

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

# THESE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE -- المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Présentée par :

**MGHEZZI LARAFI MOHAMED**

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique (E.N.P)

Pour l'obtention du :

**DIPLOME DE MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE**

**OPTION : MACHINES ELECTRIQUES**

## THEME

**IDENTIFICATION PARAMETRIQUE LINEAIRE  
DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE**

Soutenue publiquement le 19 Février 2002 devant le Jury d'examen :

Président	: A.MEKHALDI	Maître de Conférences	E.N.P.
Directeur de Thèse	: O. TOUHAMI	Professeur	E.N.P.
Directeur de Thèse	: R.IBTIOUEN	Professeur	E.N.P.
Examineur	: S.MEKHTOUB	Maître de Conférences	E.N.P.
Examineur	: R.TAHMI	Chargé de Recherche	E.N.P.
Examineur	: M.HADDADI	Maître de Conférences	E.N.P.

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

# THESE

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

Présentée par :

**MGHEZZI LARAFI MOHAMED**

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique (E.N.P)

Pour l'obtention du :

**DIPLOME DE MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE**

**OPTION : MACHINES ELECTRIQUES**

**THEME**

**IDENTIFICATION PARAMETRIQUE LINEAIRE  
DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE**

Soutenue publiquement le 19 Février 2002 devant le Jury d'examen :

Président	: A.MEKHALDI	Maître de Conférences	E.N.P
Directeur de Thèse	: O. TOUHAMI	Professeur	E.N.P
Directeur de Thèse	: R.IBTIOUEN	Professeur	E.N.P
Examineur	: S.MEKHTOUB	Maître de Conférences	E.N.P
Examineur	: R.TAHMI	Chargé de Recherche	E.N.P
Examineur	: M.HADDADI	Maître de Conférences	E.N.P

## DEDICACE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

A mes parents,  
en témoignage de reconnaissance et d'affection.

A mon frère et mes soeurs,  
à qui je dois tant.

A toute ma famille,  
pour leur attention à mon bonheur.

Et à tout mes amis,  
pour leurs soutien, qui me fut si précieux durant mes études.

M.L.M

## AVANT PROPOS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Le travail de recherche exposé dans cette thèse, a été réalisé au sien du Laboratoire de Machines Electriques, du Département Génie Electrique, de l'Ecole National Polytechnique (E.N.P) d'Alger.

Je suis très heureux aujourd'hui, de pouvoir exprimer ma plus profonde gratitude et reconnaissance, à Monsieur O.Touhami Professeur à l'E.N.P et directeur de thèse, et à Monsieur R.Ibtiouen Professeur à l'E.N.P et codirecteur de thèse, pour m'avoir initié à la recherche scientifique, par leurs suivi constant et leurs précieux conseils, qui m'ont servi de guide tout au long de ce travail, achevé dans une ambiance très amicale et sympathique.

Je remercie vivement Monsieur A.Mekhaldi, Maître de Conférences à l'E.N.P et Chef de Département Génie Electrique, de l'honneur qu'il me fait d'avoir accepter de présider, malgré de lourdes charges, le Jury de thèse.

J'exprime aussi mes vifs remerciements à Monsieur S.Mekhtoub, Maître de Conférences à l'E.N.P, pour l'aide et la disponibilité dont il a fait preuve à mon égard, lors des discussions scientifiques enrichissantes que j'ai eues avec lui, et pour avoir accepter de participer à ce Jury en tant qu'examineur.

Je suis très reconnaissant à Monsieur R.Tahmi, Chargé de Recherche à l'E.N.P, de l'intérêt qu'il manifeste pour ce travail, en acceptant de faire partie du Jury en tant qu'examineur.

J'adresse aussi mes vifs remerciements à Monsieur M.Haddadi, Maître de Conférences à l'E.N.P, pour l'intérêt qu'il manifeste pour ce travail, en acceptant de participer à ce Jury en tant qu'examineur.

Je tiens à citer et à remercier tous mes collègues et amis Magister de l'E.N.P, en particulier M.Larbani, M.Hasni, T.Khaldi, A.Nesba, pour leur soutien moral, et les discussions scientifiques fructueuses que nous avons eues.

Mes remerciements vont également à tous ce qui ont contribué, de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail, qu'ils trouvent ici le témoignage de ma profonde reconnaissance, et surtout qu'ils m'excusent de n'avoir pu tous les citer nominativement.

