$L_m (\text{H})$	0.43961	0.44789	0.44348	$L_s (\text{H})$	0.48711	0.49592	0.48638
$N_s (\text{H})$	0.0475	0.04804	0.4290	$N_r (\text{H})$	0.05263	0.05318	0.04705
ε_{moy}	$3.8006 e-4$	0.0014	0.0012	ε_{moy}	$3.8006 e-4$	0.0014	0.0012

Tableau 3.2 : Paramètres électriques estimés par algorithme de Levenberg-Marquardt et erreur de sortie.

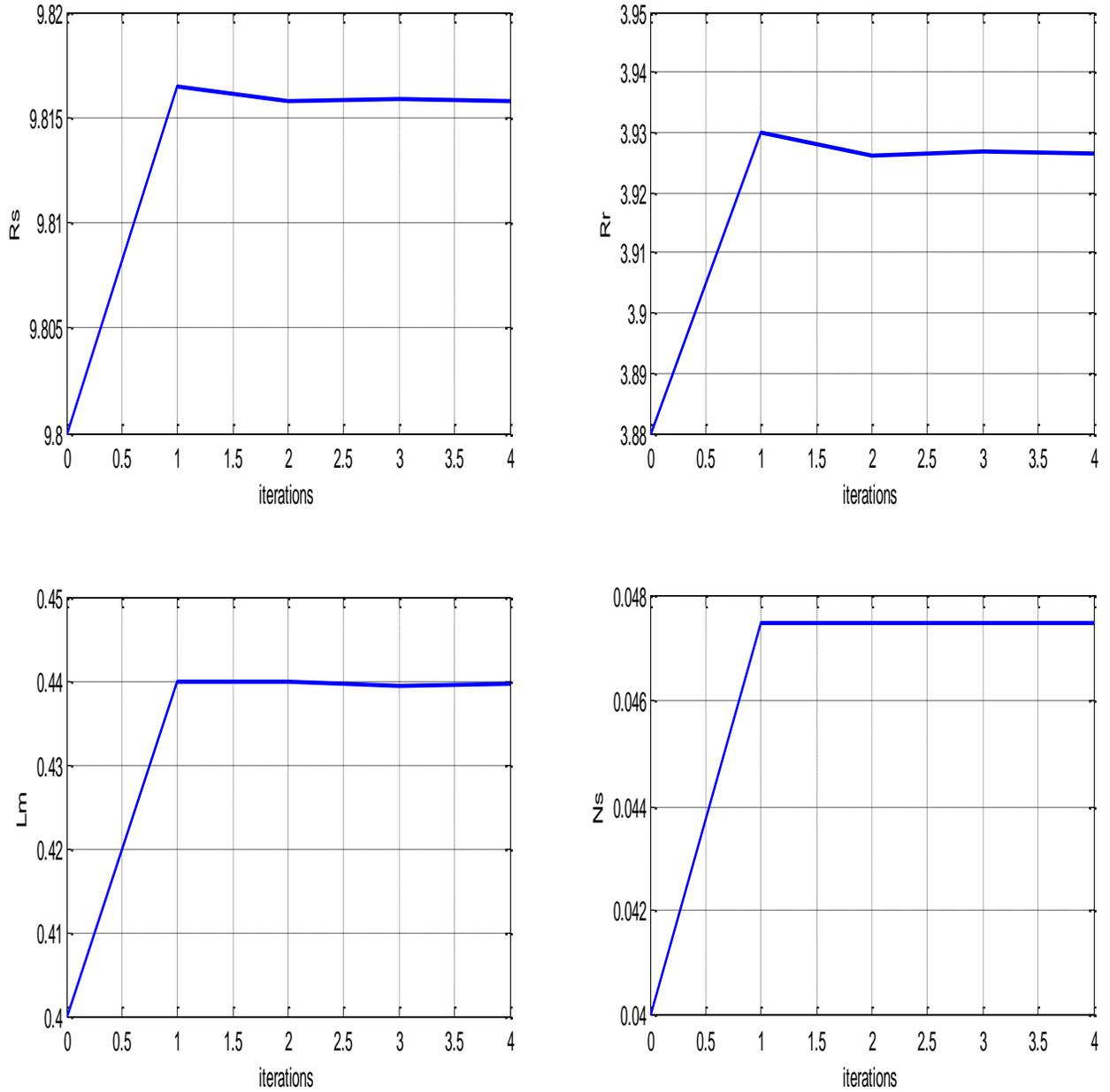


Figure 3.3 : Paramètres estimés à fuites statoriques pour l'essai 1 ($\omega = 1439$ tr/mn).

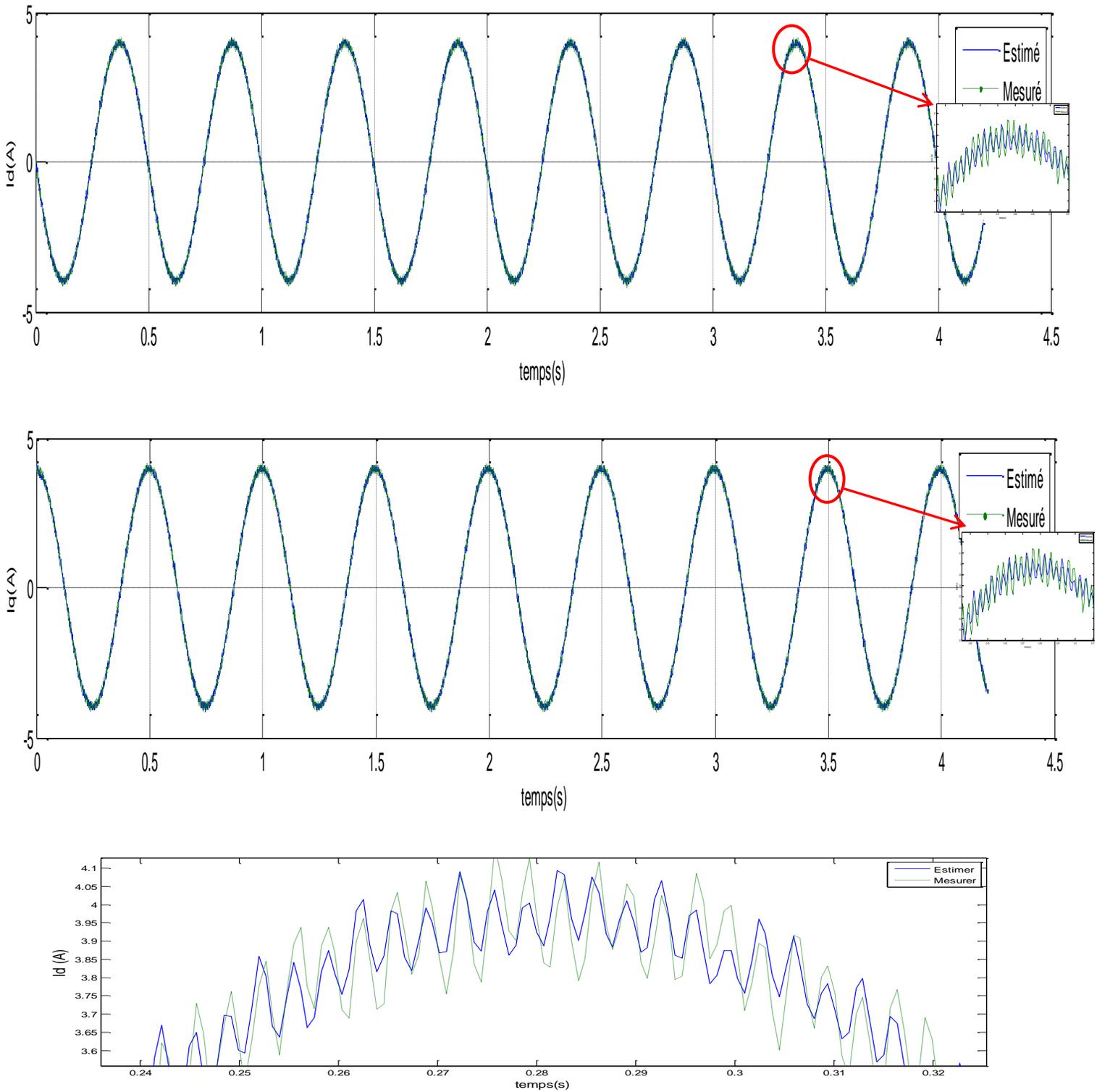


Figure 3.4 : Courants estimé et mesuré d'axe d et q pour l'essai 1 ($\omega = 1439$ tr/mn).

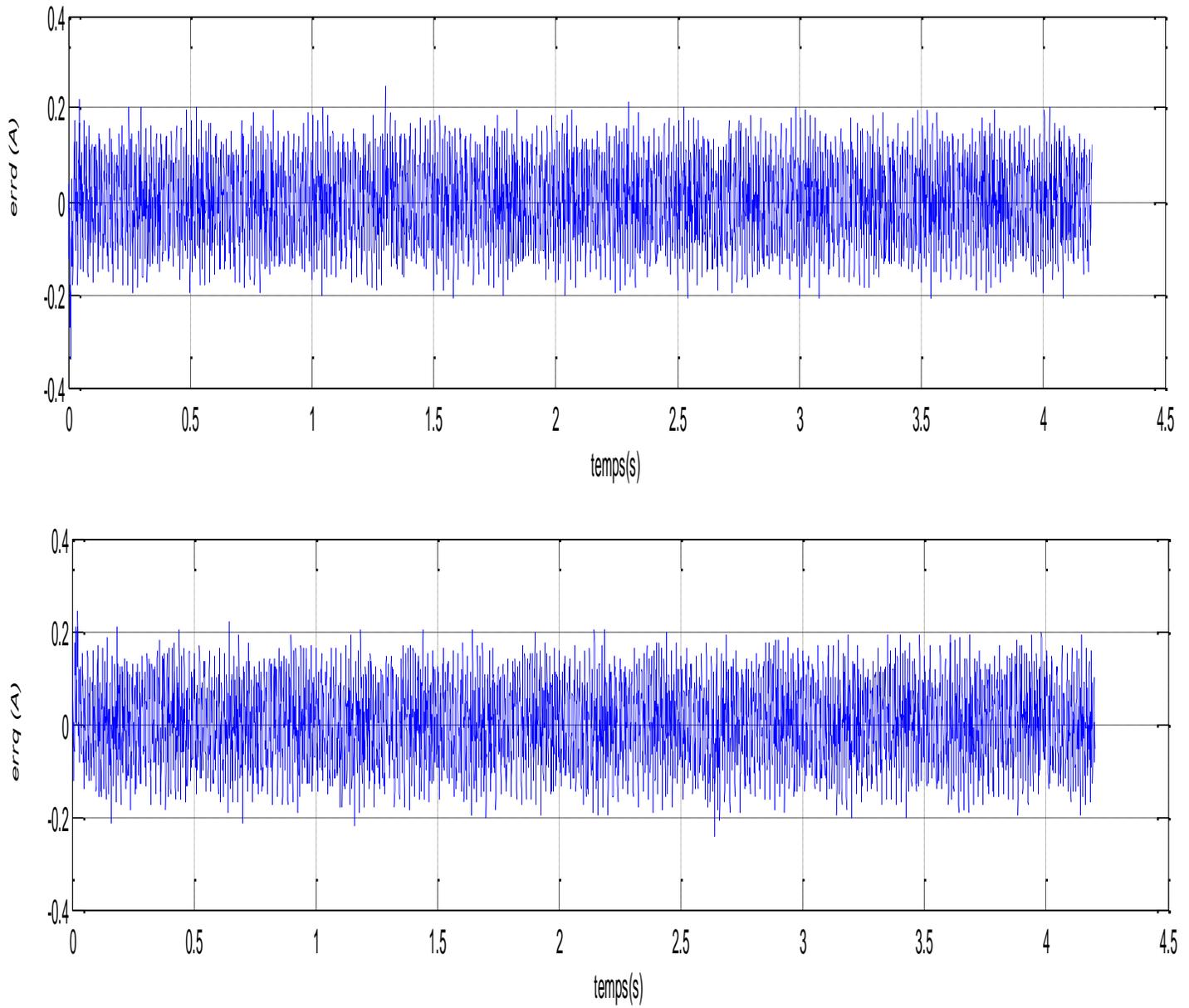


Figure 3.5 : Erreurs d'estimation d'axe d et q pour l'essai 1 ($\omega = 1439$ tr/mn).

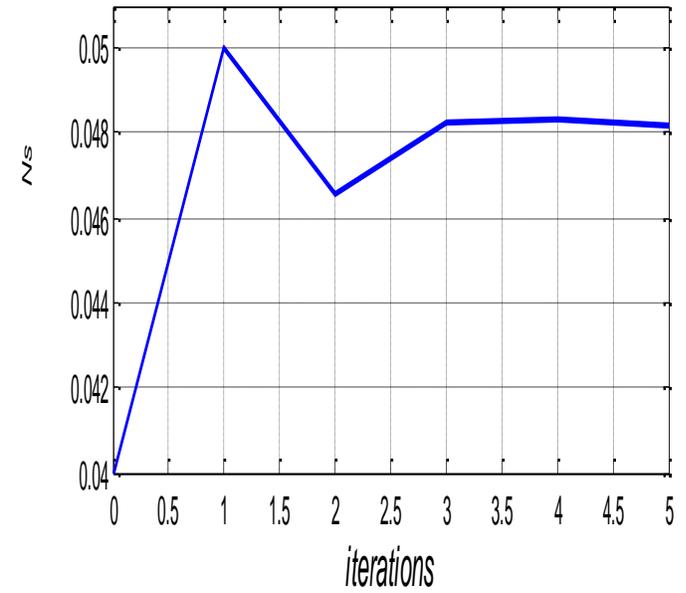
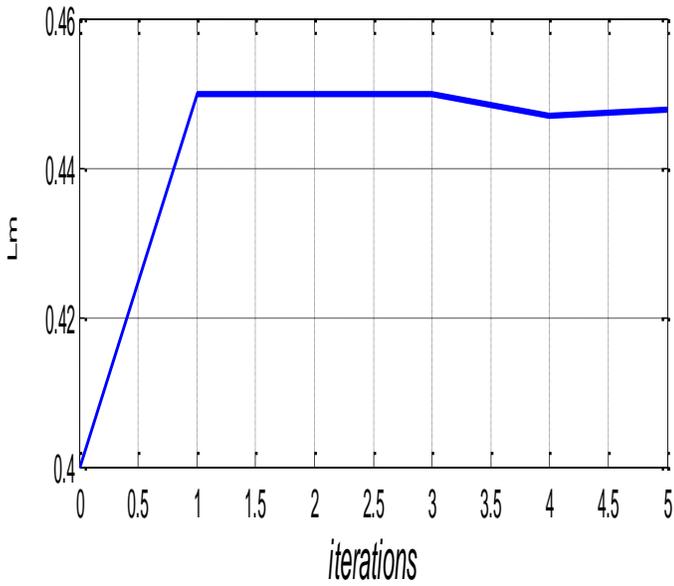
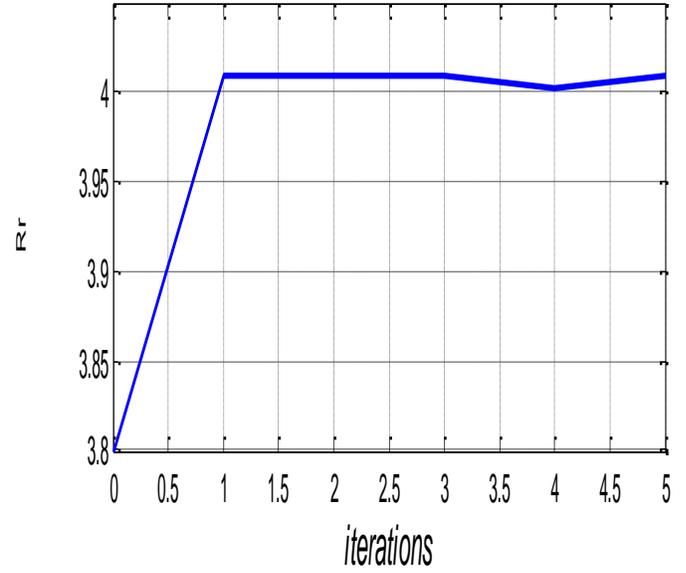
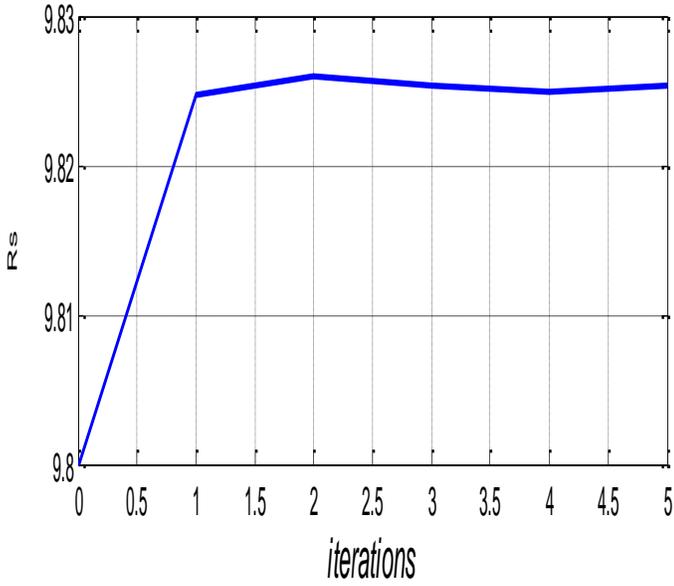


Figure 3.6 : Paramètres estimés à fuites statoriques pour l'essai 2 ($\omega = 1439$ tr/mn).

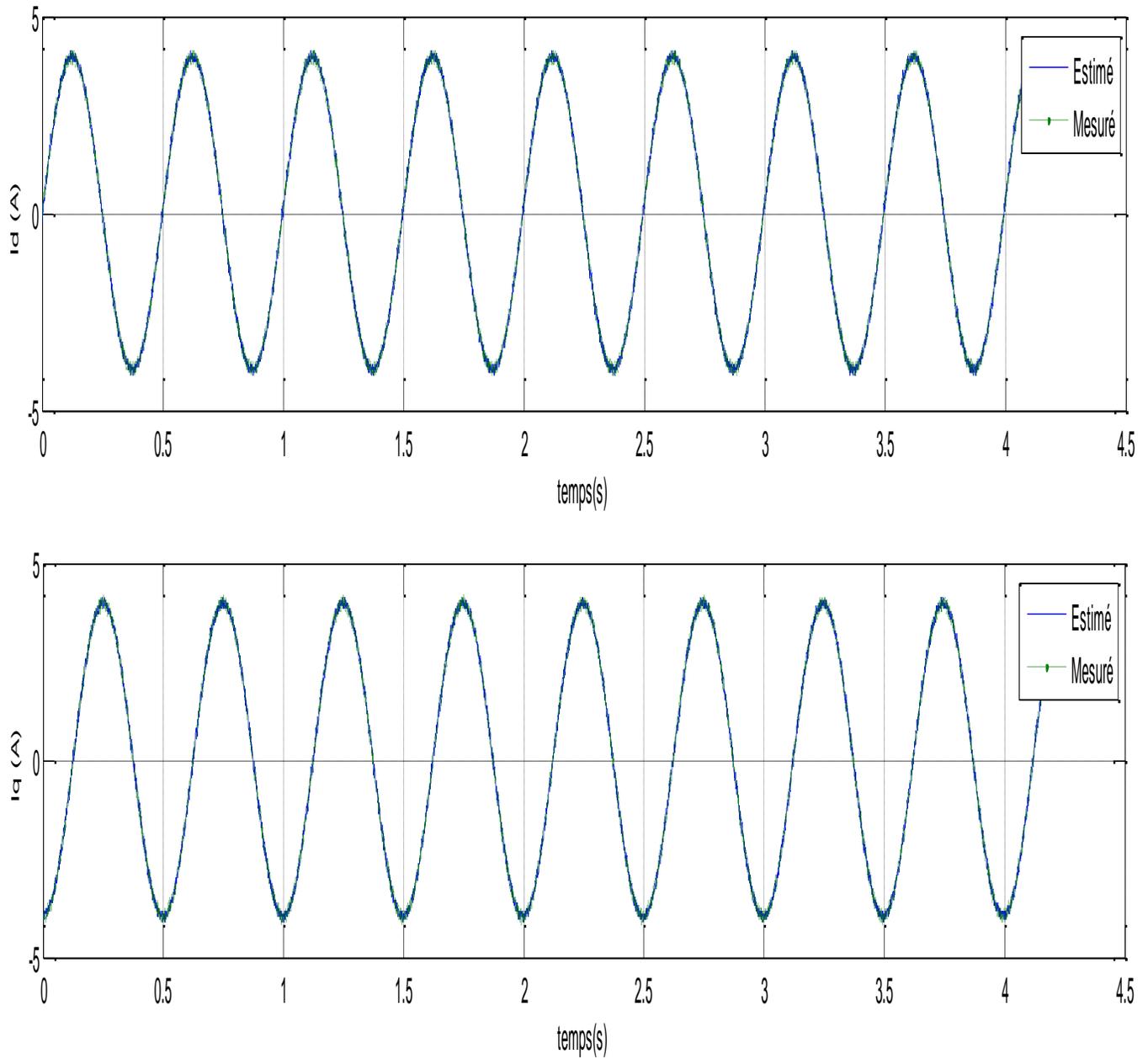


Figure 3.7 : Courants estimé et mesuré d'axe d et q pour l'essai 2 ($\omega = 1439$ tr/mn).

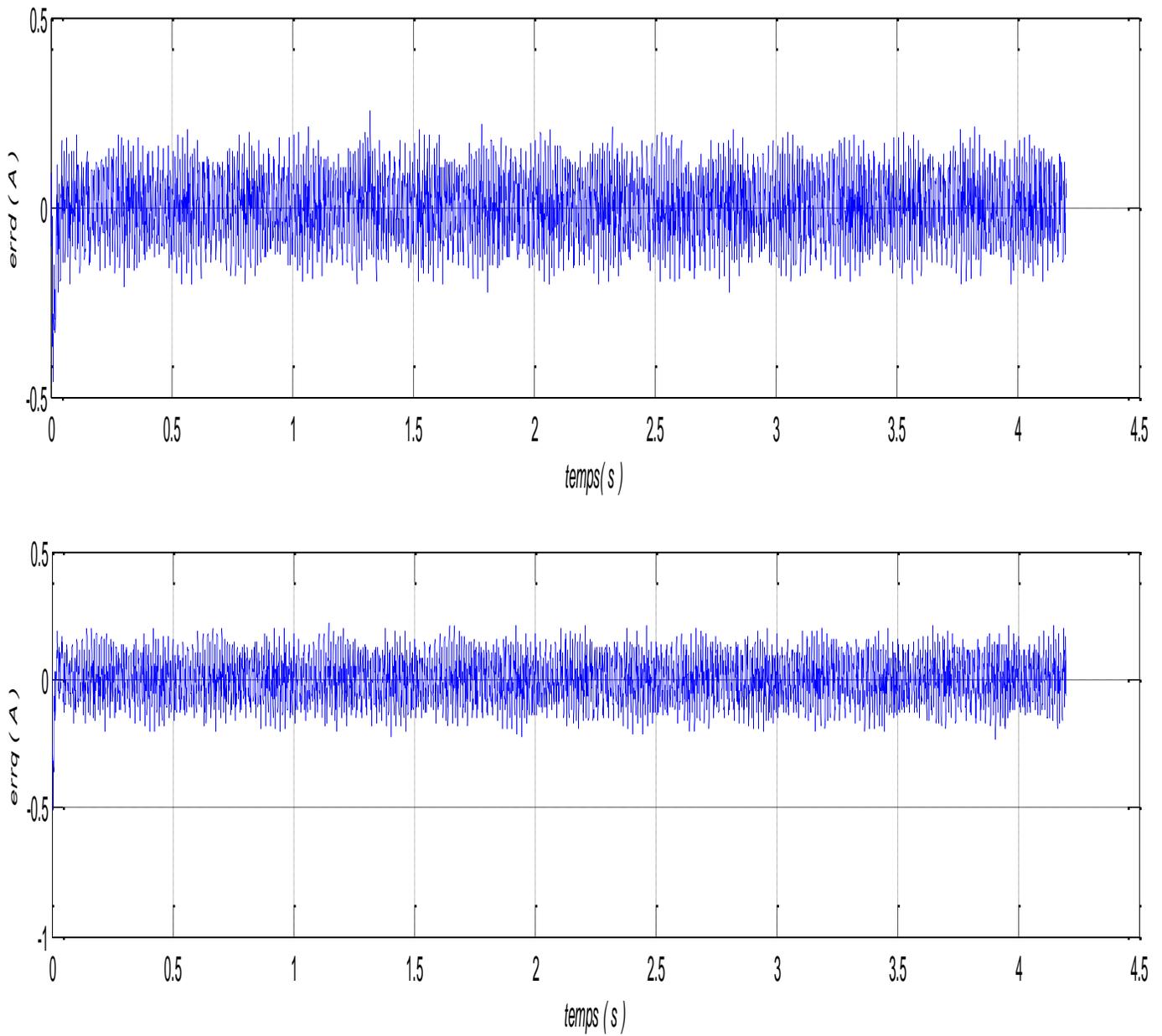


Figure 3.8 : Erreurs d'estimation d'axe d et q pour l'essai 2 ($\omega = 1439$ tr/mn).

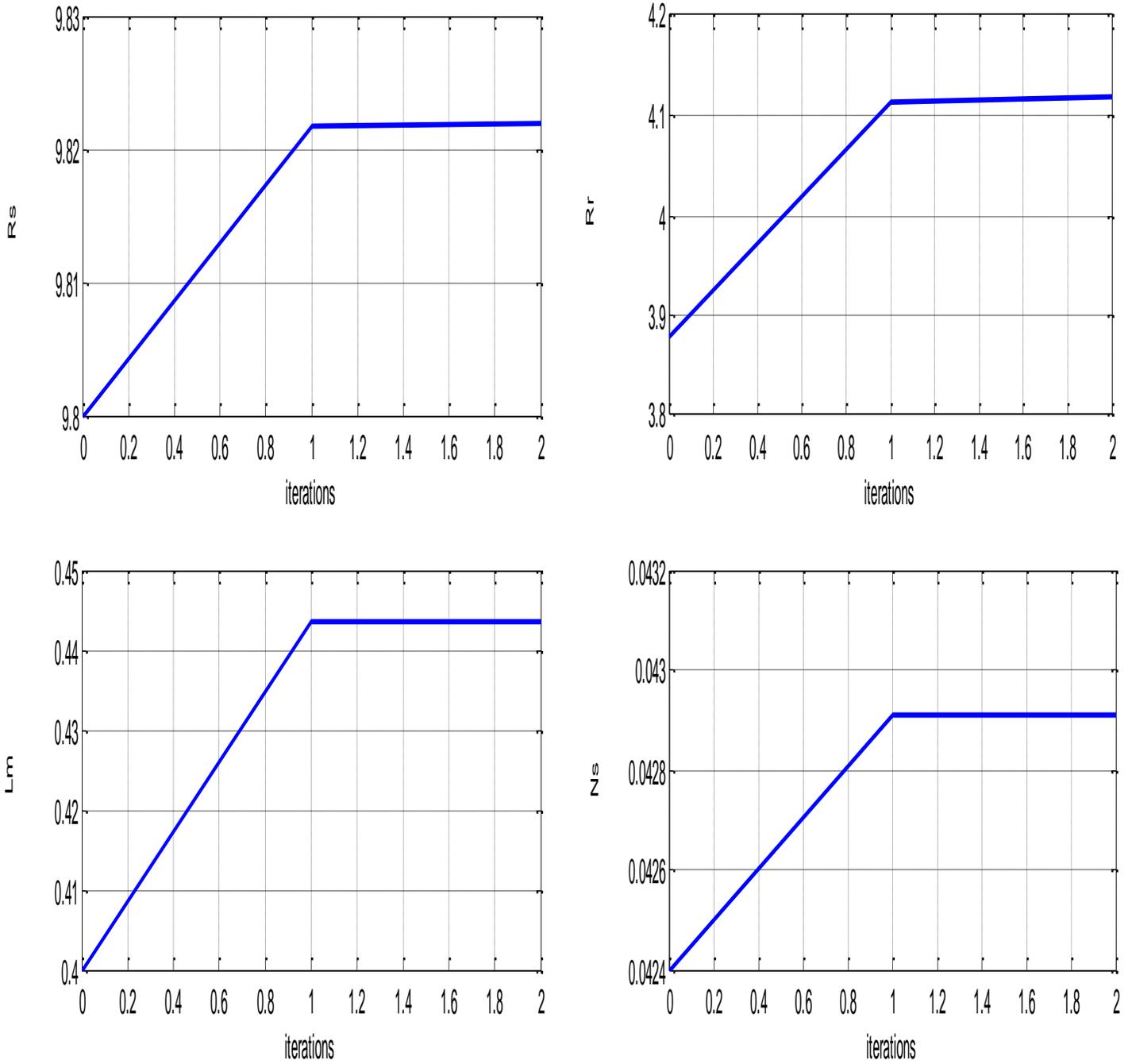


Figure 3.9 : Paramètres estimés à fuites statoriques pour l'essai 3 ($\omega = 1439$ tr/mn).

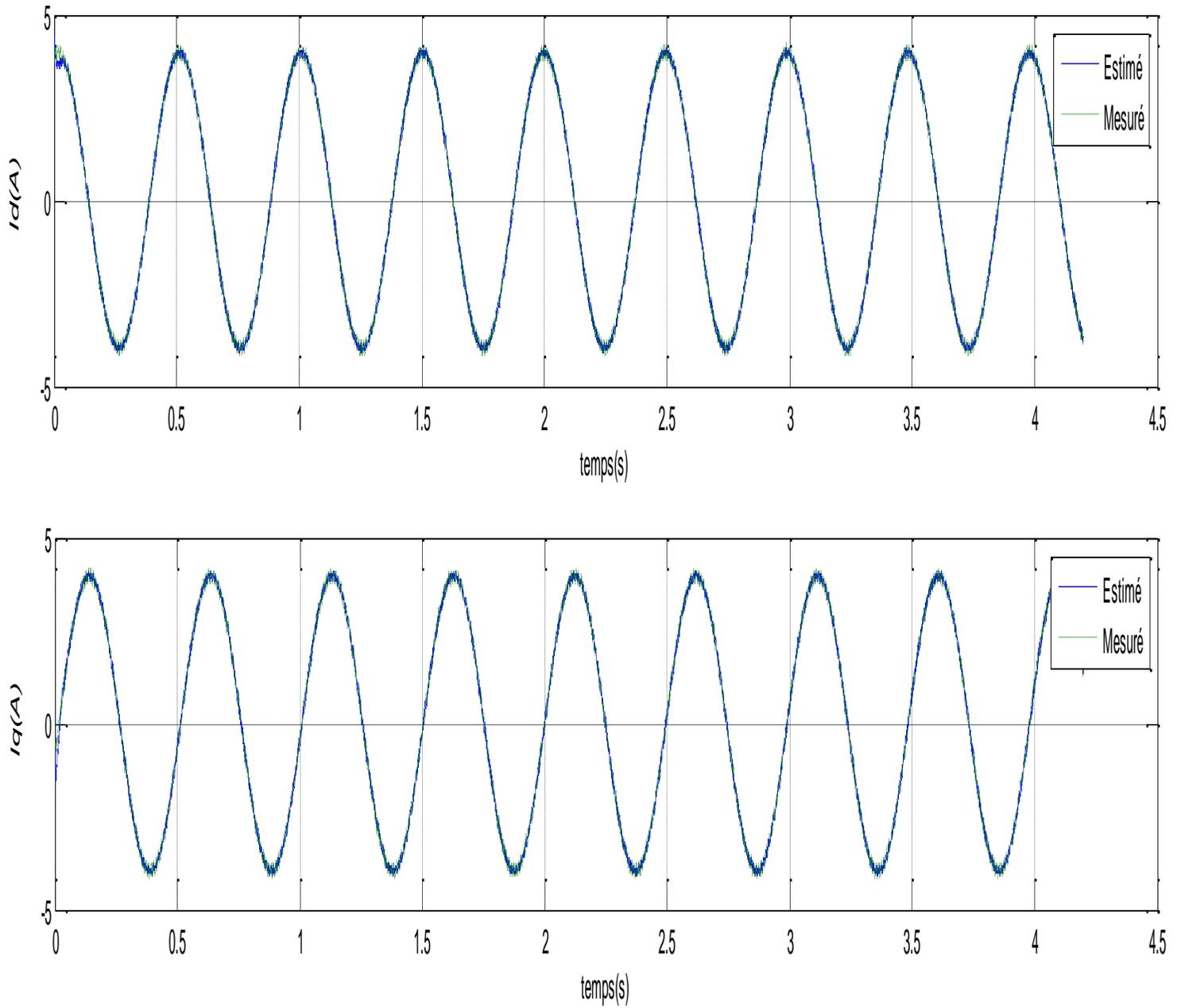


Figure 3.10 : Courants estimé et mesuré d'axe d et q pour l'essai 3 ($\omega = 1439$ tr/mn).

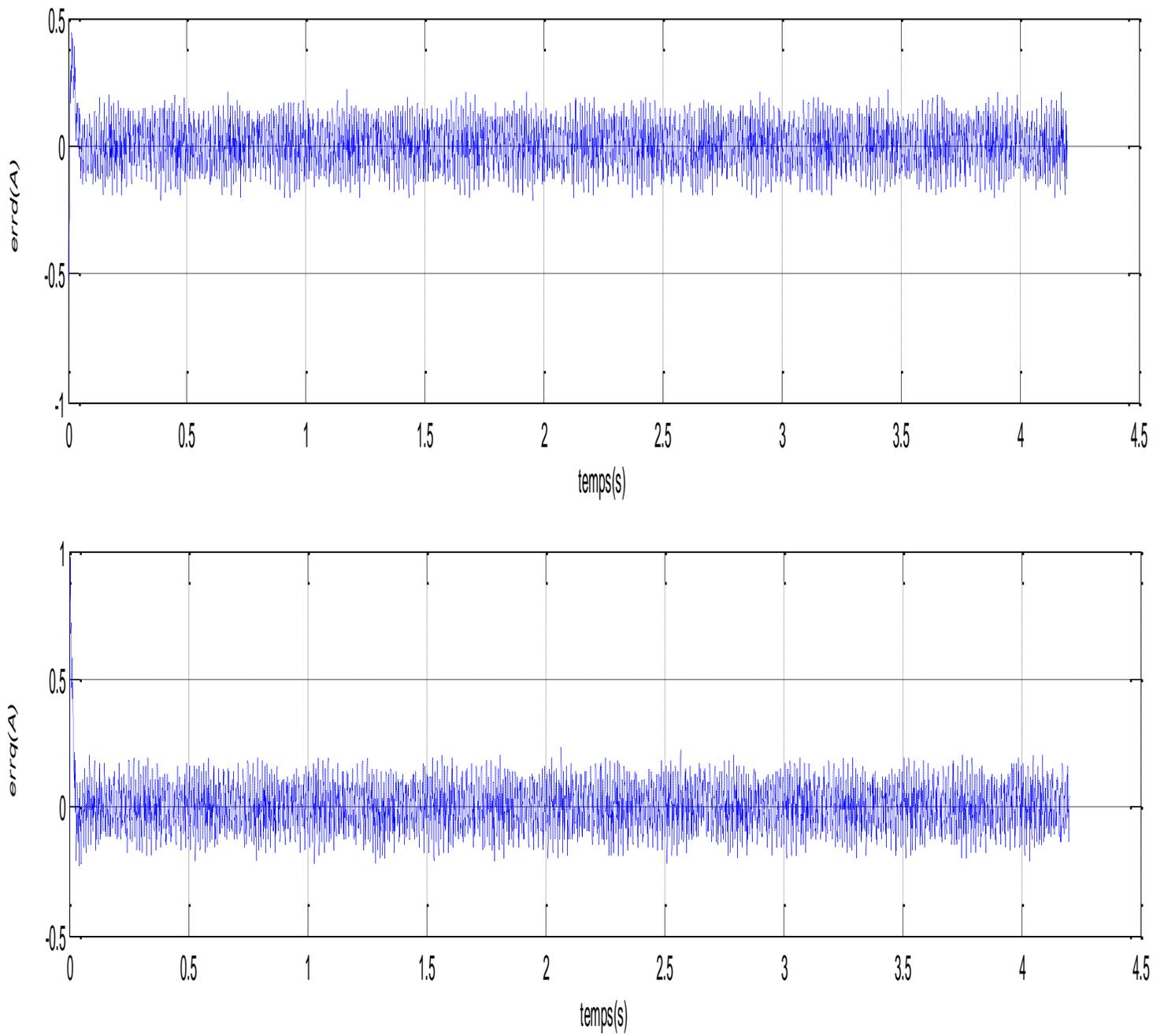


Figure 3.11 : Erreurs d'estimation d'axe d et q pour l'essai 3 ($\omega = 1439$ tr/mn).

Les figures 3.4 ,3.6, 3.8 présentent les courants d’axes d et q ainsi que les erreurs d’estimation respectives, et les figures 3.3, 3.5, 3.7 les paramètres identifiés à chaque itération.

Les figures 3.4 ,3.6, 3.8 montrent que l’erreur d’estimation des courants d’axe d et q est assez faible même dans le cas de consignes proches du courant nominal et restent inférieures à 5% de la valeur maximale du courant.

Le tableau 3.2 montre que les estimations paramétriques obtenues sont très proches des valeurs du constructeur. Les différences peuvent être dues au fait que ce sont les tensions de référence à la sortie du régulateur qui sont utilisées et non les tensions réelles en sortie de l’onduleur et les conditions d’utilisation pour l’identification des paramètres de la MAS sont différentes de celles définies par le constructeur.

Par la suite, nous avons identifié les paramètres électriques de la MAS avec différents vitesses de rotation.

Le tableau 3.3 présente les paramètres estimés avec 3 essais en régimes permanents sans défaut, à chaud avec variation de la vitesse de rotation ainsi que les erreurs moyennes.

Essais	à chaud		
	$\omega = 1439 \text{ tr/mn}$ $I_{seff} = 2.28 \text{ A}$	$\omega = 1468 \text{ tr/mn}$ $I_{seff} = 1.76 \text{ A}$	$\omega = 1492 \text{ tr/mn}$ $I_{seff} = 1.5 \text{ A}$
$R_s (\Omega)$	9.83758	9.81053	9.80133
$R_r (\Omega)$	4.01730	3.81264	2.88389
$L_m (\text{H})$	0.44789	0.44389	0.41459
$N_s (\text{H})$	0.04804	0.05	0.06946

Tableau 3.3 : Paramètres électriques estimés avec variation de la vitesse de rotation.