هذا الإنجاز يعالج مسألة التعريف الوسيط الخطي للآلة اللامتزامنة ثلاثية الطور بدءا ، نقوم بتقدير تجريبي للوسائط الكهربائية المفترضة ثابتة في مرحلة أولى ، ، للدائرة المكافئة التقليدية للآلة. نقدم بعدها منهجية تقديرية سريعة بواسطة قوانين تحليلية مرئية من الجزء الثابت، بالقيام بمتابعة للوسائط الكهربائية المتغيرة مع شروط التشغيل. إنَّ التعريف العشوائي للآلة اللامتزامنة ثلاثية الطور المتوقفة، المغذاة بواسطة مهشتر تسلسلي، قد حقق بالاستعانة بالمؤمئل الخطي لغوص-نيوتن ذات التباين الأدنى، على أساس بنية النموذج المتقطع ARX، إنَّ الوسائط الميكانيكية قد قدرت في اتجاه مسلك عددي، من خلال منحنى التمهّل التجريبي الملمس. وختاماً، نهي هذه الدراسة بإنشاء مختلف النماذج التعريفية الخطية التراجعية ، للوسائط الكهربائية للآلة، من منطلق رصد مداخل-مخارج معايير الجزء الثابت، بهدف إستعمالها في حوازم التحكم

الكلمات المفاتيح. نموذج التعارف، التعريف الوسيط، مهشم تسلسلي، التحويلات الترددية، الشروط التعريفية، بنية النموذج ARX، عمليس الإشارات، مرشح بيتزورث، التحليل الطيفي، نماذج الانحدار.

### Résumé :

Ce travail traite le problème d'identification paramétrique linéaire de la machine asynchrone triphasée. Tout d'abord, on procède à une estimation expérimentale des paramètres électriques supposés constants dans un premier temps, du schéma équivalent traditionnel en T de la machine. Nous présentons ensuite une méthodologie d'estimation rapide par des formalismes analytiques vue du stator, en effectuant une poursuite des paramètres électriques variables avec les conditions de fonctionnement. L'identification stochastique de la machine asynchrone triphasée à l'arrêt, alimentée par un hacheur série, est réalisée à l'aide de l'optimiseur linéaire de Gauss-Newton à variance minimale, sur la base de la structure de modèle discret ARX. Les paramètres mécaniques sont estimés selon une voie numérique, à l'issue de la courbe de ralentissement expérimentale lissée. Enfin, nous terminerons cette étude, par l'élaboration de divers modèles d'identification linéaire récurrente, des paramètres électriques de la machine, à partir de l'observation entrée-sortie de grandeurs statoriques, en vu de leur utilisation dans les algorithmes de commande.

Mots clé. Modèle de connaissance, identification paramétrique, hacheur série, transformations fréquentielles, conditions d'identifiabilité, structure de modèle ARX, lissage de signaux, filtre de Butterworth, analyse spectrale, modèles de regression.

### Abstract :

In this research work we study the linear parametric identification of a three phase asynchronous machine. In the first part we proceed to an experimental estimation of the electric parameters. These parameters are considered constant at the initial time which are abbied by the conventionale T equivalent diagram of the asynchronous machine. In the second part, we presente a fast estimation methodology based on the analytic formalism refessed to the stator. This evaluation is performed by pursing the variable electric parameters in fonctionning conditions. The stochestic identification of the three phase asynchronous machine in the off state, supplied by on series chopper, is achieved by the linear Gauss-Newton optimiser with minimal variance, based on the discret ARX model structure. The mechanical parameters are estimated throug a numerical method by smoothing the experimental release protor curve. Finally, we present a survey of an elaborated of various recursive linear identification models of the electric parameter machine. This identification was performed from the observation of the input/output statoric values whitch will be introduced in the command algorithms.

Keywords. Knowledge model, parametric identification, series chopper, frequency transformations, identifiability conditions, ARX model structure, smoothing signals, Butterworth filter, spectral analysis, regression models.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# SOMMAIRE

# SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

Nomenclature des symboles mathématiques.....	1
Introduction générale.....	4
 <b>PARTIE I    MODELISATION ET ESTIMATION RAPIDE DES PARAMETRES               ELECTRIQUES DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE</b>	
 Introduction.....	 9
I.1 MODELE DE CONNAISSANCE DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN GRANDEURS DE PHASE.....	10
I.1.1 Description structurelle et représentation schématique.....	10
I.1.2 Hypothèses de base.....	11
I.1.3 Formulation mathématique de la machine asynchrone triphasée.....	12
I.1.3.1 Equations d'induction électromagnétique.....	12
I.1.3.2 Equation électromécanique du mouvement .....	14
I.2 MODELE DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.....	15
I.2.1 Principe de la transformation de Park.....	15
I.2.2 Equations transformées de Park .....	18
I.2.3 Modèle dynamique d'état de Park de la machine asynchrone triphasée.....	20
I.3 SCHEMA EQUIVALENT CLASSIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.....	24
I.3.1 Modèle statique adopté.....	24
I.3.2 Détermination expérimentale classique des paramètres électriques.....	25
a. Mesure des résistances.....	26
b. Mesure des inductances cycliques en vue d'une simulation dynamique.....	26
c. Détermination des paramètres du schéma équivalent.....	27
I.3.3 Critères de choix d'un modèle statique.....	28
I.4 SCHEMA EQUIVALENT A PARAMETRES VARIABLES DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE .....	28
I.4.1 Problématique de la machine asynchrone à cage.....	28

I.4.2	Structure du modèle statique et relations générales.....	29
I.4.3	Détermination de l'impédance magnétisante cyclique saturable.....	31
I.4.4	Estimation des paramètres rotoriques en charge.....	32
	Conclusion.....	35

**PARTIE II            IDENTIFICATION PARAMETRIQUE LINEAIRE DE LA  
MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A L'ARRET  
ALIMENTATION PAR HACHEUR**

	Introduction.....	36
II.1	ORIGINE DE LA METHODOLOGIE D'IDENTIFICATION STATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.....	38
II.1.1	Déroulement de l'expérience.....	38
II.1.2	Positionnement statique du rotor.....	39
II.1.3	Etat magnétique de la machine.....	41
II.2	FORMULATION MATHEMATIQUE DU PROBLEME D'IDENTIFICATION STATIQUE.....	44
II.2.1	Modèle linéaire de la machine asynchrone à l'arrêt dans l'espace fréquentiel continu.....	44
II.2.2	Modèle échantillonné du système .....	47
II.2.3	Estimation paramétrique réursive du modèle échantillonné dans le cas déterministe.....	48
II.2.4	Détermination des fonctions de transfert continues à partir des fonctions de transfert discrètes .....	54
II.2.4.1	Passage de la représentation par fonction de transfert à la représentation d'état .....	55
II.2.4.2	Transition du modèle d'état discret au modèle d'état continu.....	56
II.2.4.3	Evaluation de la fonction de transfert à partir de sa représentation d'état.....	57
II.3	FACTEURS INFLUANT SUR L'IDENTIFICATION PARAMETRIQUE.....	58
II.3.1	Choix des signaux d'entrées pour l'identification.....	58
II.3.2	Choix de la fréquence d'échantillonnage.....	59
II.3.3	Effet néfaste du bruit de mesure.....	60
II.4	ETUDE DE L'IDENTIFIABILITE PARAMETRIQUE D'UN SYSTEME A PARTIR DE LA REPONSE INDICIELLE.....	61
II.4.1	Identification complète d'un système de premier ordre sur la base de la réponse indicielle..	61
II.4.2	Identification partielle d'un système de quatrième ordre fondée sur la réponse indicielle.....	63

II.5. IDENTIFICATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE ALIMENTEE PAR UN HACHEUR DANS UN CONTEXTE STOCHASTIQUE .....	66
II.5.1. Estimation des paramètres mécaniques.....	67
II.5.1.1 Détermination du moment d'inertie mécanique.....	68
a. Mesure de la puissance dissipée par frottement mécanique.....	69
b. Calcul de l'accélération angulaire au ralentissement.....	69
II.5.1.2 Modèle mathématique du couple d'amortissement mécanique.....	70
II.5.1.3 Etablissement des modèles physiques du couple d'amortissement et des grandeurs cinématiques au ralentissement .....	71
II.5.2 Identification des paramètres électriques de la machine asynchrone dans un environnement aléatoire .....	72
II.5.2.1 Principe du filtrage par décorrélation signal-bruit à l'aide de la structure de modèle discret ARX .....	72
II.5.2.2 Algorithme itératif d'identification élaboré de Gauss-Newton.....	77
II.5.2.3 Résultats de l'identification pratique des paramètres électriques.....	80
II.5.2.3.1 Identification des paramètres électriques non saturés de la machine.....	83
a. Validation de l'algorithme d'identification stochastique.....	85
b. Validation de la méthode de transformation fréquentielle inverse adoptée.....	85
c. Validation de l'hypothèse de P.L. Alger.....	87
d. Validation des paramètres électriques et mécaniques identifiés, en régime alternatif dynamique non saturé .....	88
d.1 Filtrage des données .....	88
d.1.1 Adaptation fréquentielle du filtre continu passe-bas de Butterworth.....	89
d.1.2 Version numérisée du filtre continu conçu de Butterworth.....	92
d.2 Comparaison des comportements dynamiques simulé et réel.....	92
II.5.2.3.2 Identification des paramètres électriques de la machine en état de saturation nominale .....	95
a. Validation de l'estimateur linéaire stochastique.....	96
b. Validation de la technique de conversion fréquentielle discrète-continue utilisée.....	96
c. Validation de l'hypothèse de P.L. Alger en régime saturé.....	97
d. Validation des paramètres estimés de la machine en régime alternatif dynamique saturé.....	97
Conclusion.....	100