$\omega = 1468 \text{ tr/mn}$

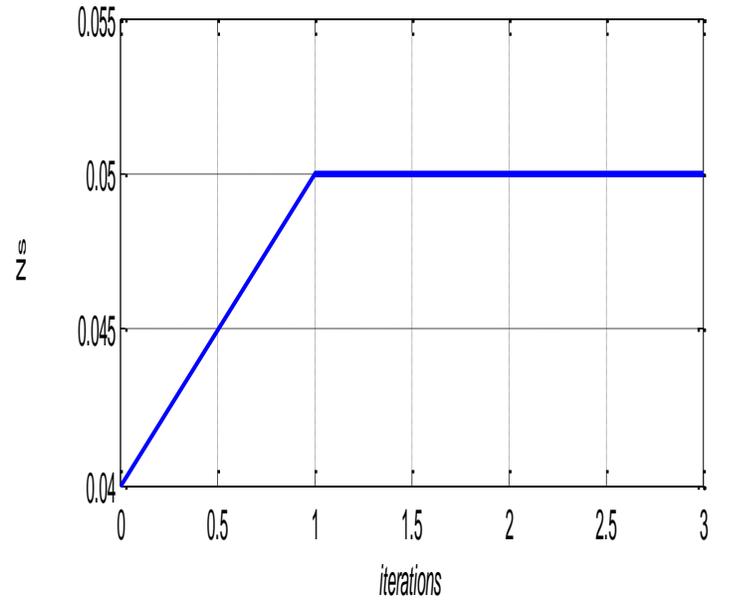
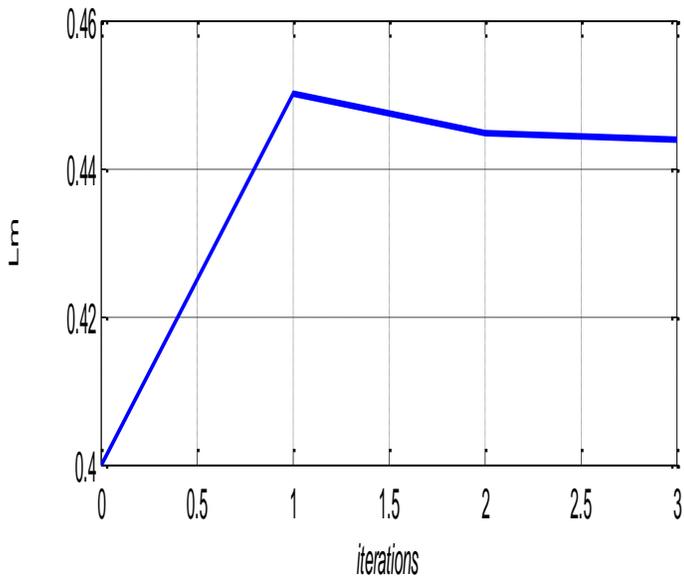
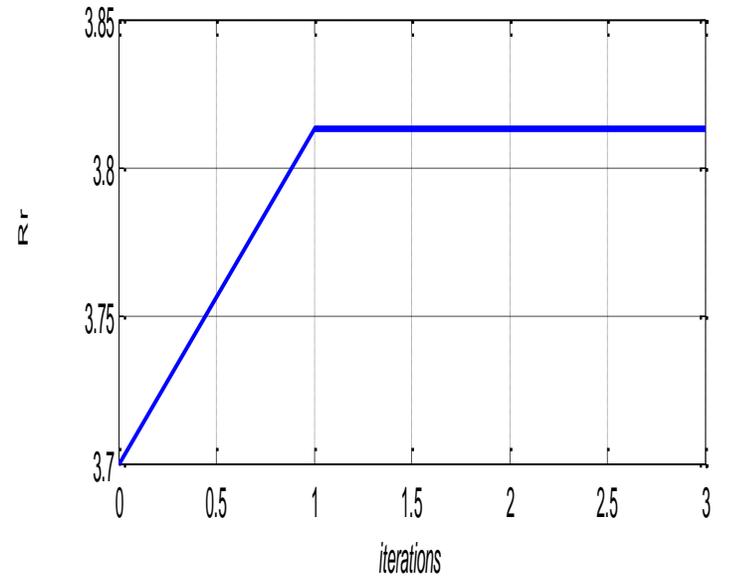
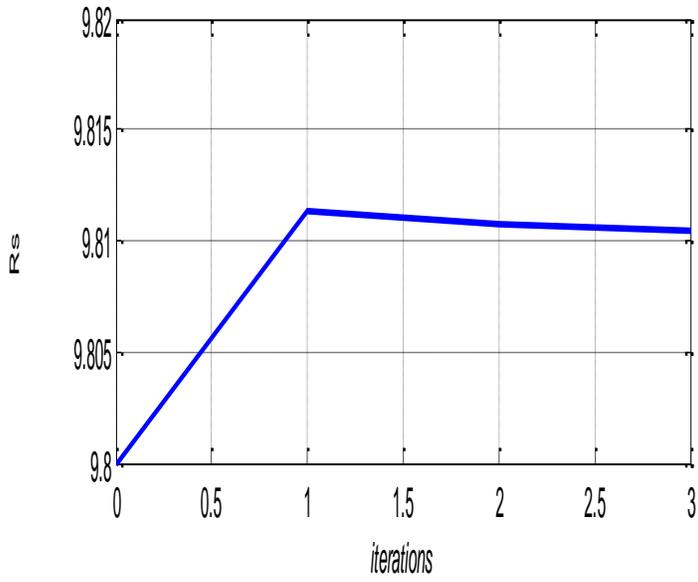


Figure 3.12 : Paramètres estimés à fuites statoriques ($\omega = 1468 \text{ tr/mn}$).

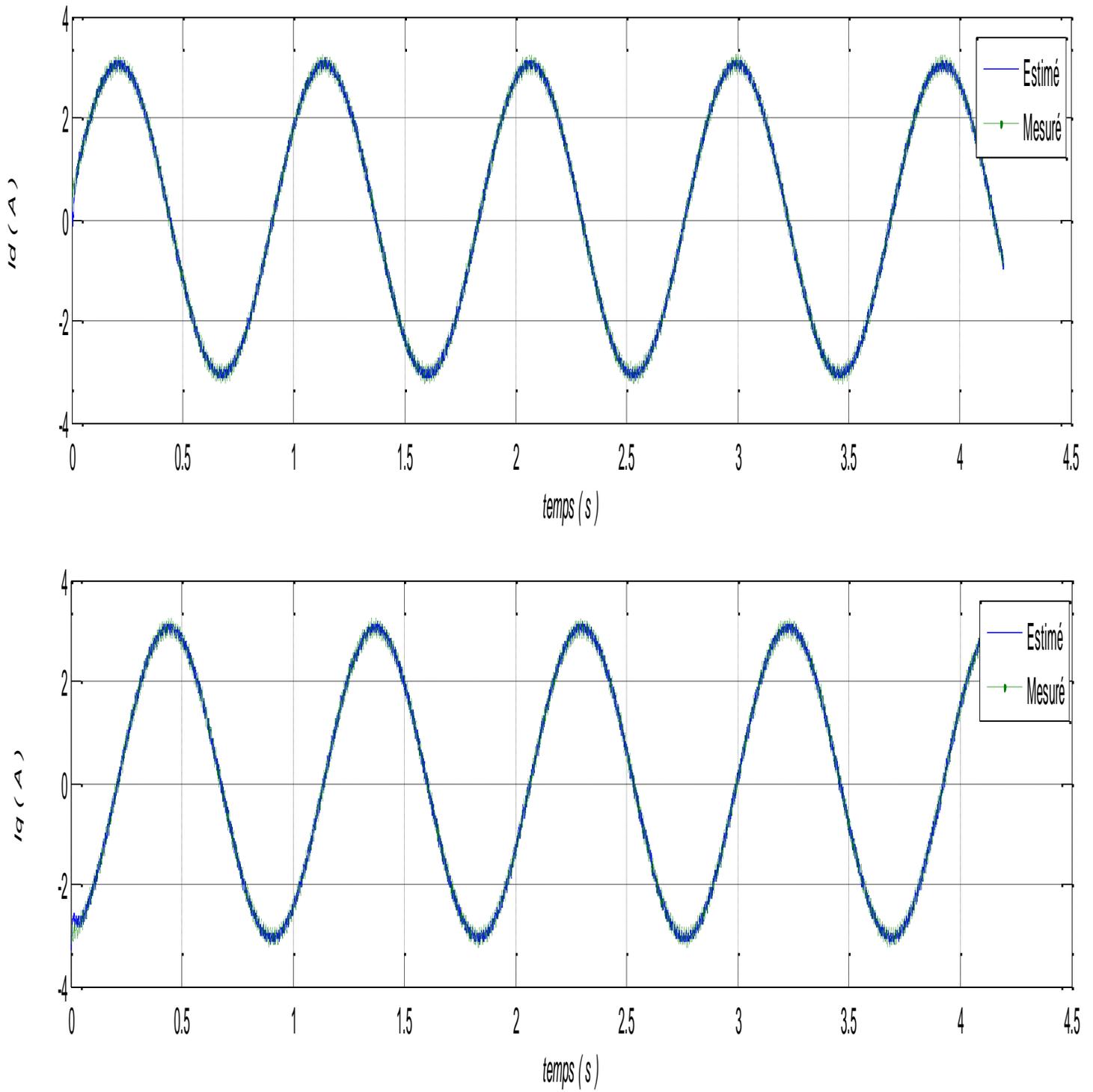


Figure 3.13 : Courants estimé et mesuré d'axe d et q ($\omega = 1468$ tr/mn).

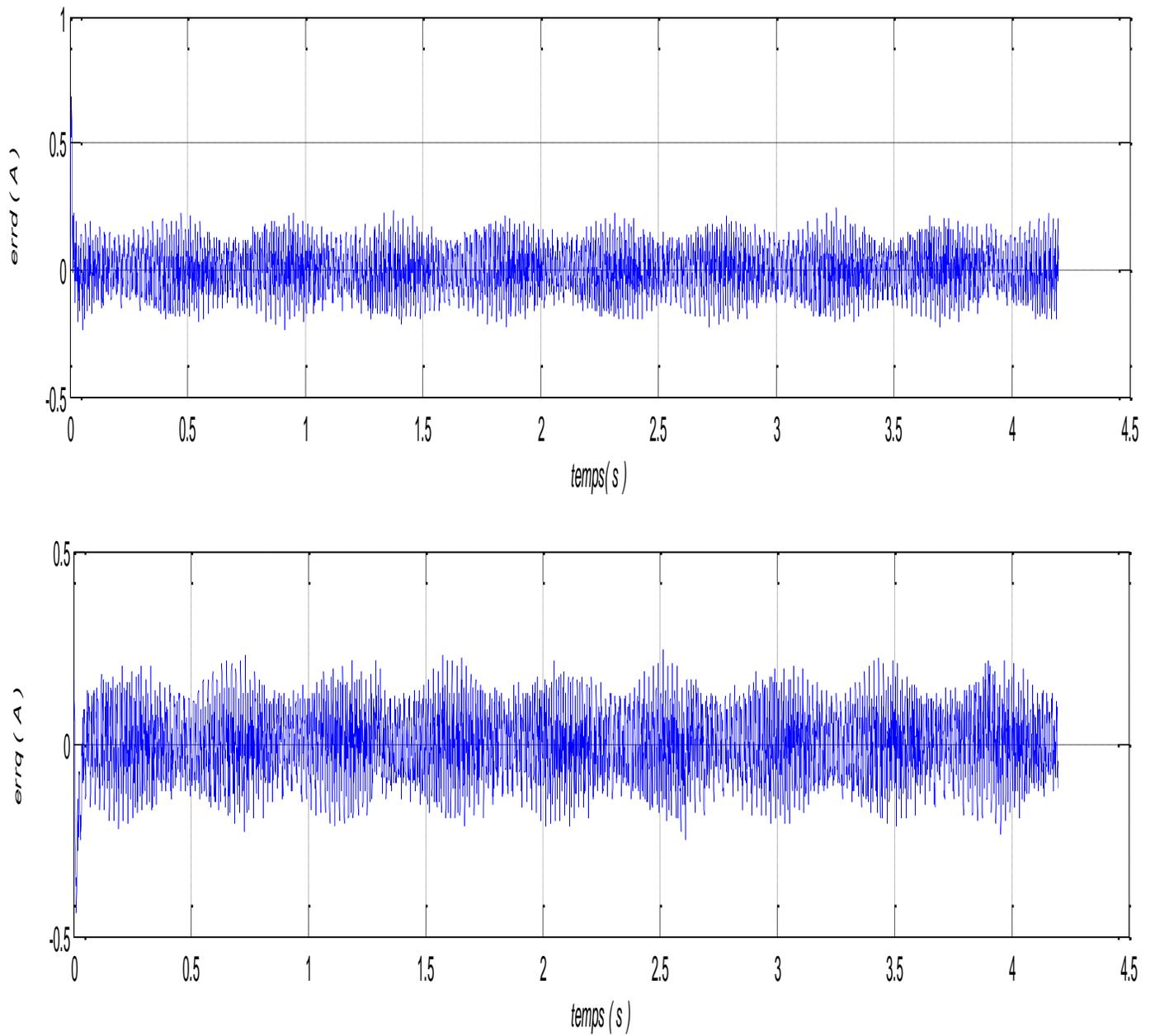


Figure 3.14 : Erreurs d'estimation d'axe d et q ($\omega = 1468$ tr/mn).

$\omega = 1492 \text{ tr/mn}$

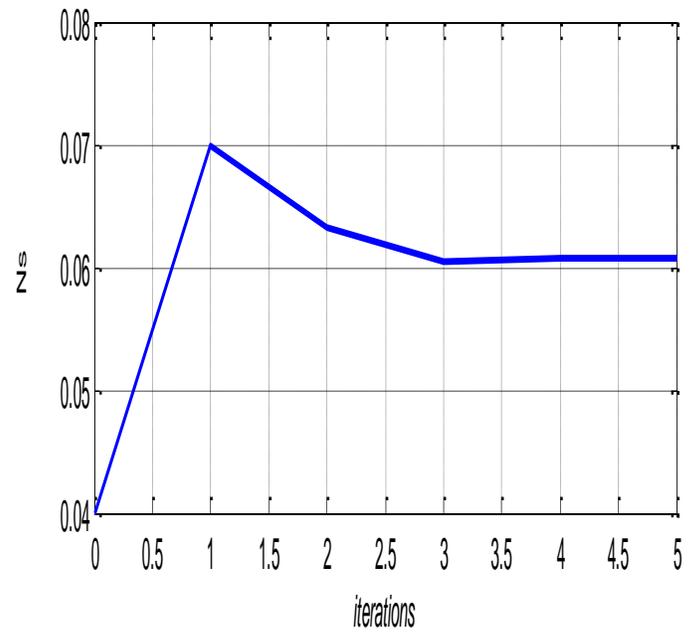
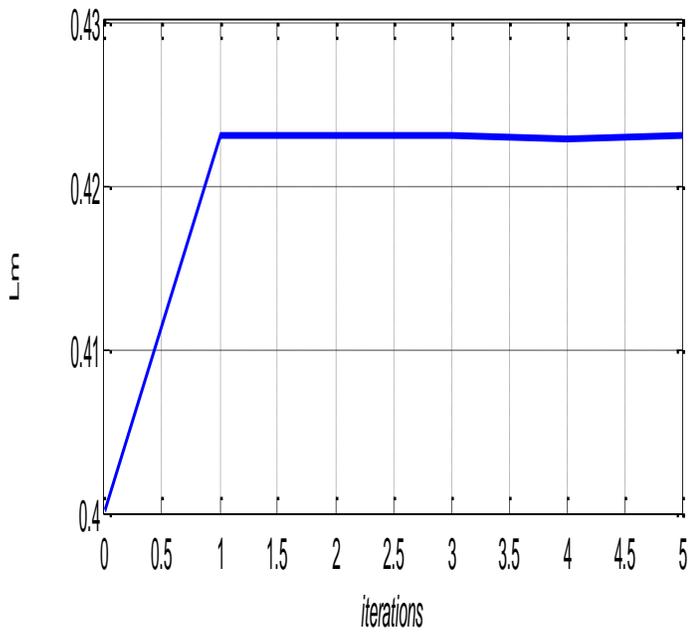
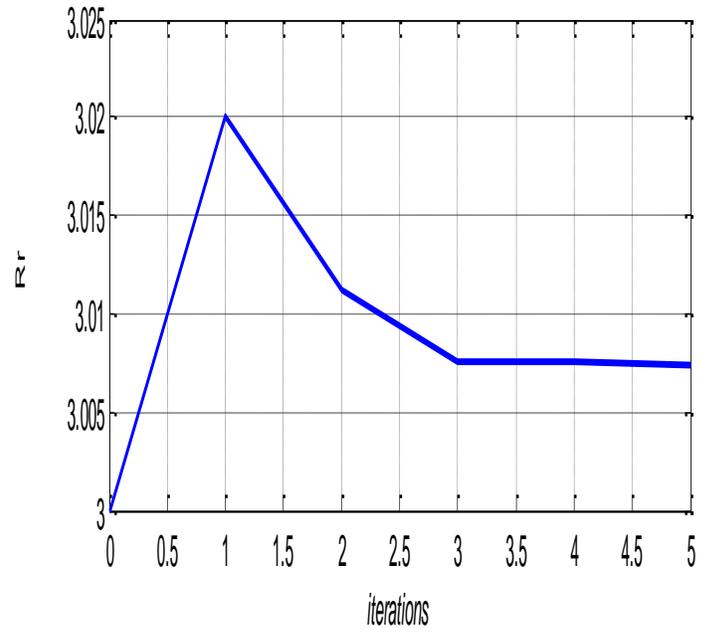
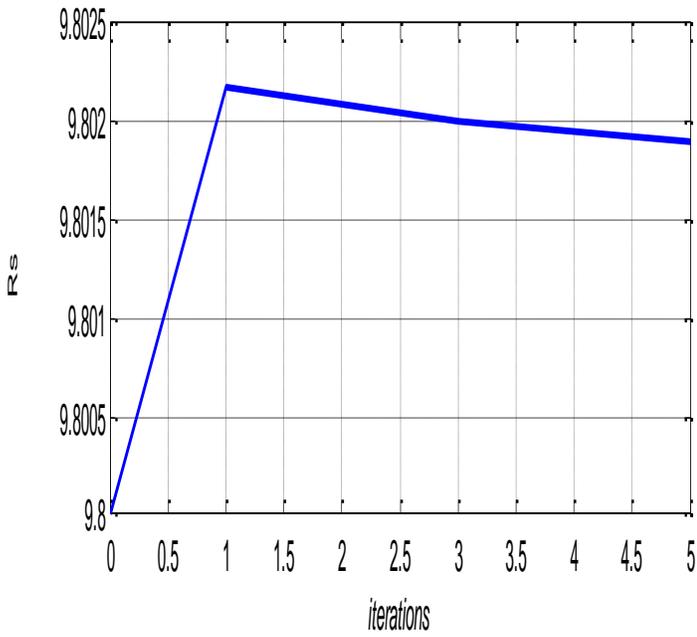


Figure 3.15 : Paramètres estimés à fuites statoriques ($\omega = 1492 \text{ tr/mn}$).