partie III

IDENTIFICATION PARAMÉTRIQUE DE LA MACHINE  
ASYNCHRONE TRIPHASEE EN REGIME  
DYNAMIQUE LINEAIRE

Introduction.....	131
III.1 IDENTIFICATION DIRECTE DU MODELE LINEAIRE CONTINU DE LA MACHINE A PARTIR DE LA REPOSE HARMONIQUE .....	133
III.1.1 Modèle à un axe de la machine formulé à l'aide de la représentation complexe du vecteur spatio-temporel de Park.....	133
III.1.2 Modèle de regression linéaire continu.....	137
III.1.3 Algorithme d'identification linéaire des moindres carrés récursifs dans le cas multivariable.....	142
III.1.4 Simulation numérique de l'algorithme d'identification linéaire directe du modèle paramétrique continu de la machine.....	144
III.1.4.1 Résultats de l'identification théorique en continu de la machine à rotor bloqué.....	145
III.1.4.2 Identification en continu des paramètres électriques de la machine en fonctionnement.....	147
III.1.4.2.1 Identification paramétrique directe du modèle continu multi-sorties de la machine.....	148
III.1.4.2.2 Identification paramétrique directe d'un modèle continu mono-sortie de la machine.....	149
III.2 IDENTIFICATION PARAMÉTRIQUE INDIRECTE DE LA MACHINE A PARTIR DU MODELE LINEAIRE DISCRETISE - ALIMENTATION PAR ONDULEUR DE TENSION HARMONIQUE.....	151
III.2.1 Représentation par matrice de transfert continue réelle du modèle linéaire de la machine.....	151
III.2.2 Modèle échantillonné du système multidimensionnel.....	154
III.2.3 Modèles discrets de regression linéaire en vue d'une identification paramétrique de la machine .....	156
III.2.3.1 Modèle discret d'identification à rotor bloqué.....	156

III.2.3.2 Modèles discrets d'identification de la machine en mouvement de rotation uniforme .....	158
III.2.3.2.1 Formulation du problème d'identification du modèle discret multi-sorties de la machine.....	158
III.2.3.2.2 Elaboration du modèle discret mono-sortie d'identification paramétrique de la machine.....	160
III.2.4 Passage de la représentation par matrice de transfert discrète à la représentation par matrice de transfert continue.....	161
III.2.4.1 Passage de la matrice de transfert discrète vers l'espace d'état discret .....	162
III.2.4.2 Conversion discrète-continue entre modèles temporels d'état dans le cas multidimensionnel.....	162
III.2.4.3 Conversion de forme de modèles continus : espace d'état - matrice de transfert.....	163
III.2.5 Résultats d'identification simulée de la machine à travers ses modèles paramétriques échantillonnés.....	165
III.2.5.1 Identification du modèle discret mono-dimensionnel de la machine à rotor bloqué.....	167
III.2.5.2 Estimation du modèle paramétrique échantillonné multidimensionnel de la machine en régime de synchronisme.....	168
Conclusion.....	171
Conclusion générale.....	198
Annexe A.....	202
Annexe B.....	207
Bibliographie.....	214

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# NOMENCLATURE

## NOMENCLATURE DES SYMBOLES MATHÉMATIQUES

SYMBOLES	DESIGNATIONS
$(a_s, b_s, c_s); (a_r, b_r, c_r)$ $(v_{as}, v_{bs}, v_{cs}); (v_{ar}, v_{br}, v_{cr})$ $(i_{as}, i_{bs}, i_{cs}); (i_{ar}, i_{br}, i_{cr})$ $(\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}); (\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr})$	Indices des trois phases réelles du stator et du rotor. Tensions instantanées par phase statoriques et rotoriques Courants instantanés d'enroulements de phase associés au stator et au rotor. Flux d'enroulements de phase au niveau du stator et du rotor.
$r_1$	Résistance interne par phase du stator.
$r_2, r_2'$	Résistance interne par phase du rotor, et son image au stator.
$L_s, L_r$	Inductance propre d'une phase statorique et rotorique.
$M_s, M_r$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques et deux phases rotoriques.
$M_0$	Amplitude de l'inductance mutuelle stator-rotor.
$\theta_s, \theta_r$	Position angulaire algébrique du référentiel relatif de Park, par rapport à l'axe statorique et l'axe rotorique.
$\theta$	Ecart angulaire orienté entre l'axe rotorique et l'axe statorique de référence.
$T_e$	Couple électromagnétique.
$T_i$	Couple d'inertie mécanique
$T_d$	Couple d'amortissement mécanique.
$T_L$	Couple de charge mécanique.
$P_p$	Nombre de paires de pôles magnétiques de la machine.
$J$	Moment d'inertie mécanique de la partie tournante.
$\Omega_r$	Vitesse de rotation du rotor.
$D$	coefficient d'amortissement mécanique visqueux.
$T_{f0}$	Couple de frottement solide.
$\tau_m$	Constante de temps mécanique.
$\omega_s$	Pulsation synchrone des signaux statoriques.
$\omega_r$	Pulsation mécanique du rotor.
$\omega$	Vitesse angulaire électrique du référentiel de Park.
$g$	Glissement relatif du rotor.
$(d_s, q_s, 0_s); (d_r, q_r, 0_r)$ $(v_{ds}, v_{qs}, v_{0s}); (v_{dr}, v_{qr}, v_{0r})$ $(i_{ds}, i_{qs}, i_{0s}); (i_{dr}, i_{qr}, i_{0r})$ $(\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, \Phi_{0s}); (\Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \Phi_{0r})$	Indices des trois phases fictives de Park, directe, en quadrature et homopolaire, du stator et du rotor. Composantes relatives du système de tension triphasée du stator et du rotor, exprimées dans le référentiel de Park. Coordonnées rectangulaires électriques de Park, du système de courant triphasé statorique et rotorique. Composantes relatives des flux triphasés au niveau du stator et du rotor, projetés sur le système d'axes de Park.
$L_c$	Inductance propre cyclique du stator.

SYMBOLES	DESIGNATIONS
$L_2, L'_2$	Inductance propre cyclique du rotor, et celle ramenée au stator.
$M, M'$	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor, et celle rapportée au stator.
$L_{0s}, L_{0r}$	Inductance homopolaire au niveau du stator et du rotor.
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel de la machine.
$R_\mu$	Résistance fictive tenant compte des pertes fer.
$L_\mu = M'$	Inductance magnétisante cyclique de la machine vue du stator.
$l_1, l'_2$	Inductance de fuite au niveau du stator, et au niveau du rotor ramenée au stator.
$N_1, N'_2$	Inductance de fuite totale vue du stator, et celle vue du rotor et ramenée au stator.
$\tau_s, \tau_r$	Constantes de temps cycliques statorique et rotorique.
$t$	Temps continu.
$T_e$	Période d'échantillonnage.
$KT_e$	Temps discret.
$s$	Opérateur différentiel de Laplace.
$z$	Opérateur aux différences
$X$	Vecteur d'état du système.
$\dot{X}$	Fonction dérivée première de X par rapport au temps.
$\det(A)$	Déterminant de la matrice carrée A.
$(U, Y)$	Vecteurs des variables d'entrées et de sorties observées du système.
$\hat{Y}$	Vecteur des variables de sorties prédites.
$(A_c, B_c, C_c, D_c)$	Réalisation continue d'état.
$(A_d, B_d, C_d, D_d)$	Réalisation discrète d'état.
$H(s), H(z)$	Fonction de transfert scalaire ou matricielle, d'un système linéaire continu et discret.
$H_p(s), H_p(z)$	Fonction de transfert monovariante, continue et discrète, propre à chaque direction magnétique de Park d et q.
$H_c(s), H_c(z)$	Fonction de transfert monovariante, continue et discrète, de couplage électrique entre les directions magnétiques de Park d et q.
$\text{numcp}(s), \text{numcc}(s)$	Numérateurs de $H_p(s)$ et $H_c(s)$ .
$\text{numdp}(z), \text{numdc}(z)$	Numérateurs de $H_p(z)$ et $H_c(z)$ .
$\text{denc}(s), \text{dend}(z)$	Dénominateur commun de $H(s)$ et $H(z)$ .
$q^{-1}$	Opérateur retard temporel.
$B(q^{-1}), A(q^{-1})$	Numérateur et dénominateur de $H(q^{-1})$
$a_i, b_i, c_i, d_i, e_i$	Coefficients des fonctions de transfert continues.
$A_i, B_i, C_i, D_i, E_i$	Coefficients des fonctions de transfert échantillonnées.
$G_d, G_c$	Gain statique d'une fonction de transfert discrète et continue
$f_e$	Fréquence d'échantillonnage
$f_{sh} = f_e/2$	Fréquence de shannon
$f_c$	Fréquence de coupure d'un filtre linéaire
$f_H$	Fréquence de hachage