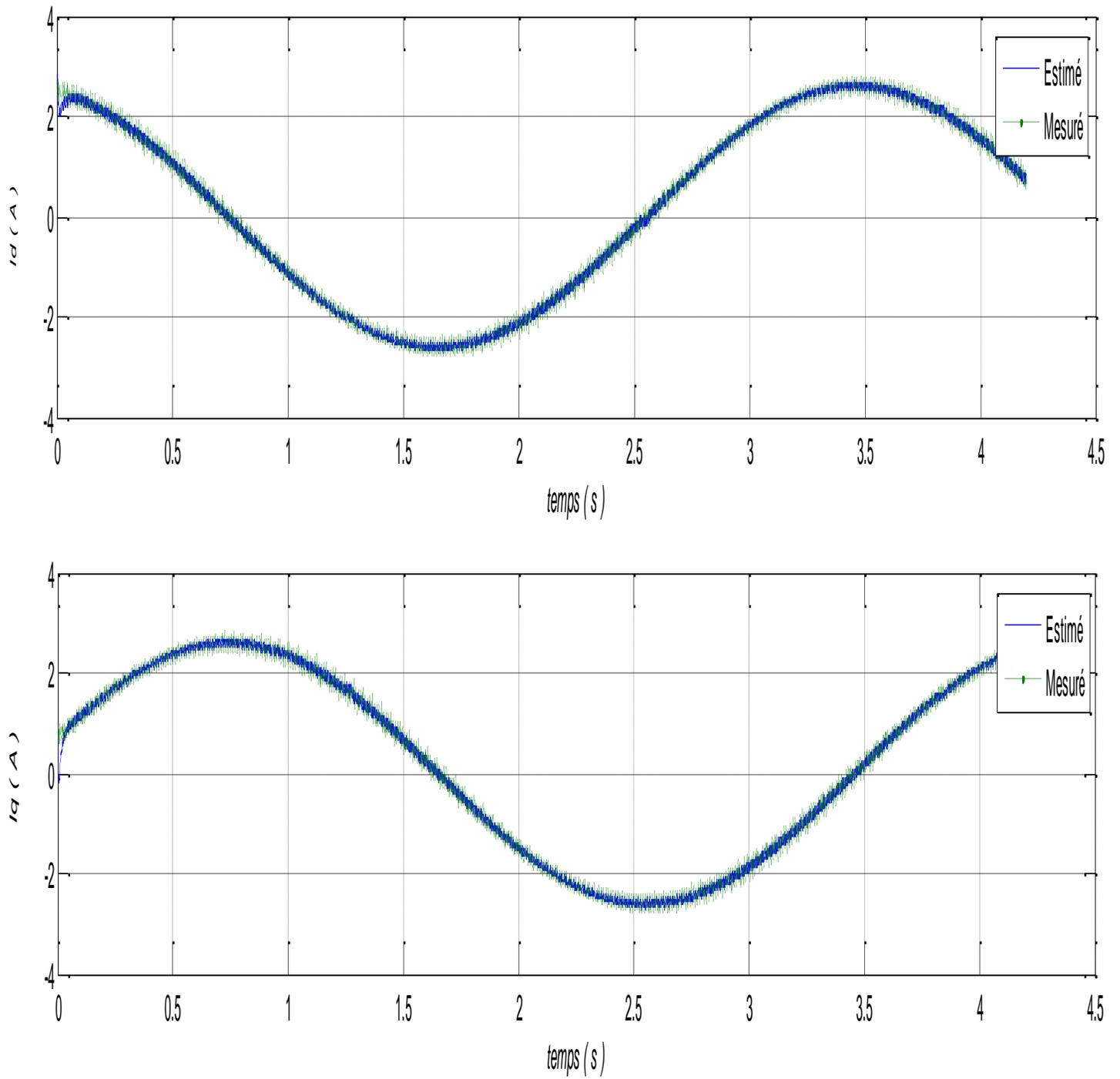


Figure 3.16 : Courants estimé et mesuré d'axe d et q ($\omega = 1492$ tr/mn).

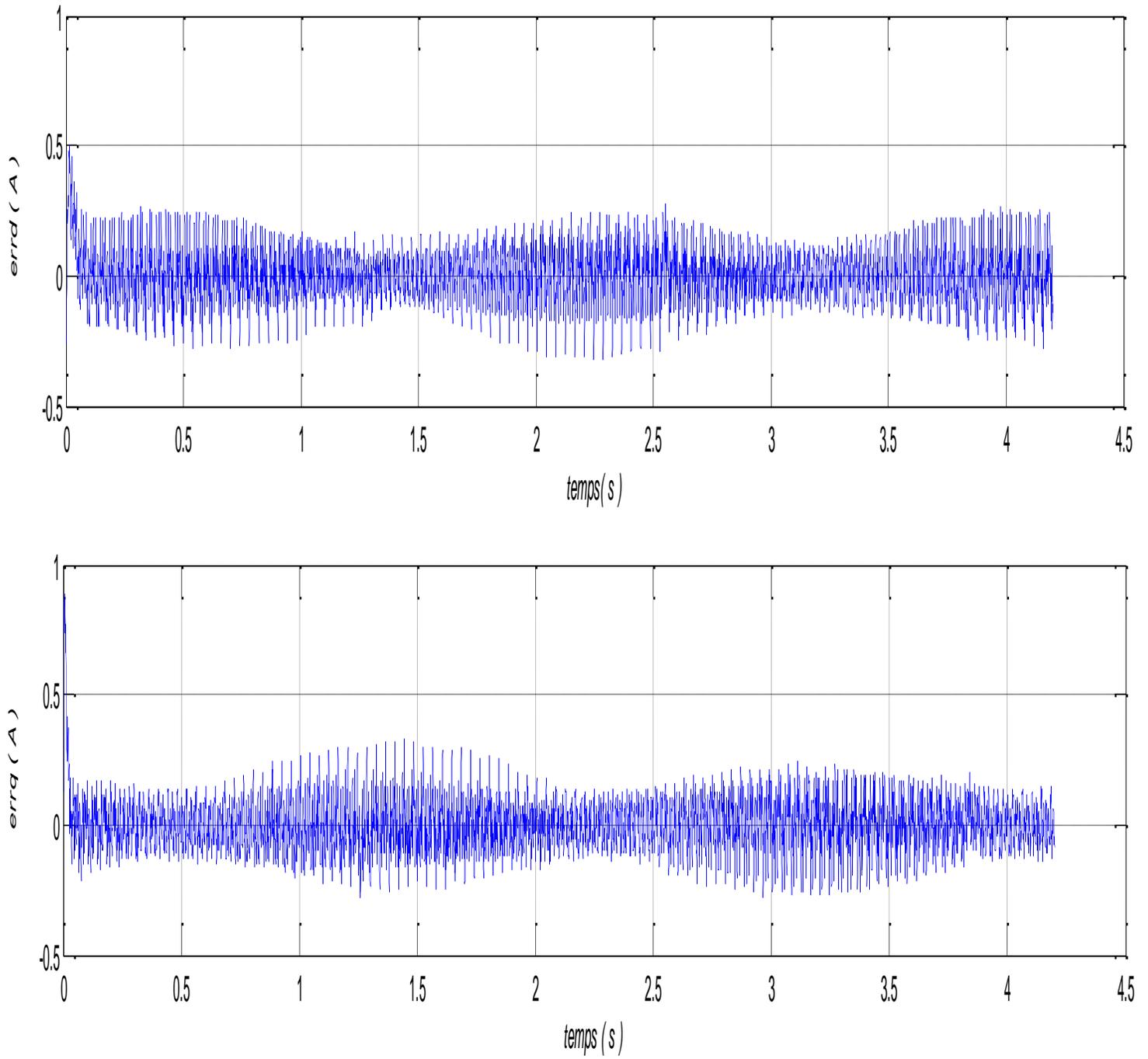


Figure 3.17 : Erreurs d'estimation d'axe d et q ($\omega = 1492$ tr/mn).

De même que pour les résultats avec vitesse constante, les erreurs obtenues sont faibles et restent inférieures à 5% de la valeur maximale du courant.

Les paramètres estimés convergent, même avec une mauvaise initialisation des paramètres à identifier. Le nombre d'itérations dépend de θ_0 . Cependant les valeurs finales sont égales ce qui confirme la robustesse de l'algorithme. Les inductances d'axe d et q sont très proches et seront considérées égales dans la suite de l'étude. Les erreurs de sortie sont faibles et acceptables.

Le tableau 3.4 présente les paramètres estimés avec des essais en régimes permanents sans défaut à chaud, sans et avec SBPA ($\pm 1\text{Hz}$ autour de 46 Hz).

Le période d'échantillonnage est 312.5 micro secondes.

Essais Paramètres	à chaud	
	<i>avec SBPA</i>	<i>sans SBPA</i>
R_s (Ω)	9.88197	9.82727
R_r (Ω)	4.3015	4.285
L_m (H)	0.446	0.452
N_s (H)	0.04871	0.048

Tableau 3.4 : Paramètres électriques estimés avec et sans SBPA et erreur de sortie.

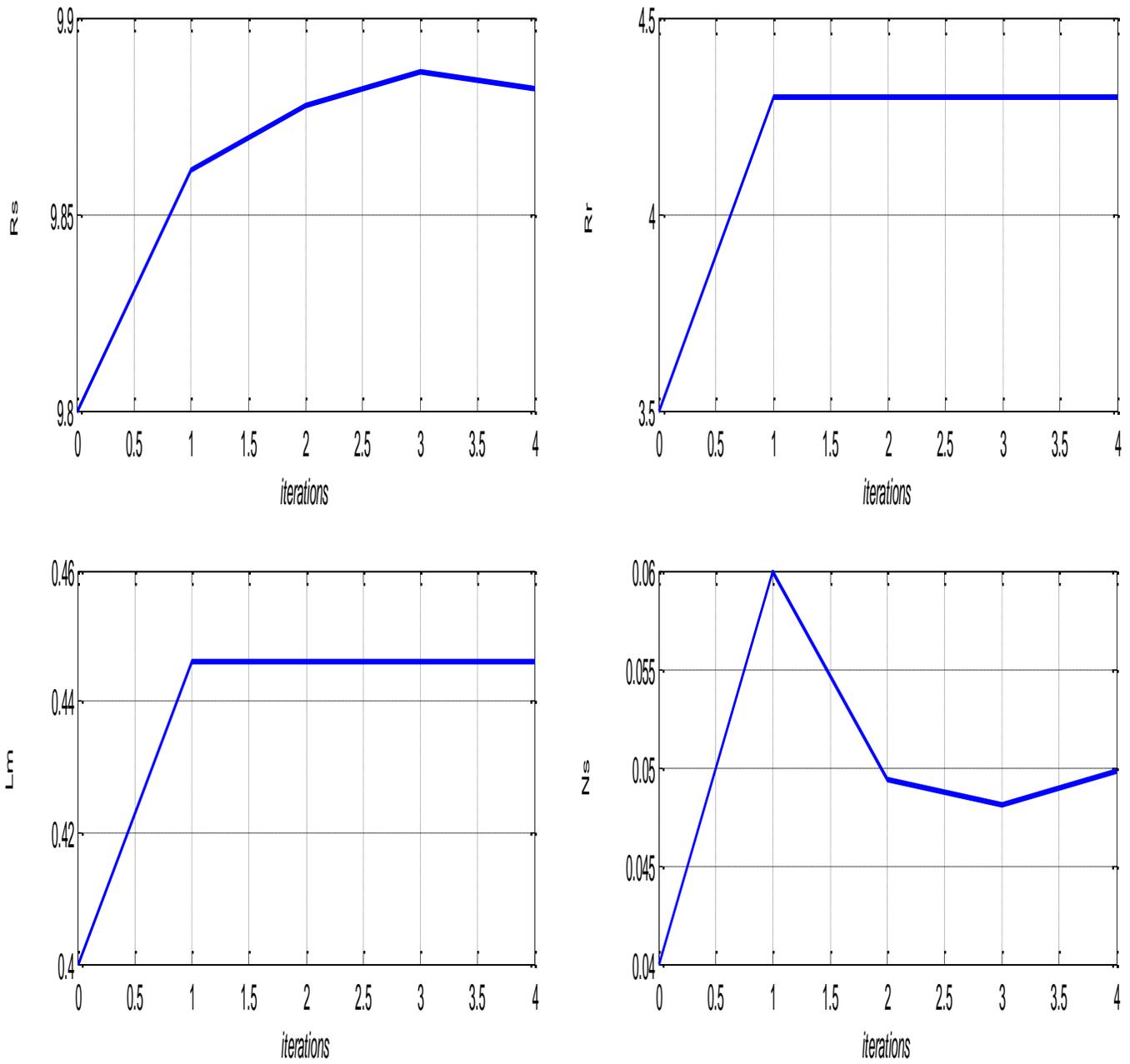


Figure 3.18 : Paramètres estimés à fuites statoriques avec SBPA.

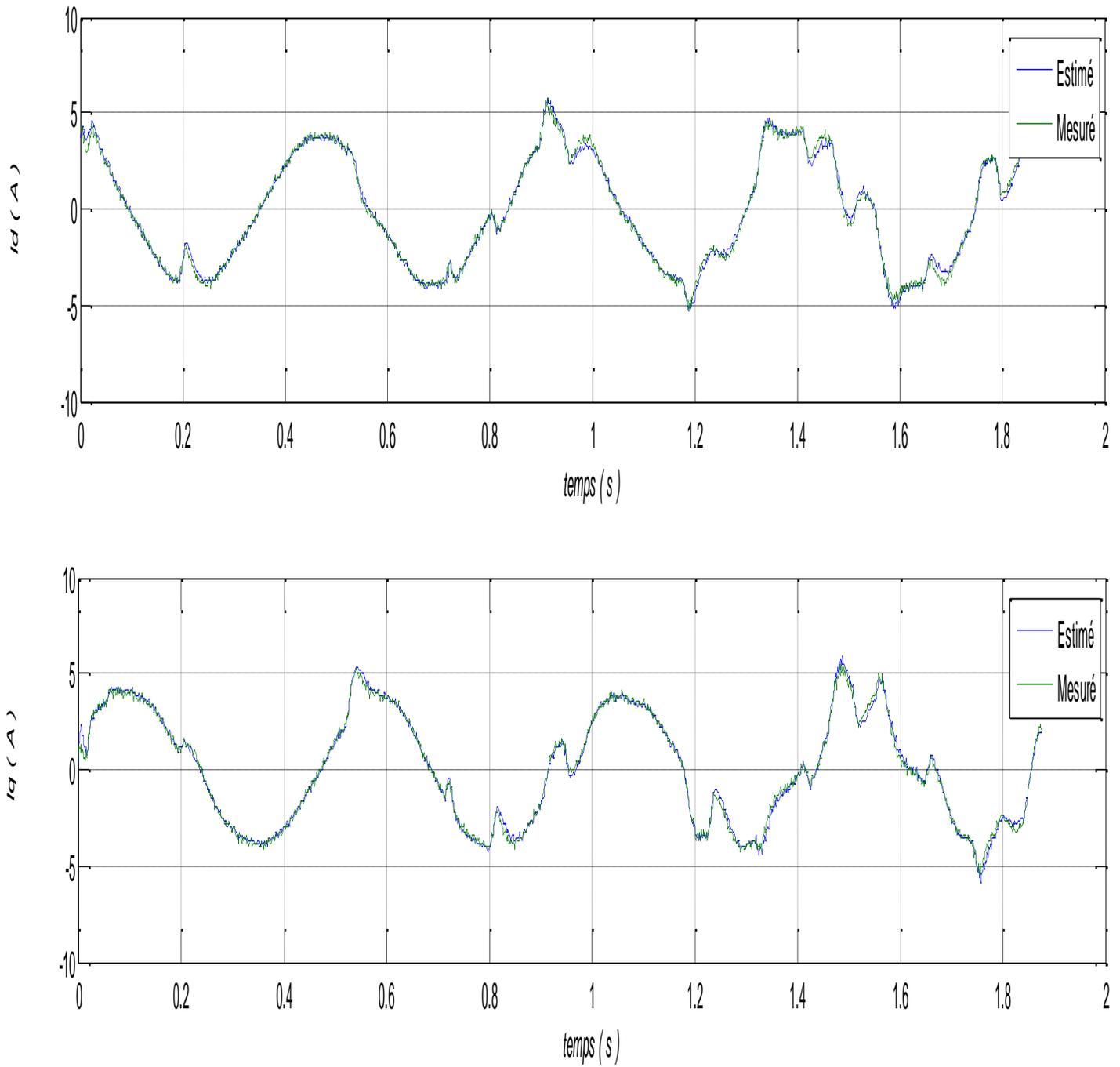


Figure 3.19 : Courants estimé et mesuré d'axe d et q avec SBPA.

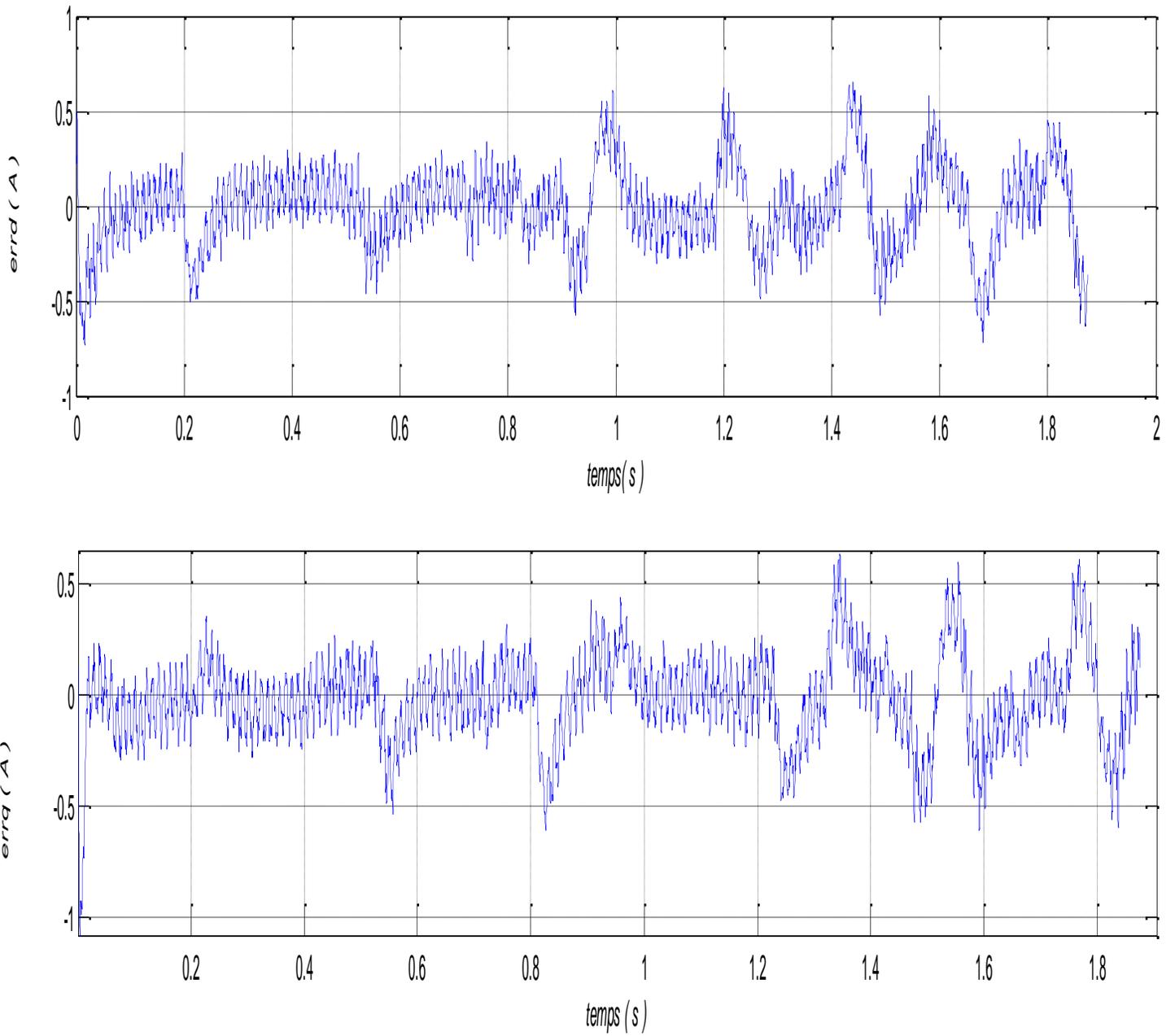


Figure 3.20 : Erreurs d'estimation d'axe d et q avec SBPA.