SYMBOLES	DESIGNATIONS
$\alpha_n$	Rapport cyclique du hacheur.
$(u_s(t), i_s(t))$	Tension et courant instantanés unidirectionnels délivrés par le hacheur.
$Hf(s), Hf(z)$	Fonction de transfert continue et discrète, d'un filtre mis sous forme d'une fraction rationnelle.
$Bf_i, Af_i$	Coefficients du numérateur et du dénominateur de $Hf(z)$ .
$P_{yy}$	Spectre d'amplitude de la fonction densité spectrale de puissance.
$\hat{\theta}_p$	Vecteur des paramètres de structure estimés, du modèle discret ou continu.
$\hat{\theta}_c, \hat{\theta}_d$	Vecteur des paramètres structuraux estimés, du modèle continu et du modèle discret.
$J(\hat{\theta}_p)$	Critère d'optimisation discret représentant une fonction d'erreur quadratique.
$\Phi(k)$	Matrice d'observation entrée-sortie du système, à l'instant $k$
$\varepsilon(k)$	Vecteur d'erreur de prédiction des sortie du système, à l'instant $k$ .
$\lambda(k)$	Facteur d'oubli fixe ou variable à un instant $k$ donné.
$\Lambda(k)$	Matrice de pondération relative entre composantes du vecteur d'erreur $\varepsilon(k)$ , à l'instant $k$ .
$Q(k)$	Matrice de gain de l'estimateur.
$L(k)$	Vecteur de gain de l'estimateur.
$e(k)$	Bruit blanc gaussien centré et stationnaire à l'instant $k$ .
$v(k)$	Bruit additif en sortie à l'instant $k$ .
$\sigma_s$	Variance commune du vecteur bruit résiduel de sortie $\varepsilon$ , calculée sur l'horizon d'observation
$\varepsilon_{\theta_s}(k)$	Vecteur bruit de paramètre, à l'instant $k$ .
FPE	Critère de l'erreur de prédiction final d'Akaïke
AIC	Critère d'Information d'Akaïke
$\underline{V}_s, \underline{I}_s, \underline{V}_r, \underline{I}_r$	Représentation spatio-temporelle continue complexe, des composantes relatives de Park, respectivement de la tension et du courant, au stator et au rotor, dans un référentiel choisi arbitrairement.
$\underline{\Phi}_s, \underline{\Phi}_r$	Vecteur spatial temporel complexe de Park, du flux au niveau du stator et du rotor.
$\underline{H}(s)$	Fonction de transfert complexe entrée-sortie de la machine
$\underline{b}_1, \underline{b}_0, \underline{a}_1, \underline{a}_0$	Paramètres complexes de $\underline{H}(s)$ .
Système SISO	Système mono-entrée / mono-sortie.
Système MIMO	Système multi-entrées / multi-sorties.
Système MISO	Système multi-entrées / mono-sortie.
Système SIMO	Système mono-entrée / multi-sorties.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# INTRODUCTION GENERALE

## INTRODUCTION GENERALE

L'aspect modélisation de la machine asynchrone triphasée, très utilisée dans les milieux industriels, pour des considérations technico-économiques, peut être vu sous différents angles, en fonction de l'objectif fixé.

D'une façon générale, le modèle dynamique par phase, de la machine asynchrone triphasée, vu sous l'aspect de la théorie du transformateur statique, peut être représenté physiquement, par un circuit quadripôle actif non linéaire, dont les circuits dipolaires primaire alimenté et secondaire en court-circuit, séparés par un entre fer, ne sont liés que par un couplage électromagnétique.