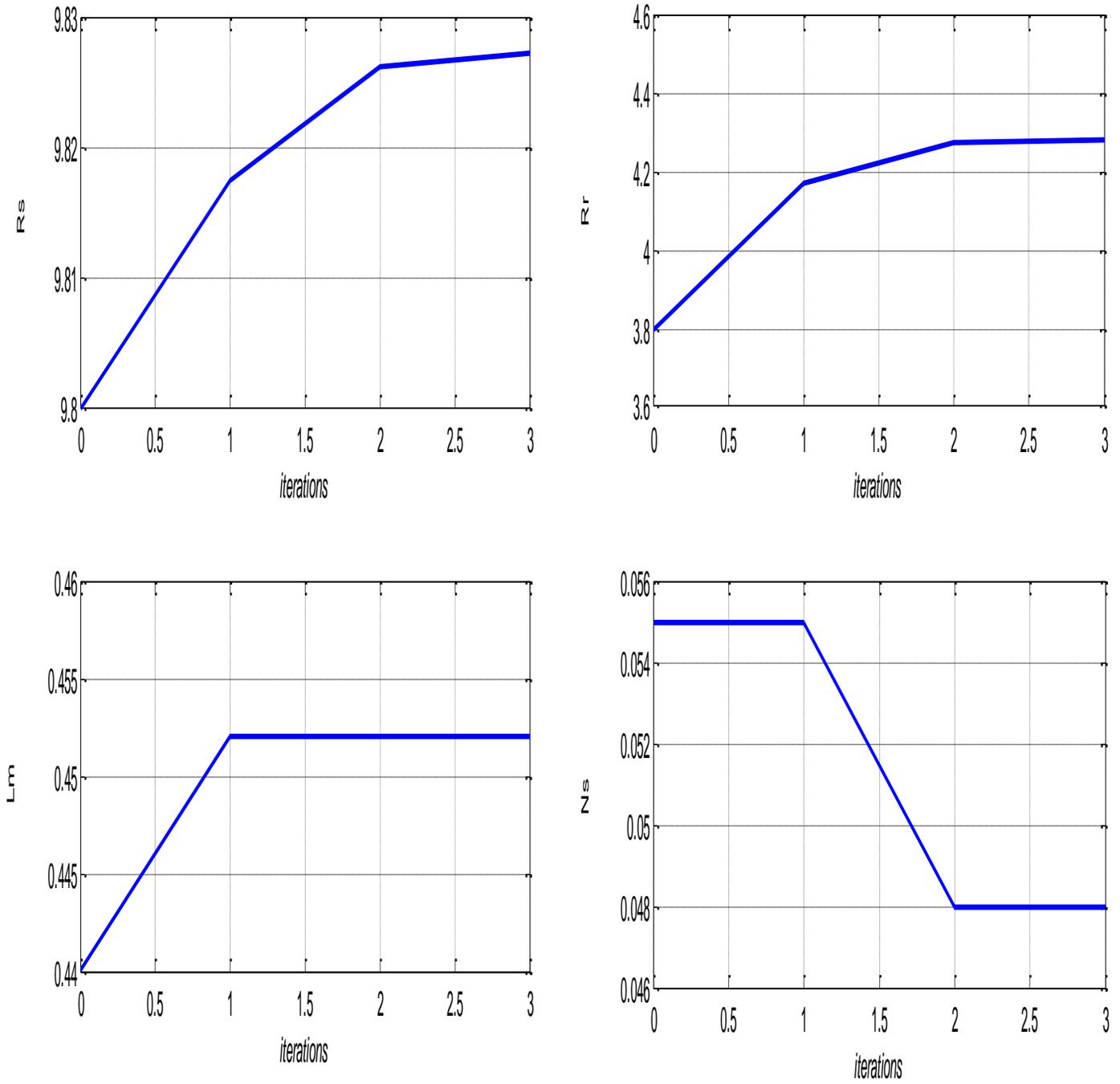


Figure 3.21 : Paramètres estimés à fuites statoriques sans SBPA.

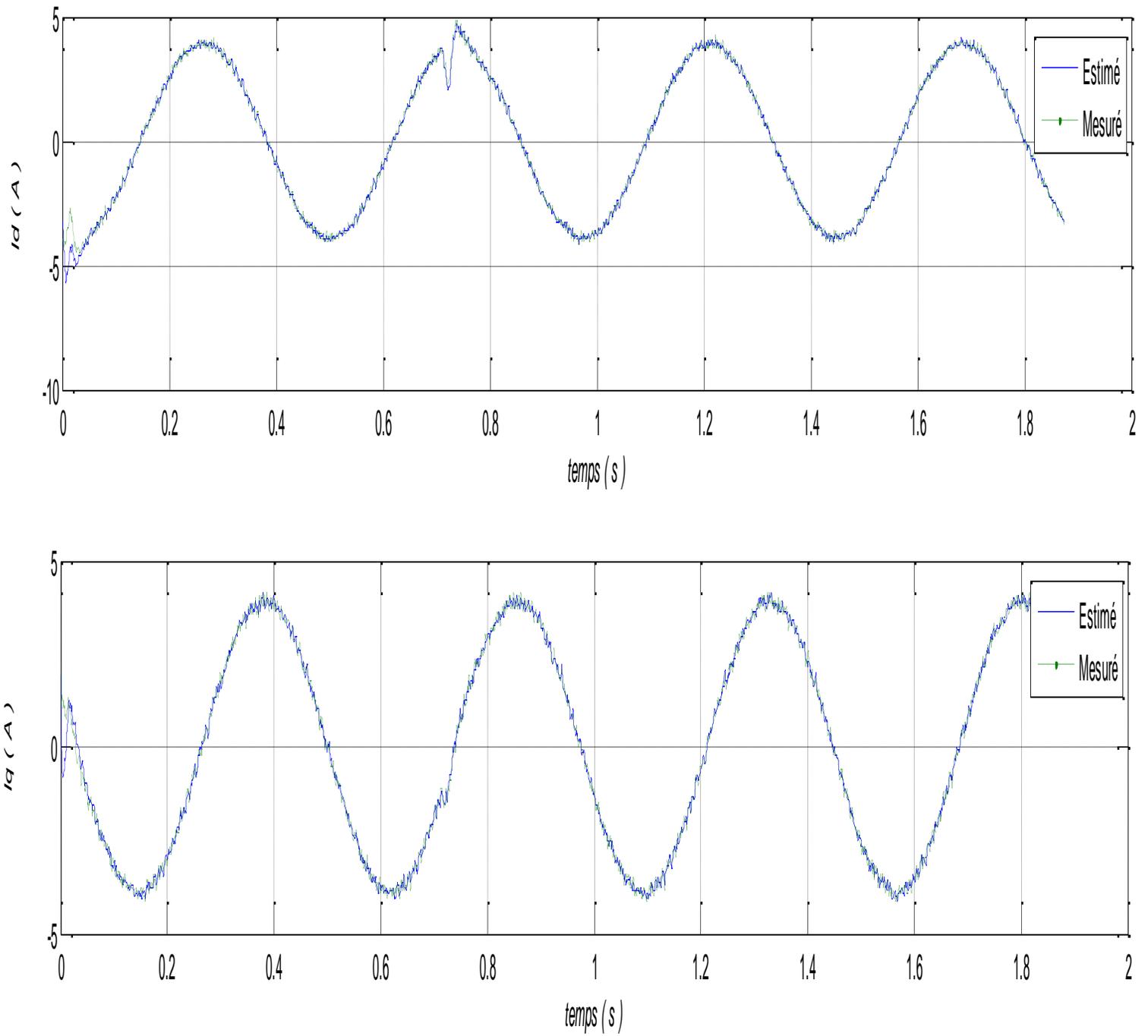


Figure 3.22 : Courants estimé et mesuré d'axe d et q sans SBPA.

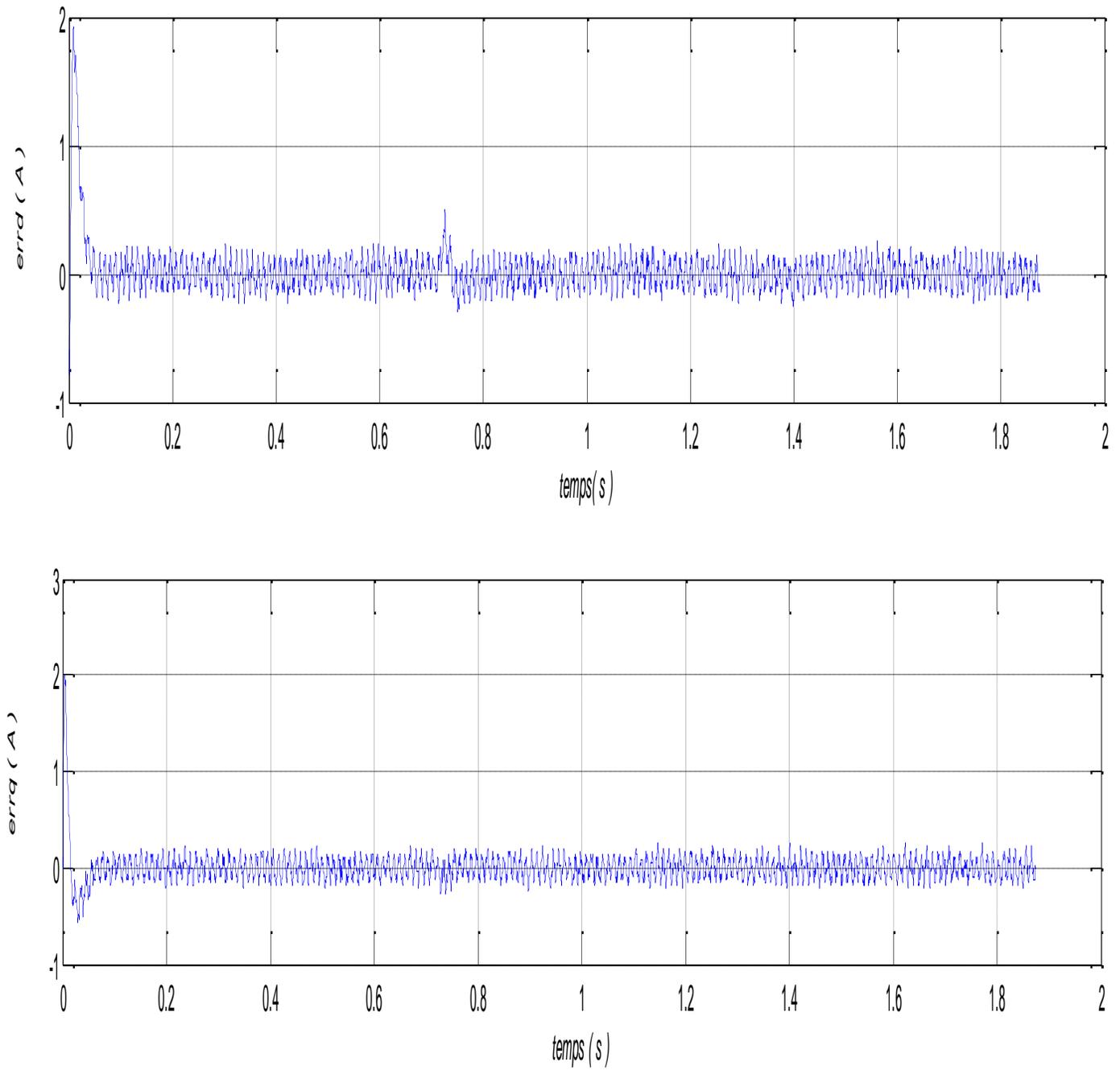


Figure 3.23 : Erreurs d'estimation d'axe d et q sans SBPA.

On remarque que les erreurs obtenues sont faibles et restent inférieures à 5% de la valeur maximale du courant et dans le cas où la SBPA est présente l'erreur est plus perturbée tout en restant faible.

3.4. Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter la technique d'identification par la méthode du modèle et l'algorithme de Marquardt basé sur le critère des moindres carrés. La méthode du modèle, quant à elle, n'émet au départ aucune hypothèse restrictive sur la structure du modèle. Celui-ci peut être linéaire ou non linéaire. De plus, aucune hypothèse n'est formulée concernant la nature des bruits. Par contre, les estimations sont réalisées par des méthodes analytiques itératives, consommatrices en temps de calcul, et nécessitant la connaissance des dérivés premières ou secondes par rapport aux paramètres du critère à minimiser.

En premier lieu, les paramètres électriques de la MAS sont identifiés, à partir du modèle classique de Park de celle-ci, par la méthode présentée. Les erreurs d'estimation sont proportionnelles à la vitesse électrique, et sont dues à une erreur de modélisation.

L'erreur d'estimation devient alors très faible. Une dernière estimation est réalisée après calage du moteur afin de valider les paramètres obtenus. Les résultats obtenus par cette méthode sont vérifiés par comparaison avec les paramètres donnés par le constructeur.

CHAPITRE IV

Identification de la machine asynchrone avec défauts

Sommaire

4.1.	Introduction	83
4.2.	Détection de rupture de barres dans la machine asynchrone	85
4.2.1.	Introduction	85
4.2.2.	Modèle de simulation de rupture de barres.....	86
4.2.3.	La résistance rotorique équivalente	89
4.3.	Stratégie de diagnostic des ruptures de barres	92
4.4.	Résultats expérimentaux	92
4.5.	Conclusion.....	103

4.1. Introduction

Le problème du diagnostic de défauts consiste en la détermination du type de défaut avec autant que possible des détails tels que : la taille du défaut, la localisation du défaut, la méthode à adopter et le temps de détection pour pouvoir intervenir rapidement.

A partir de ces détails importants, plusieurs approches utilisant des modèles mathématiques ont été développées depuis plus de trois décennies et une littérature riche de quelques centaines de papiers existe.

Pour identifier les défauts, les méthodes de diagnostic peuvent être décrites comme suit:

- Les études basées sur le champ électromagnétique,
- Les mesures en températures,
- Le bruit et les vibrations,
- L'analyse chimique,
- Les mesures de bruits acoustiques,
- L'analyse par la signature du courant moteur,
- La modélisation, intelligence artificielle et réseaux de neurones,
- Les observateurs.

Cependant, il nous faut modérer l'enthousiasme à vouloir déduire rapidement, et donc conclure à une panne ou à une défaillance plus que probable, car nombreux sont les symptômes (les fréquences) identiques engendrés par plusieurs types de défaillances. Nonobstant ces

remarques, les défauts au rotor et au stator, sont dus aux stress [11] (figure 4.1). Ceux-ci peuvent être regroupés en quatre catégories génériques pour le stator et six pour le rotor.

Pour le stator, les effets sont principalement dus à un problème:

- **Thermique** (surcharge, ...),
- **Electrique** (diélectrique, ...),
- **Environnemental** (agression, ...).

Pour le rotor, les effets sont essentiellement dus à un problème:

- **Thermique** (surcharge, ...),
- **Electromagnétique** (force en $B^2(t)$, ...),
- **Résiduel** (déformation, ...),
- **Dynamique** (arbre de transmission, ...),
- **Mécanique** (roulement, ...),
- **Environnemental** (agression, ...),
- **Autres**.



Figure 4.1. Répartition des différentes pannes.

Ces différentes causes peuvent provoquer une dégradation des performances ou des arrêts intempestifs du système. Le diagnostic précoce des pannes est donc nécessaire.

Les paramètres caractéristiques de la machine asynchrone peuvent servir de très bons indicateurs de défaut. Nous présentons dans ce qui suit, à partir des informations recueillies dans la littérature, ceux qui sont représentatifs des défauts rencontrés au niveau de la machine.

Les défauts étudiés à partir des méthodes à base de connaissances a priori sont :

- Ruptures de barres ou de portions d'anneaux au rotor,
- Excentricité statique et dynamique,
- Réduction de spires ou court-circuit entre spires au stator.

L'une des défaillances les plus couramment étudiées dans la machine asynchrone à cage d'écureuil est la rupture des barres rotoriques. Bien qu'elle soit identifiable à partir de l'analyse spectrale des courants statoriques on sait maintenant, grâce à l'estimation et à la surveillance de l'évolution d'autres paramètres, détecter l'occurrence de ce défaut.

4.2. Détection de rupture de barres dans la machine asynchrone

4.2.1. Introduction

Dans le cadre du diagnostic, la mise au point d'un modèle est surtout motivée par les possibilités de simuler des défauts. Une modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil faisant intervenir les paramètres électriques des barres et de l'anneau est proposée par [12].

Dans ce travail, nous proposons une écriture de la résistance rotorique dans le repère de Park, en fonction du nombre de barres au rotor. Ainsi, en cas de défaut, l'estimation de la résistance

rotorique par identification paramétrique permet de remonter au nombre de barres cassées dans la machine.

4.2.2. Modèle de simulation de rupture de barres

La plupart des modèles de simulation de barres cassées dans la machine asynchrone procède par décomposition du rotor. Ainsi, le rotor est décomposé en plusieurs mailles élémentaires, chaque maille étant constituée de deux barres et des portions d'anneaux les reliant à chaque extrémité (figure 4.2).

Les courants des barres et les sections d'anneau de court-circuit sont obtenus par l'application des lois de Kirchhoff, tels que :

$$i_{bk} = i_{kr} - i_{(k+1)r} \dots; \text{ et } i_{ek} = i_{kr} - i_e \quad k = 1, 2, \dots, N_r$$

avec:

i_{kr} : courant circulant dans la maille kr ,

$i_{(k+1)r}$: courant circulant dans la maille $(k+1)r$,

i_{bk} : courant d'une barre rotorique,

i_e : courant circulant dans la maille d'anneau,

i_{ek} : courant d'une section d'anneau.

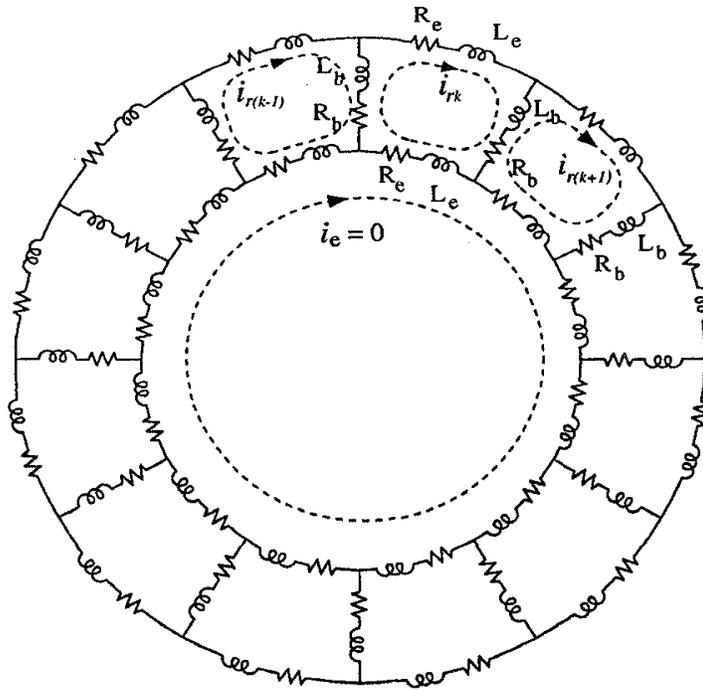


Figure 4.2. Circuit équivalent d'un rotor à cage sain.

Les équations électriques au rotor s'écrivent:

$$[v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad (4.1)$$

avec:

$$[\phi_r] = [L_{sr}]^T [i_{abc}] + [L_r][i_r] \quad (4.2)$$

telle que:

$$[v_r] = [v_{1r} \quad v_{2r} \quad \dots \quad v_{kr} \quad \dots \quad v_{N_r,r} \quad v_e]^T = 0$$

$$[\phi_r] = [\phi_{1r} \quad \phi_{2r} \quad \dots \quad \phi_{kr} \quad \dots \quad \phi_{N_r,r} \quad \phi_e]^T$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_0 & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b \\ -R_b & R_0 & -R_b & \dots & \cdot & 0 \\ 0 & -R_b & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ \dots & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & -R_b \\ -R_b & \cdot & \cdot & \dots & -R_b & R_0 \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_0 & L_{12} - L_b & L_{13} & \dots & L_{1(N_r-1)} & L_{1N_r} - L_b \\ L_{21} - L_b & L_0 & L_{23} - L_b & \dots & \cdot & L_{2N_r} \\ \dots & L_{31} & L_{32} - L_b & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & L_{(N_r-1)N_r} - L_b \\ L_{N_r,1} - L_b & \cdot & \cdot & \dots & L_{N_r(N_r-1)} - L_b & L_0 \end{bmatrix}$$

telle que :

$$\begin{aligned} R_0 &= 2(R_b + R_e) \\ L_0 &= L_{kk} + 2(L_b + L_e) \end{aligned} \quad (4.3)$$

avec:

$$L_{kk} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_i^2(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} \alpha_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi}\right)$$

$$L_{ki} = \frac{\mu_0 lr}{g} \int_0^{2\pi} N_k(\theta) N_i(\theta) d\theta = \frac{\mu_0 lr}{g} \left(-\frac{\alpha_r^2}{2\pi}\right)$$

$$L_{kk} = L_{ki} + \frac{\mu_0 lr}{g} \alpha_r$$

L'équation électrique d'une maille inter barres kr s'écrit :

$$0 = -R_b i_{(k-1)r} + 2(R_b + R_e) i_{kr} - R_b i_{(k+1)r} - R_e i_e + \frac{d\phi_{kr}}{dt} \quad (4.4)$$

Et l'équation électrique de la maille d'anneau s'écrite:

$$0 = N_r R_e i_e - \sum_{kr=1}^{N_r} R_e i_{kr} + \frac{d\phi_e}{dt} \quad (4.5)$$

avec :

- ϕ_{kr} : flux total d'une maille kr du rotor,
 ϕ_e : flux total de la maille d'anneau de court-circuit,
 R_e : Désigne la résistance de l'anneau de court-circuit,
 R_b : celle d'une barre,
 L_e : inductance de l'anneau de court-circuit,
 L_b : celle d'une barre,
 L_{ii} : inductance propre de chaque maille rotorique,
 L_{ki} : inductance mutuelle entre la $k^{\text{ème}}$ maille et la $i^{\text{ème}}$ maille du rotor.

4.2.3. La résistance rotorique équivalente

La résistance et l'inductance équivalentes s'obtiennent respectivement à partir du premier terme de l'équation (4.4). En multipliant chaque rang de la matrice $[R_r]$ et le vecteur $[i_r]$ par $1, b, \dots, b^{N_r-1}$, avec $b = e^{j\alpha_r}$, là où nous avons utilisé l'identité $b^{N_r+m} = b^m$, on obtient :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \dots \begin{bmatrix} R_{01} & -R_b b^{N_r-1} & 0 & \dots & 0 & -R_b b \\ -R_b b & R_{02} & -R_b b^{N_r-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -R_b b^{N_r-1} & 0 & 0 & 0 & -R_b b & R_{0N_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1r} \\ bi_{2r} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ b^{N_r-1} i_{N_r r} \end{bmatrix} + \frac{d[\phi_r]}{dt}$$

La somme des éléments de chaque range de la matrice $[R_r]$ donne la résistance équivalente sous la forme suivante:

$$\begin{aligned}
 r_r &= 2(R_b + R_e) - R_b (b^{N_r-1} + b) \\
 &= 2R_e + 2R_b (1 - \cos \alpha_r)
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

La matrice de transformation généralisée s'écrit :

$$[A_r] = \sqrt{\frac{2}{N_r}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \alpha_r) & \dots & \cos(\theta_r - (N_r - 1)\alpha_r) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \alpha_r) & \dots & -\sin(\theta_r - (N_r - 1)\alpha_r) \end{bmatrix}$$

θ_r : angle électrique du rotor.

Donc, l'application de la transformation de Park permet une écriture diphasée du système lié au référentiel rotorique.

$$i_{d,qr} = A_r \cdot i_r \quad (4.7)$$

Donc, l'équation (4.4) du rotor devient

$$0 = \frac{d}{dt} [\phi_r] + A_r \cdot R_r \cdot A_r^{-1} i_{d,qr} \quad (4.8)$$

En comparant avec le modèle classique de Park et en négligeant la résistance de l'anneau devant celle des barres, on obtient l'expression de la résistance rotorique

$$R_r \approx 2 \cdot R_b \cdot (1 - \cos(\alpha)) \quad (4.9)$$

Un rotor équilibré à N_r barres dont N_c barres sont cassées est équivalent à un rotor à $N_r' = N_r - N_c$ barres [13].

L'équation (4.9) permet donc d'exprimer la résistance du rotor en défaut R_r' en fonction de la résistance saine R_r

$$R_r' \approx R_r \cdot \frac{(1 - \cos(\alpha))}{(1 - \cos(\alpha'))} = R_r + R_{défaut} \quad (4.10)$$

avec: $\alpha' = \frac{2\pi}{N_r'}$: angle de la portion de rotor en défaut.

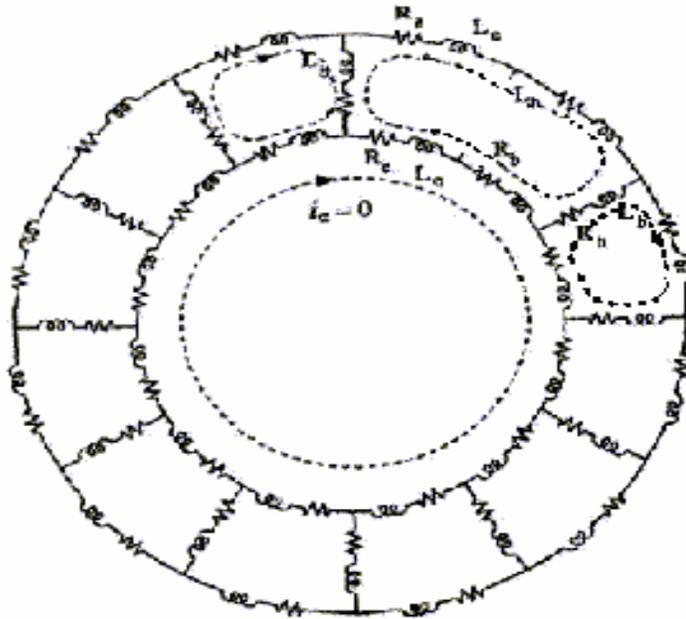


Figure 4.3. Circuit équivalent d'un rotor à cage avec une barre cassée.

Etant donné le nombre élevé de barres dans une machine asynchrone de moyenne puissance, les angles α et α' sont faibles. Ainsi, le développement limité du cosinus à l'ordre deux au voisinage de zéro permet l'écriture suivante :

$$R_r' \approx R_r \cdot (1 + \eta_{bc}) \quad (4.11)$$

avec :

$$\eta_{bc} = \frac{N_r^2 - N_r'^2}{N_r'^2} \quad (4.12)$$

Ainsi le schéma équivalent de la machine asynchrone à cage d'écureuil dans une situation de défaut rotor est représenté à la figure 4.4. Ce modèle de défaut rotor fait intervenir un quadripôle entièrement résistif qui traduit la variation de la résistance rotorique lors de la rupture de barres.

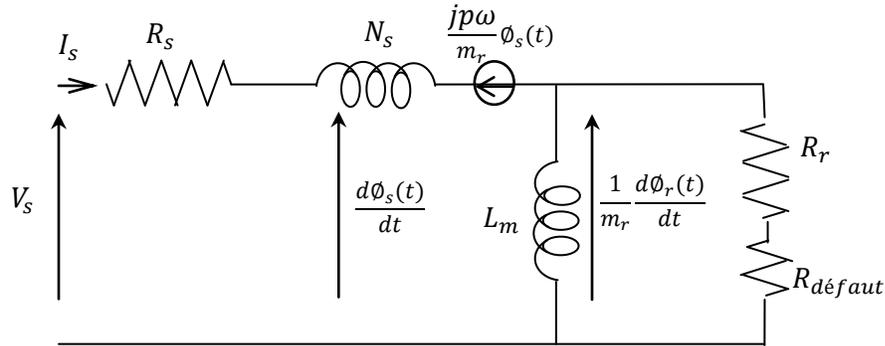


Figure 4.4. *Modèle de défaut rotor de la machine asynchrone.*

4.3. Stratégie de diagnostic des ruptures de barres

La stratégie de surveillance des défauts rotor consiste alors à procéder à l'identification des paramètres électriques de la machine asynchrone et du rapport de barres cassées η_{bc} , à surveiller ses variations sur plusieurs acquisitions, et enfin à calculer le nombre de barres cassées au rotor.

On définit ainsi le vecteur des paramètres à estimer : $\theta = [R_s R_r L_m N_s \eta_{bc}]^T$

4.4. Résultats expérimentaux

Nous allons utiliser un rotor sain avec 28 encoches et deux rotors en défaut (une et deux barres cassées). La technique d'identification ainsi que les pondérations du critère sont les mêmes que celles présentées dans les deux chapitres précédents.

Le tableau 4.1 présente les résultats de l'estimation paramétrique sur plusieurs acquisitions pour un fonctionnement sain, puis avec rupture d'une barre et rupture de deux barres. On peut

constater que le nombre de barres cassées estimé donne une bonne approximation du défaut réel de la machine pour un fonctionnement sain et avec une barre cassée. Par contre, ce résultat est moins flagrant pour une rupture de deux barres, cela est sans doute dû aux hypothèses restrictives permettant d'exprimer la résistance rotorique en défaut. En effet, plus le nombre de barres est élevé, plus l'hypothèse du rotor équilibré résultant est non valide.

On remarque que la série d'estimations pour un fonctionnement sans défaut et d'une rupture de barre, retrace en moyenne le défaut présent au rotor. Pour deux barres cassées, les estimations sont par contre plus dispersées autour du défaut réel comme on l'a montré précédemment.

Les données du constructeur de la MAS est : $R_s = 9.8 \Omega$, $R_{2r} = 5.3 \Omega$, $L_s = 0.5 H$, $N_r = 0.04 H$

Essais Paramètres	fuites totalisées au stator			Essais Paramètres	fuites totalisées au rotor		
	sain	1 barre	2 barres		sain	1 barre	2 barres
$R_s (\Omega)$	9.82668	9.81787	9.80477	$R_s (\Omega)$	9.82668	9.81787	9.80477
$R_r (\Omega)$	3.98000	3.90598	3.88000	$R_{2r}(\Omega)$	4.84460	4.79969	4.75784
$L_m (H)$	0.44537	0.43937	0.41539	$L_s (H)$	0.49137	0.48705	0.45999
$N_s (H)$	0.046	0.04767	0.04459	$N_r (H)$	0.05075	0.05285	0.04938
η_{bc}	0	0.075	0.1597	η_{bc}	0	0.075	0.1597
$\hat{\eta}_{bc}$	0.005	0.06667	0.14000	$\hat{\eta}_{bc}$	0.005	0.06667	0.14000
ε_{moy}	0.0016	7.8362e-004	0.0012	ε_{moy}	0.0016	7.8362e-004	0.0057

Tableau 4.1 : Résultats d'estimation paramétrique sur des données expérimentales sans, avec 1 barre et avec 2 barres cassées.

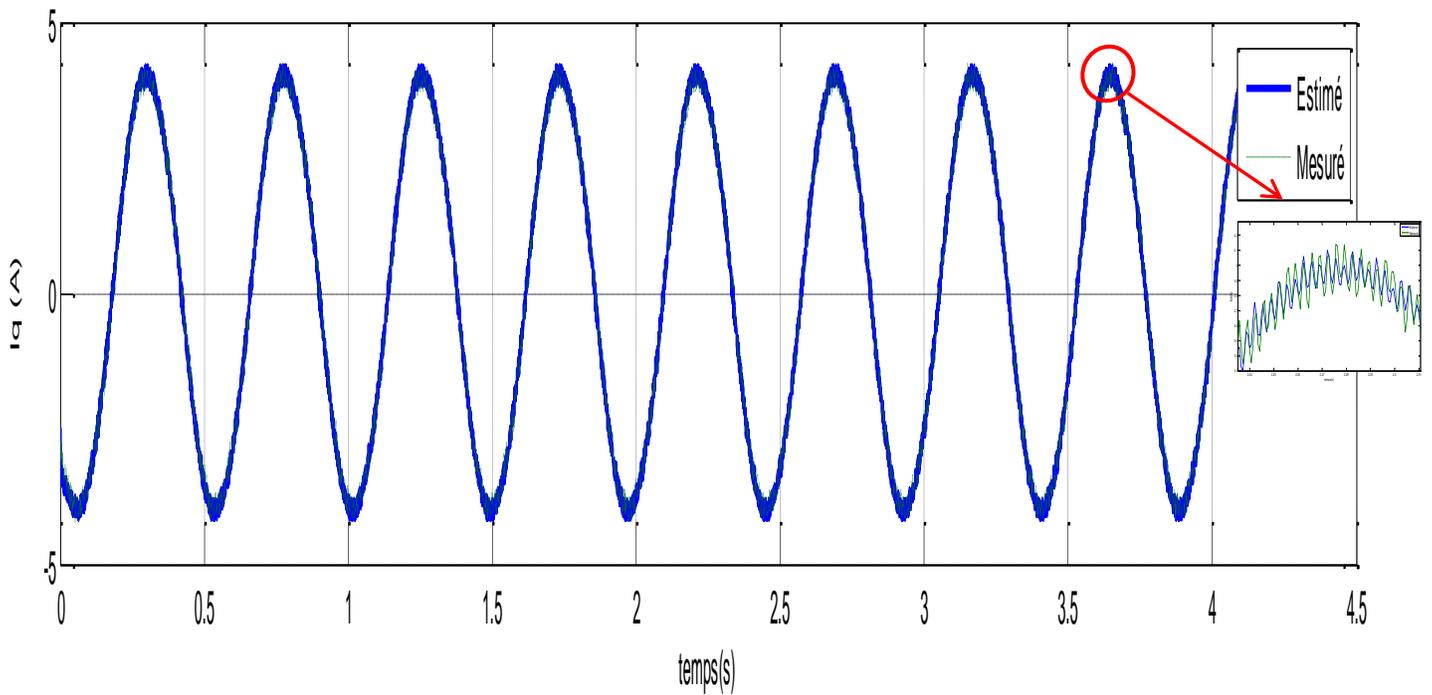
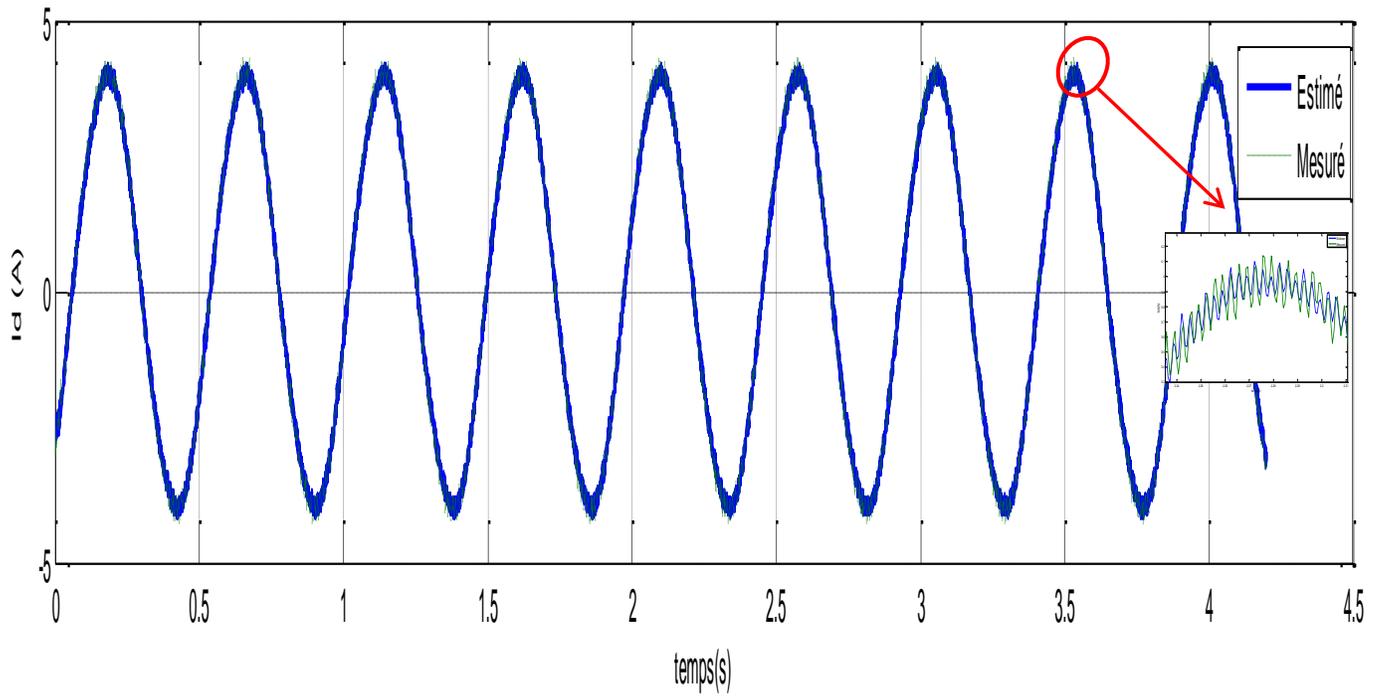


Figure 4.5 : Courants d'axe d et q dans le cas rotor sain.

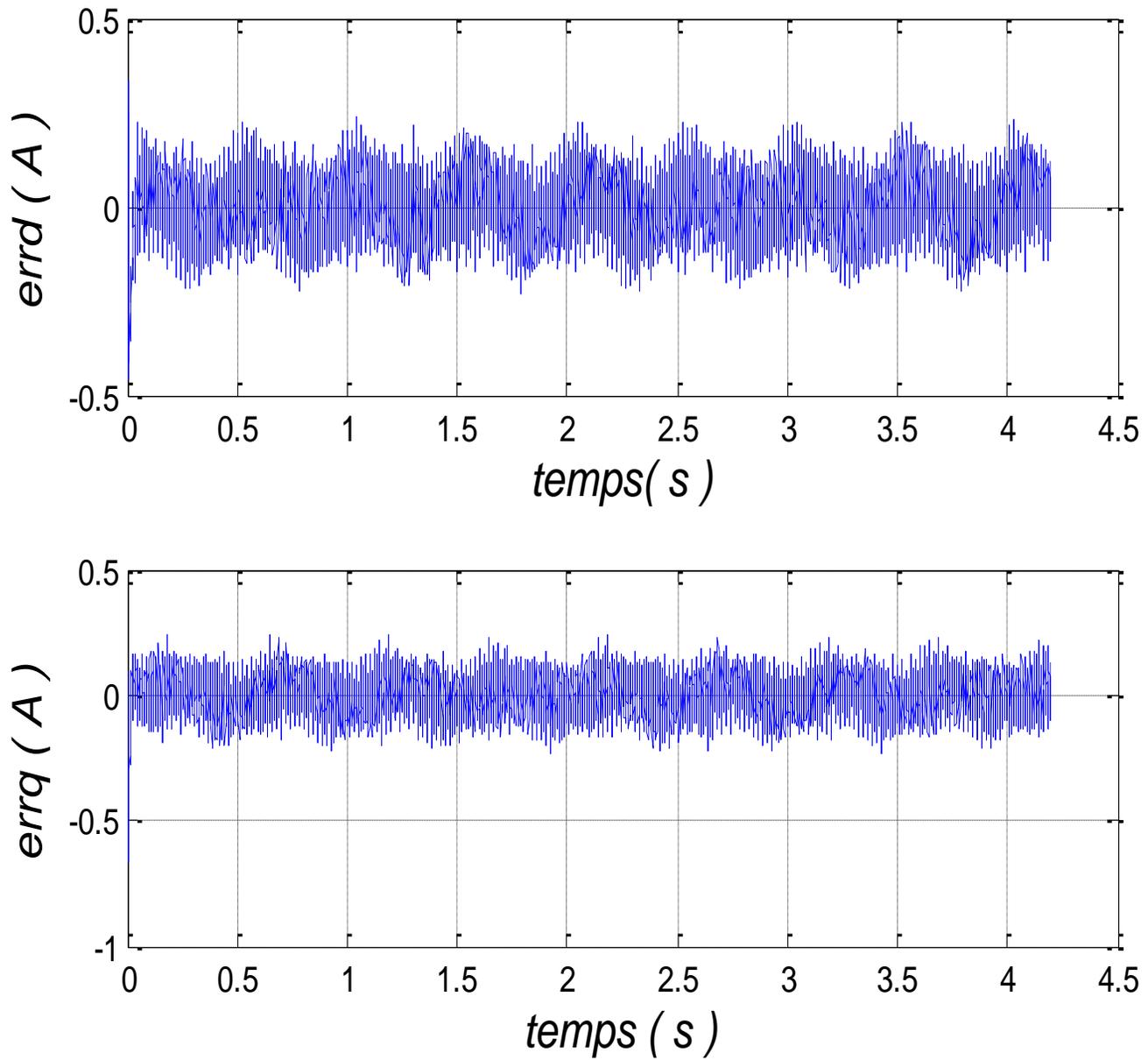


Figure 4.6 : Erreurs d'estimation d'axe d et q dans le cas rotor sain.