Le concept de circuits ramenés, consiste à mettre les grandeurs et par conséquent les paramètres, d'un circuit original de départ, à la même échelle que ceux du circuit de destination. Dans ces conditions le couplage électromagnétique se transforme, du point de vu physique en une branche de magnétisation.

La théorie des deux axes de Park, effectue une réduction des matrices inductances de la machine idéalisée, et en les rendant invariants dans le temps, rapporte une grande simplification dans les calculs. La matrice de transformation de Park, est un tenseur cinématique du second ordre (bidimensionnelle), permettant de transformer une machine asynchrone polyphasée réelle quelconque, en une autre machine asynchrone diphasée imaginaire équivalente, dite de Park, dont les nouveaux enroulements diphasés fictifs, sont solidaires au référentiel commun mobile de Park, à une vitesse angulaire arbitraire, fixée à priori.

Sous une vision automatique, le modèle dynamique complet de connaissance, de la machine asynchrone triphasée, est celui d'un système à structure multivariable, fortement non linéaire, à paramètres interdépendants et variables avec les conditions de fonctionnement, dont le degré de complexité, dépend du degré de prise en compte, des phénomènes physiques observés.

Le besoin de connaître et de prédire le comportement dynamique de la machine asynchrone triphasée, s'est accru rapidement avec les impératifs stratégiques, de la commande vectorielle numérisée, de très hautes performances dynamiques, dont le principe est d'assimiler le fonctionnement d'une machine asynchrone, à celui d'une machine à courant continu. Ces exigences induisent de façon inévitable le développement de nouvelles méthodes d'identification de complexité croissante sans cesse, dont l'implantation pratique devient de plus en plus difficile.

Les différentes méthodes d'identification d'un système, ne diffèrent en principe que sur le choix de la classe des modèles, des signaux d'entrée et du critère d'équivalence.

On pourra ouvrir des guillemets, pour définir deux grandes classes fondamentales de modèles paramétriques entrées-sorties :

- Les modèles de connaissance, sont établis, à partir des lois physiques, décrivant le comportement interne du système, d'une manière plus au moins fine, selon le degré de maîtrise des phénomènes mis en jeu, qui peut conduire à une formulation mathématique complexe. Cependant, il s'avère nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices afin de limiter la complexité du modèle interne du processus, pour des raisons de souplesse de manipulation, tel est le cas des automaticiens, qui préfèrent mettre en oeuvre des modèles réduits, facilitant ainsi énormément leur traitement automatique.

- Les modèles de représentation, sont élaborés, en observant seulement le comportement externe entrée-sortie du système physique considéré, sans prétendre à l'exactitude pour le comportement interne. Ils ont donc un but purement opérationnel, en donnant une représentation rationnelle à un objet. Cependant, l'approche par des modèles types « boîte noire » des fonctions de transfert de la machine asynchrone triphasée, est à écarter pour l'identification, car cela ne justifie en rien l'ordre du modèle de la machine [1].

Le choix d'une classe de modèle, se faisant en fonction de l'utilisation, et de la connaissance qualitative du comportement du système, permet de définir le domaine de traitement du problème d'identification, que se soit dans l'espace temporel ou dans l'espace fréquentiel.

- Dans le domaine temporel, les méthodes d'identification de la machine asynchrone, fondées sur les réponses temporelles, utilisent en général, la méthode du modèle de référence [2; 3], sur la base de l'observation entrée-sortie d'un système, tout en tolérant du fait de son caractère flexible, les structures variées du modèle mathématique, mises sous forme d'équations différentielles ou aux différences, linéaires ou non linéaires par rapport aux paramètres à identifier.

- Dans le domaine fréquentiel, les divers schémas d'identification linéaire de la machine à induction, sont développées à partir des fonctions de transfert, représentant physiquement des admittances opérationnelles, déduites des circuits équivalents de Park de la machine, à l'état d'arrêt ou en mouvement de rotation uniforme. Cependant les méthodes d'identification fréquentielle nécessitent un choix adéquat des signaux d'excitation du système.