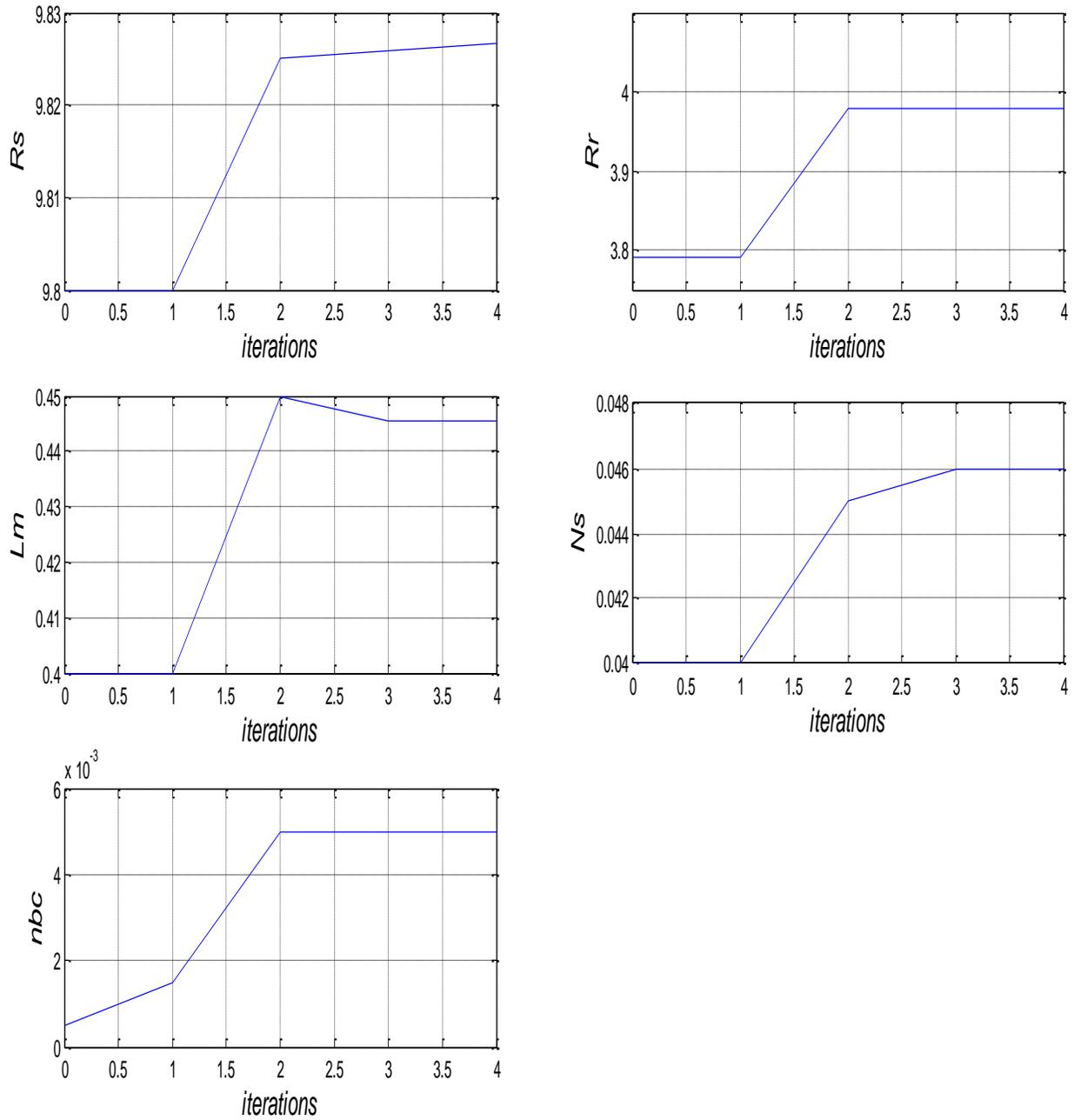


Figure 4.7 : Identification des paramètres dans le cas rotor sain.

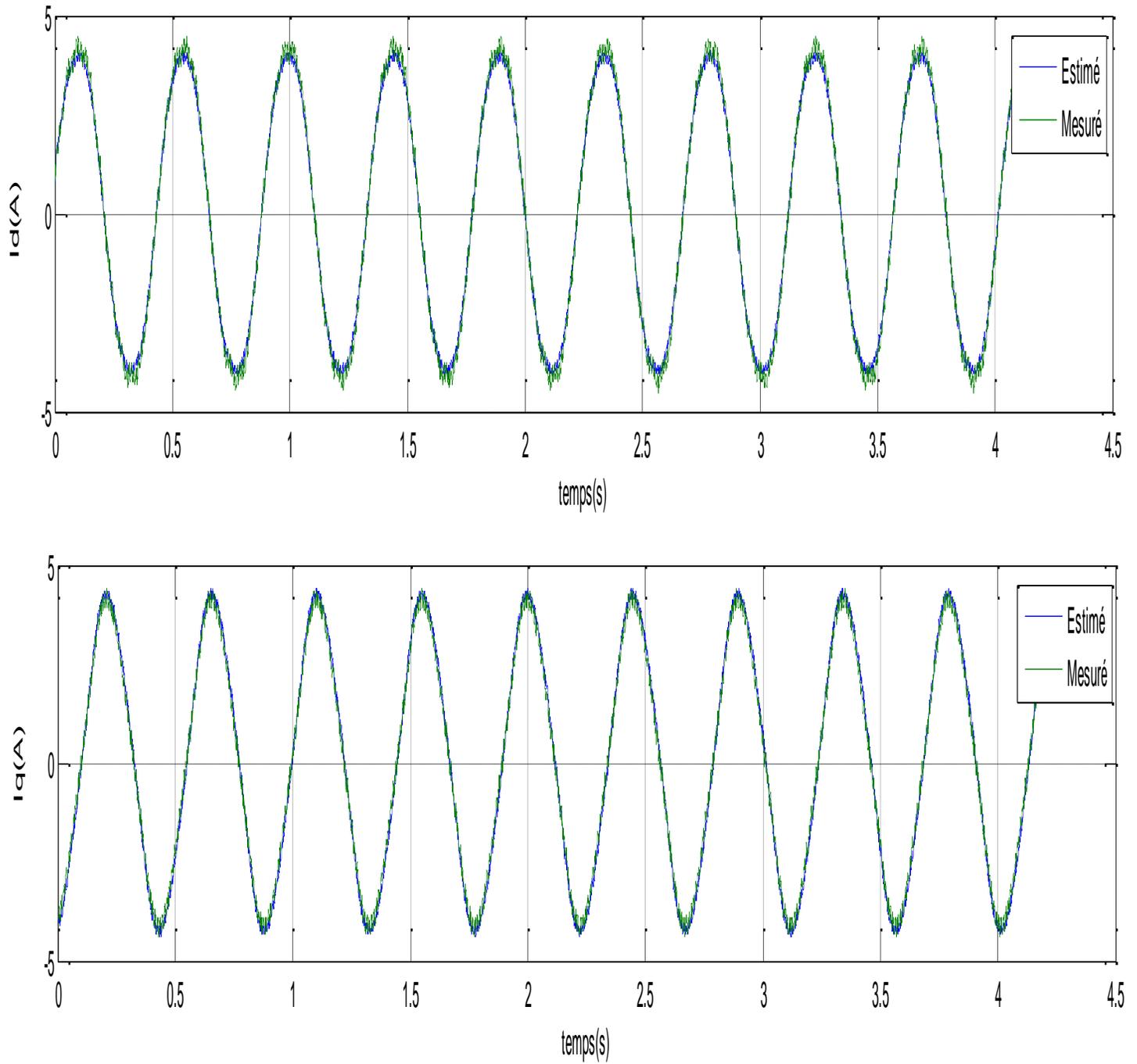


Figure 4.8 : Courants d'axe d et q dans le cas d'une barre cassée.

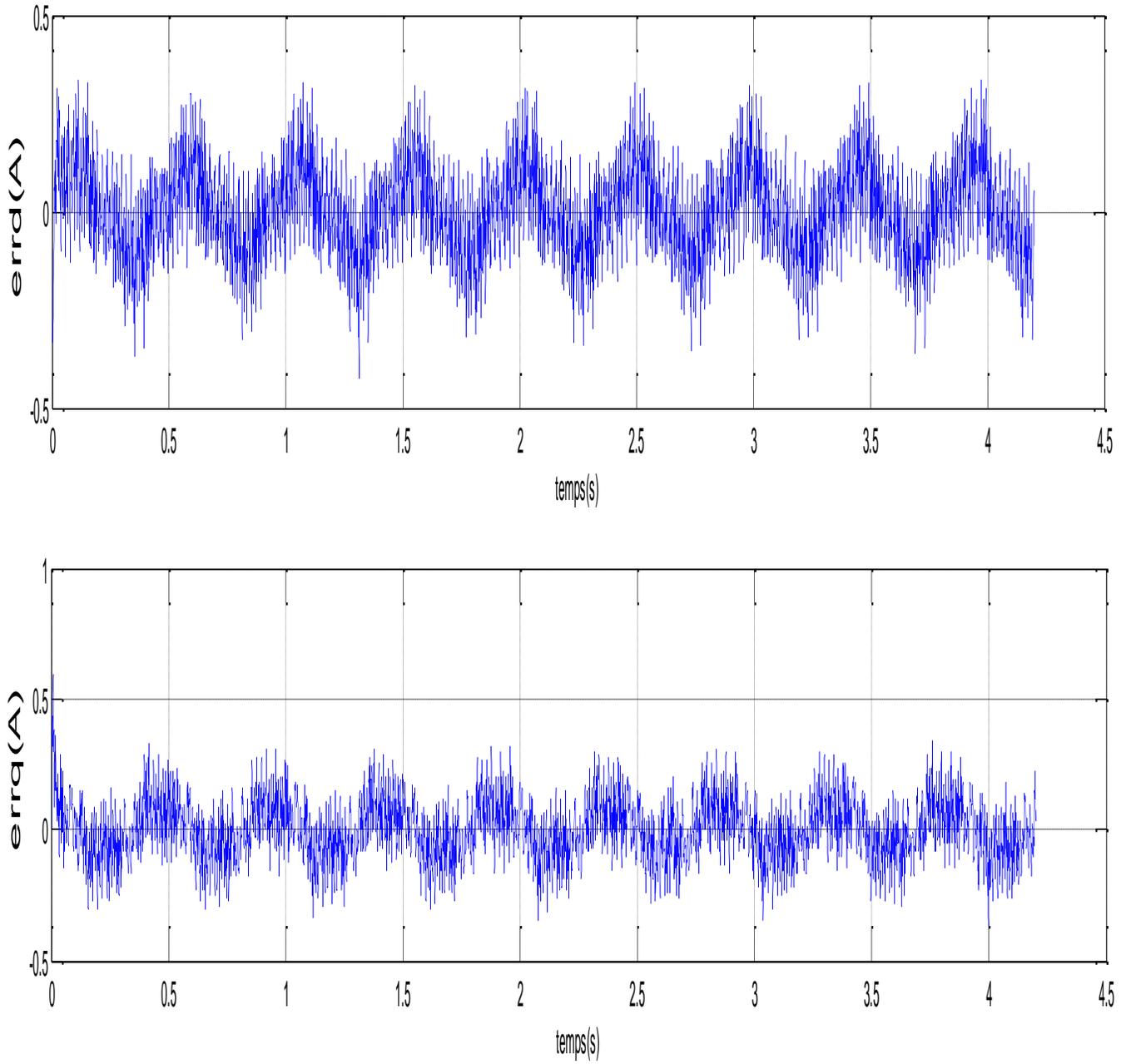


Figure 4.9 : Erreurs d'estimation d'axe d et q dans le cas d'une barre cassée.

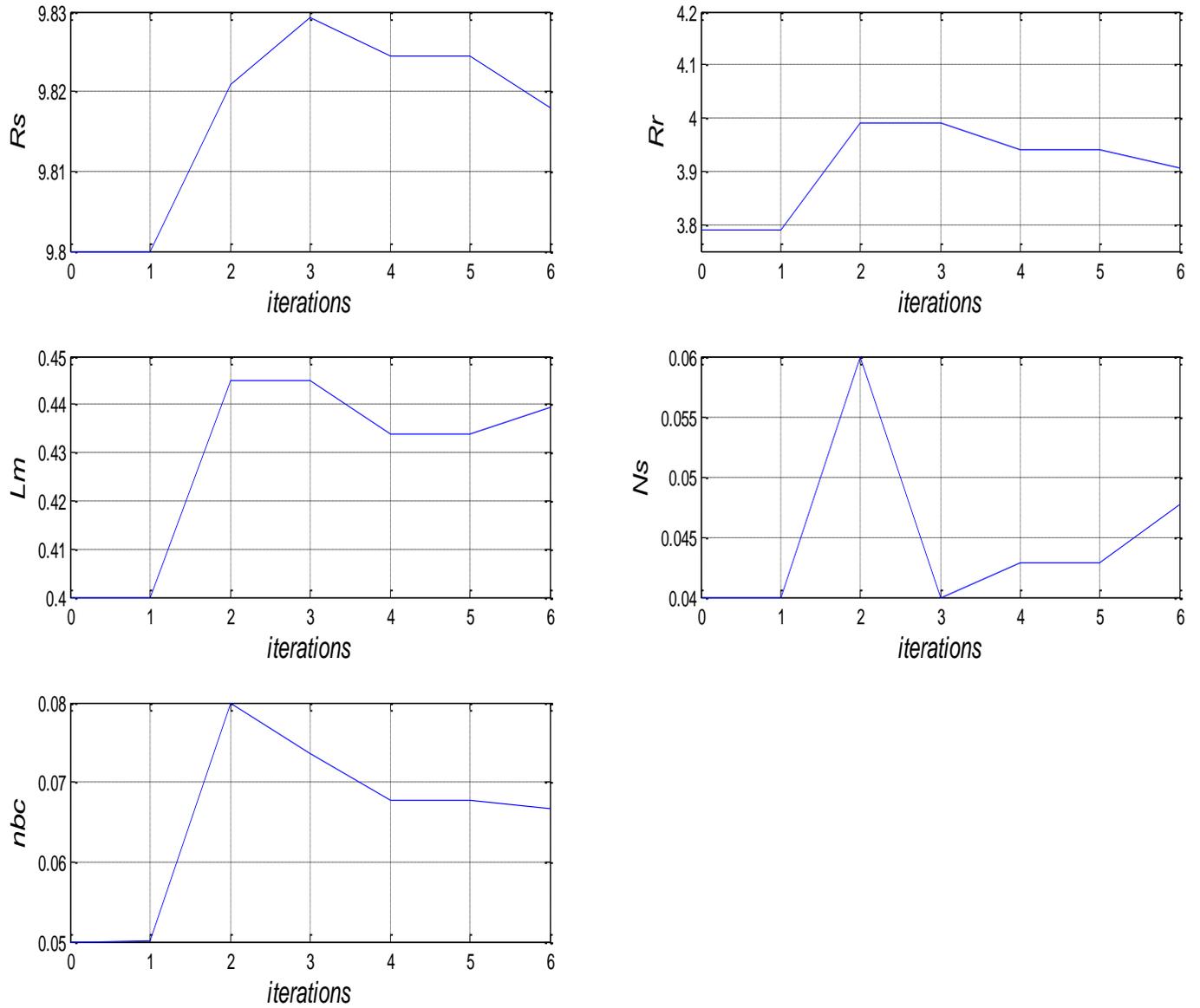


Figure 4.10 : Identification des paramètres avec défaut pour une barre cassée.

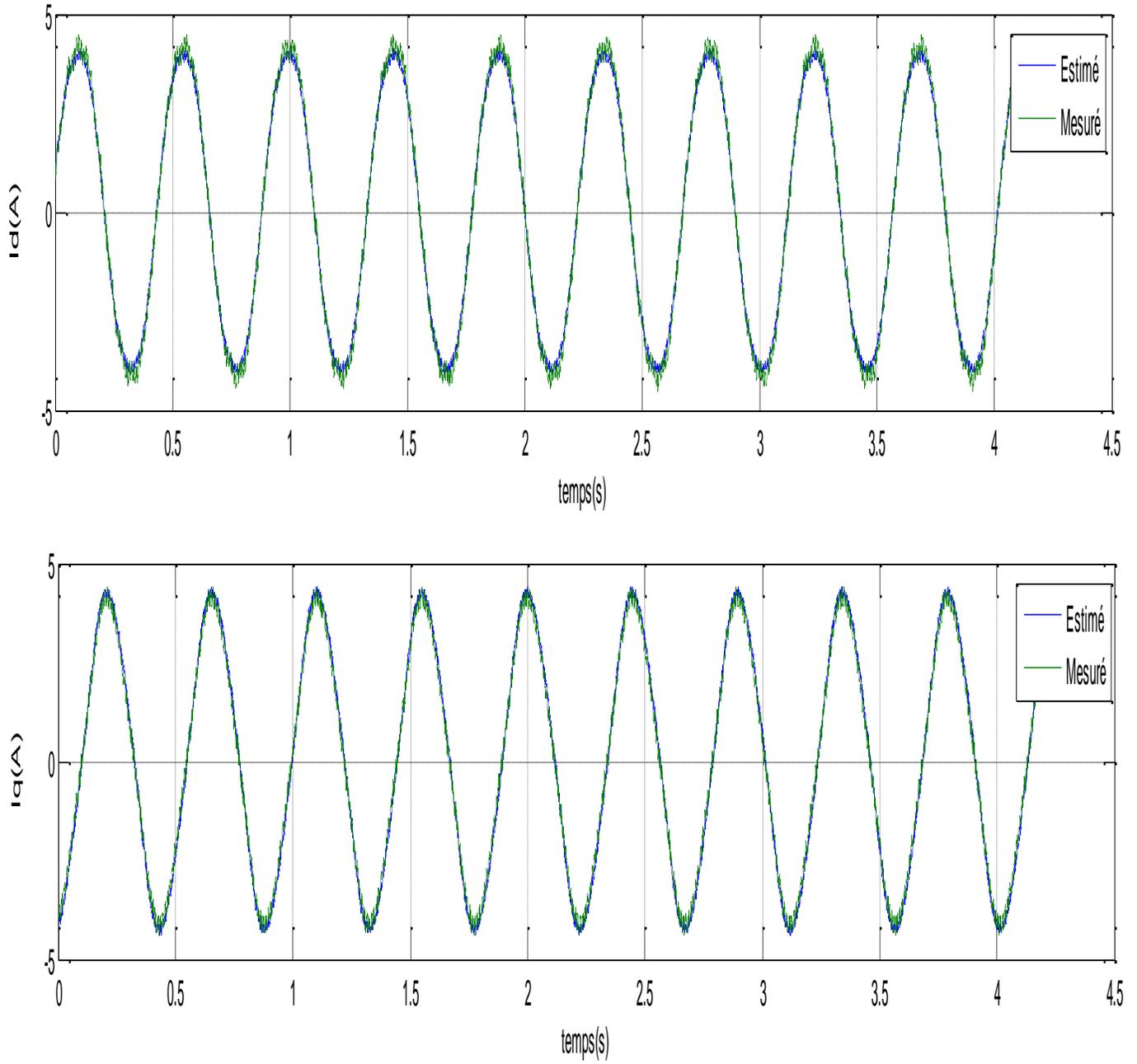


Figure 4.11 : Courants d'axe d et q dans le cas de deux barres cassées.

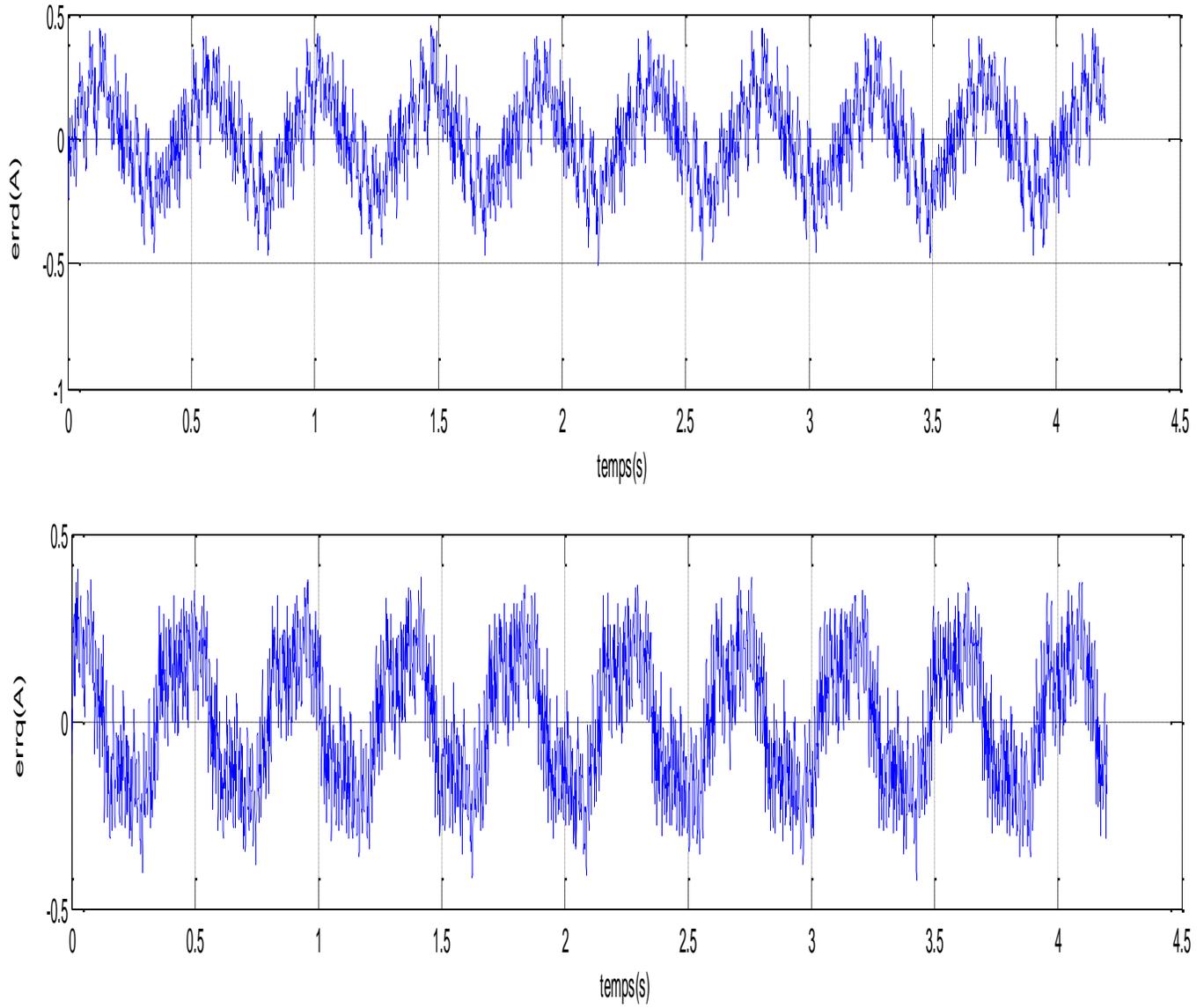


Figure 4.12 : Erreurs d'estimation d'axe d et q dans le cas de deux barres cassée.

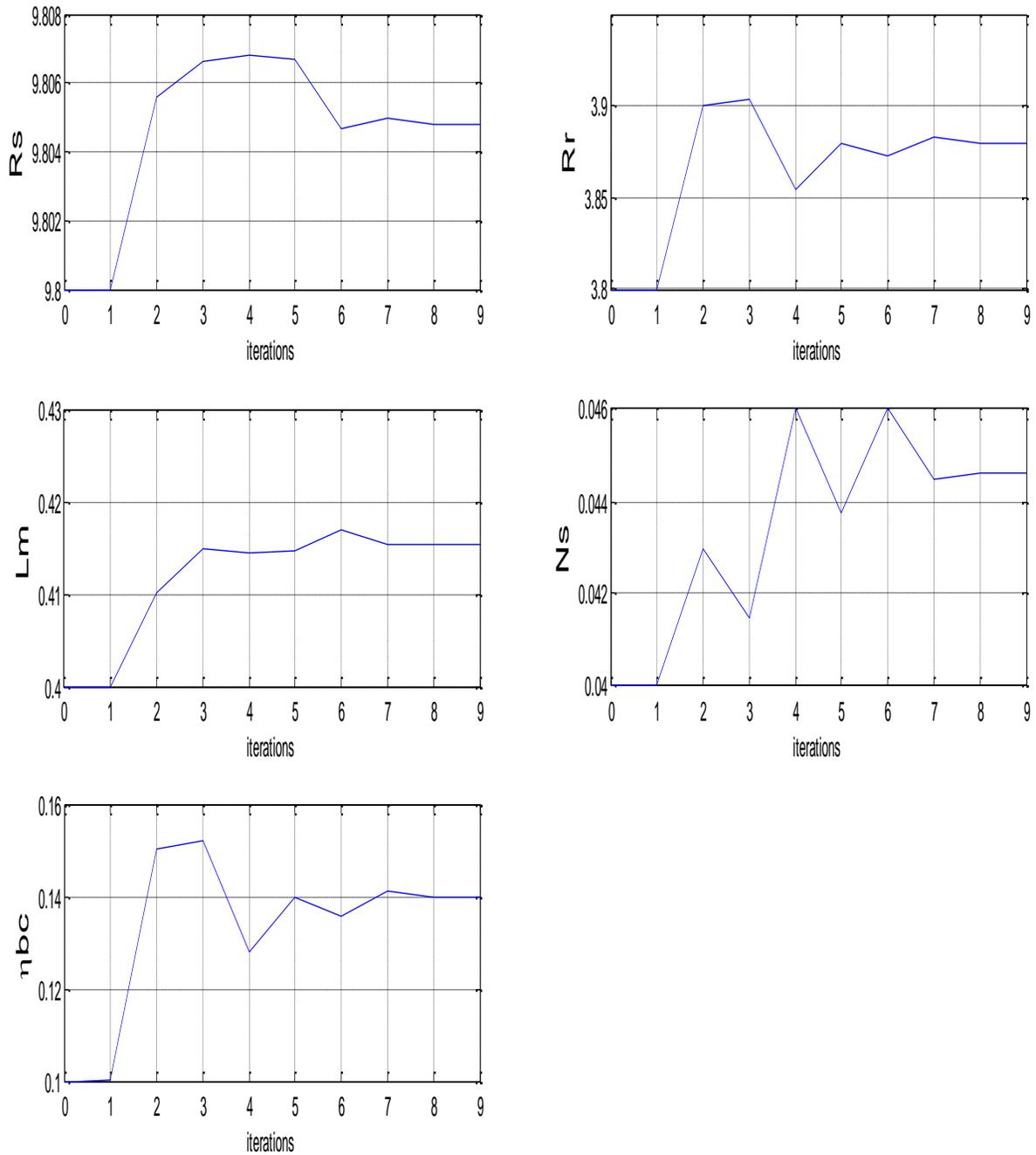


Figure 4.13 : Identification des paramètres avec défaut pour deux barres cassées.

On remarque que les erreurs obtenues sont faibles et restent inférieures à 5% de la valeur maximale du courant et le rapport de barres cassées η_{bc} est très proche de la valeur donnés.

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué une procédure de diagnostic par identification paramétrique sur le modèle de la machine asynchrone à cage dédiée aux défauts rotor.

En premier lieu, l'algorithme d'identification paramétrique à erreur de sortie avec information a priori a été présenté. Cet algorithme permet d'adjoindre la connaissance des paramètres physiques de la machine de manière explicite dans le critère afin d'enrichir la procédure d'estimation, ce qui permet une convergence plus rapide et plus robuste de l'algorithme d'identification.

Le modèle présenté tient compte des variations de la résistance rotorique en situation de défaut du type rupture de barres. L'introduction d'un paramètre supplémentaire dans le modèle de Park permet de quantifier le nombre de barres cassées.

Ce modèle a été validé par des données expérimentales. La procédure d'identification a ainsi permis de quantifier le nombre de barres cassées au rotor.

Ainsi, dans des situations de défauts réels, la procédure de diagnostic par estimation paramétrique mise en place donne une image très réaliste du déséquilibre présent dans la machine. Ceci est dû d'une part, à la puissance de l'algorithme d'identification avec information à priori et d'autre part, au macro-modèle développé qui tient compte d'un fonctionnement déséquilibré de la machine.

Conclusion générale

Nous nous sommes intéressés dans ce travail à la modélisation et l'identification paramétrique de la machine asynchrone triphasée à cage à partir de mesures en régime permanent sinusoïdal, le but étant d'estimer au mieux les paramètres électriques de la machine. Deux stratégies ont été présentées pour l'estimation des paramètres. Une évaluation des erreurs d'estimation dues aux erreurs de mesure et aux erreurs de modèles.

L'identification, bien qu'elle apparaisse simple à faire, nécessite autant de connaissances physiques sur le processus que de connaissances mathématiques pour mettre en œuvre une méthode d'identification. En effet, avant de passer à l'étape quantitative qui est la détermination des valeurs numériques des paramètres, il faut d'abord faire une modélisation aussi complète que possible, en tenant compte de la globalité des phénomènes physiques au sein du processus.

La modélisation de la machine asynchrone triphasée à cage a été effectuée par modèle d'état, pour répondre au mieux aux exigences de l'identification. Le choix d'un modèle est généralement confié au spécialiste du domaine concerné. Cependant, nous avons proposé une méthode permettant un choix objectif et conduisant à quelques remarques. Tout d'abord, il faut éviter d'utiliser le modèle le plus complet avec fuites séparées. Bien qu'il corresponde mieux à la physique du processus, il conduit généralement à des valeurs aberrantes des paramètres à cause des erreurs de mesure. Afin d'obtenir un modèle pratiquement identifiable, les phénomènes n'entraînant qu'une faible erreur d'estimation doivent être négligés.

La modélisation par schéma équivalent généralisé de la machine asynchrone, qui est la modélisation la plus représentative, a permis d'élaborer un modèle plus simple à manipuler et valide pour les divers régimes de fonctionnement. Notre choix d'un modèle simplifié contient 4 paramètres.

La deuxième étape de l'identification est une étape quantitative qui demande de nombreux essais sur la machine. Nous avons utilisé une méthode plus performante qui est la méthode des moindres carrés non-linéaire, cette dernière est basée sur la minimisation de l'écart entre la réponse du modèle et celle du système en agissant sur les paramètres. Ainsi que la méthode du modèle et algorithme de Levenberg-Marquardt, qui a permis la validation des estimations par moindres carrés, des paramètres électriques.

Les résultats de cette méthode, comme nous l'avons vu au chapitre 3, sont très intéressants et la réponse du modèle est très proche de celle du système pour les deux courants sur les axes d et q . Ces résultats constituent une justification des hypothèses faites lors de la modélisation de la machine et confirment la validité du modèle que nous avons utilisé.

Le modèle de la machine asynchrone en défaut au rotor tient compte des variations de la résistance rotorique en situation de défaut du type rupture de barres. L'introduction d'un paramètre supplémentaire dans le modèle de Park permet de quantifier le nombre de barres cassées.

Les deux sujets traités ont comme point commun d'apporter une première solution. L'identification paramétrique permet de connaître parfaitement les paramètres du modèle de la machine saine. Toutefois, l'identification dans le cas sain se faisant, le diagnostic par estimation paramétrique permet de quantifier le nombre de barres cassées au rotor.

Le problème reste néanmoins ouvert. Il y a de nombreuses perspectives qui sont envisageables à plus ou moins court terme.

En premier lieu, il serait intéressant de poursuivre les recherches sur les défauts statoriques et d'excentricités.

Une deuxième perspective serait la prise en compte des pertes fer. Ces dernières peuvent entraîner des erreurs d'estimation importantes lorsqu'elles sont négligées, il est donc souhaitable de les prendre en compte dans le modèle.

ANNEXE

Description du banc expérimentale

Caractéristiques de la machine

220/380V 50 Hz 1.1 KW utile p=2 couplage étoile

5 paramètres :

$$R_s = 9.8 \text{ Ohm}$$

$$R_f = 1200 \text{ Ohm}$$

$$R_{2r} = 5.3 \text{ Ohm}$$

$$L_s = 0.5\text{H}$$

$$N_r = 0.04 \text{ H}$$

g le glissement

J et f sont inconnus .

Banc d' acquisition

- 3 Capteurs de tension avec ampli d'isolement de marque LEM
- 3 capteurs de courant à effet Hall LEM
- 1 capteur de position incrémental 2048 points sur deux voies (une seule voie est utiliser par comptage des impulsions avec un timer)
- filtres antirepliements pour les V et les I de 500Hz (4° ordre)

Résultats d'essai :

- à **CHAUD**

alimentation par secteur 50 Hz période d'échantillonnage à 700 micro secondes Filtrage des 3 tensions et 3 courants par filtre analogique antirepliement (Butterworth du 4ème) de fréquence de coupure de 500 Hz et la position (teta) par un filtre numérique équivalent. + la vitesse Fichiers au format Matlab.

ESSAIS:

- rotor en défaut (2 barres coupées) stator sain,
- rotor en défaut (1 barre coupée) stator sain,
- rotor sain stator sain

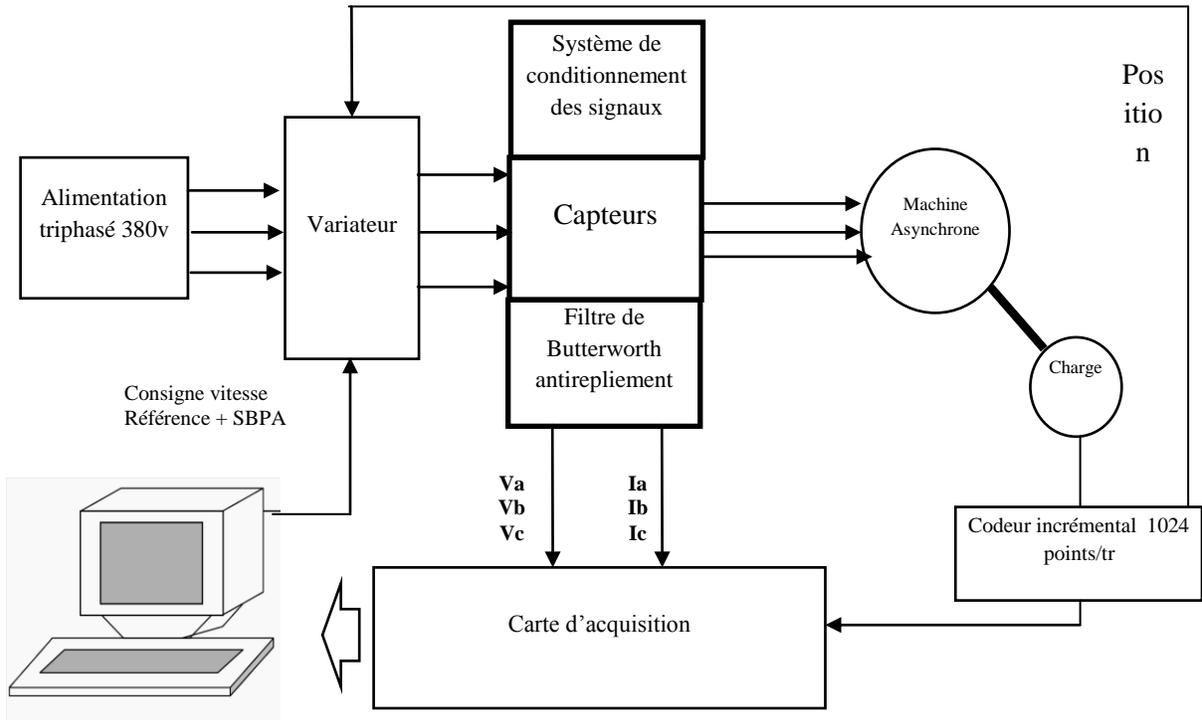


Figure 3.1. Banc d'essai

Bibliographie

- [1] Stephen. Chapman: “*Electric machinery fundamentals*”, Higher Education, United States, New York, 2005, Vol 4.
- [2] J.P. Caron, J.P. Hautier : “*Modélisation et Commande de la machine asynchrone*”, Edition Technip, France 1995.
- [3] Jean. Paul Louis : “*Modélisation des machines électriques en vue de leur commande*”, Lavoisier, Paris 2004, pages 61-62,68-73.
- [4] François. Malrait : “*Problèmes d'identification et d'observabilité du moteur à induction pour la variation de vitesse industrielle*”, Thèse doctorale, Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris 2001.
- [5] D. Landau, Gianluca Zito : “*Digital Control Systems*”, Springer, London 2006.
- [6] Eric Walter, Luc Pronzato : “*Identification of parametric Models from experimental data*”, Edition Masson 1997.
- [7] Belkacem Kada : “*Contribution a l'identification et l'identification en ligne en vue de la base de la commande automatique en temps réel des systèmes complexes*”, Thèse doctorat, Université Laval, Québec 2006.
- [8] Davide Aguglia : “*Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle*”, Thèse pour l’obtention M.sc, Université Laval, Québec 2004.
- [9] www.laii.univ-poitiers.fr
- [10] Yves Granjon: “*Systèmes linéaires, non linéaires, à temps continu, à temps discret, représentation d'état*”, 2^e édition, Dunod, Paris 2010.
- [11] H. A. Bonnett: “*Root cause AC motors failure analysis with a focus on shaft failures*”, IEEE Trans. On Industry Applications vol.36, n°5, Sept/Oct.2000, pp.1435-1448.
- [12] Smaïl. BACHIR : “*contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique*”, Thèse doctorat, université de Poitiers, soutenue le 17 décembre 2002.
- [13] Smaïl. BACHIR, Slim.Tnani, Jean.Claude, Gérard. Champenois, Jacques Saint.Michel : “*Diagnostic de la machine asynchrone par identification paramétrique*”, Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 5, no. 3-4 pp.401-430, 2002.