Lorsque la vitesse de la machine asynchrone est lentement variable, pendant le déroulement du test d'identification, comme c'est le cas du régime d'établissement des courants, lors de l'essai de

synchronisme réel, où se manifeste de légères fluctuations de la vitesse, les modes dynamiques électriques rapides, et les modes dynamiques mécaniques lents, deviennent dissociables. De ce fait, l'approche multi-échelles de temps, permet d'approximer le problème d'identification de faible degré de non linéarité, par une estimation linéaire mais non stationnaire, s'opérant en deux temps, on identifie d'abord les paramètres électriques, par la connaissance de la valeur de la vitesse supposée constante, puis à partir des paramètres électriques, estimer la vitesse. Ainsi l'algorithme doit être bouclé, entre l'estimation linéaire des paramètres électriques, et celle de la vitesse rotorique. Cela constitue une simplification majeure des difficultés rencontrés lors de l'identification et la commande en temps réel de la machine [1]

L'identification des réponses fréquentielles, dans un contexte stochastique, d'un système linéaire invariant dans le temps, s'effectue principalement selon deux voies de calcul.

- La première catégorie concerne les méthodes fréquentielles, basées sur l'application directe de la transformée de Fourier rapide (F.F.T) aux signaux entrées-sorties de la machine [4], elles constituent un puissant outil d'identification, surtout dans le cas où les longueurs des enregistrements des signaux d'acquisition sont trop grandes. Cependant le calcul des F.F.T est très sensibles aux erreurs de troncature de l'intervalle d'intégration, et aux perturbations de mesure.
- La seconde façon de procéder, consiste en l'utilisation des diverses fonctions de l'analyse spectrale, pour la détermination des réponses fréquentielles, par le tracé du diagramme de Bode, Black ou Nyquist, qui constitue un modèle mathématique non paramétrique de la machine [5], en développant des méthodes statistiques d'estimation spectrale, au sens d'un critère d'optimisation.

Les diverses techniques d'identification, peuvent aussi se classer suivant, le choix des signaux test, et du mode opératoire de l'expérience, ce qui permet de préciser la nature des essais d'identification, effectués sur machine asynchrone, que se soit à l'arrêt (essais statiques) ou en rotation.

On distingue généralement, les méthodes d'estimation relevant de l'observation, qui nécessitent l'enregistrement des signaux entrées-sorties du processus réel, et celles relatives à l'expérimentation, où le calcul des paramètres est réalisé directement, à partir des lois de Kichoff, utilisées comme support mathématique, pour formuler cette approche d'identification de la machine asynchrone, sur la base des essais classiques (à vide, à rotor calé, de synchronisme, ...), [6; 7].

D'autre part, les méthodes d'identification de la machine asynchrone, peuvent s'exécuter, soit par essai électrique et mécanique séparément, soit par un essai unique. Le premier type d'essais est facile à mettre en oeuvre, mais ne convient pas toujours en pratique, à cause des conditions

d'exploitation. Le second, à essai unique, utilise beaucoup de paramètres et ne mène pas toujours à des valeurs physiques, d'où l'adjonction dans le programme de calcul, d'une contrainte de relaxation physique, c'est à dire, prédétermination de la plage admissible de variation de certains paramètres, notamment les moins sensibles, telles que les résistances statoriques et rotoriques [1].

Il est possible de cataloguer les différentes méthodes d'identification, selon le choix du critère d'équivalence, mesurant la ressemblance de comportement, entre le système physique et le modèle mathématique. Il joue un rôle déterminant dans la procédure d'identification, et peut prendre diverses formes explicites (moindre carrés, minimum de variance, maximum de vraisemblance,...). On est donc amené en général, à minimiser un critère statistique d'une distance, ou à optimiser une fonction objective scalaire.

La sélection de l'algorithme d'identification, dépend du modèle adopté, et plus particulièrement de l'expression des paramètres dans le critère d'optimalité. Si la formulation mathématique du critère conduit à une expression linéaire par rapport aux paramètres, les algorithmes d'estimation seront fondés sur des méthodes statistiques, par contre si l'expression des paramètres dans le critère est non linéaire, les algorithmes d'optimisation seront architecturés autour des méthodes de programmation non linéaire.

L'objectif principal du présent travail, consiste à s'introduire dans le thème de l'identification stochastique linéaire de la machine asynchrone triphasée, en essayant autant que possible de mener à bien, l'estimation paramétrique de la machine, à partir d'un test d'identification à caractère statique au sens mécanique, où une sollicitation électrique sans danger des enroulements, est assurée par un hacheur série, faisant preuve d'un pouvoir d'excitation acceptable, qui a pour effet de générer un signal de sortie du système, suffisamment riche en information. Une méthodologie astucieuse d'estimation de l'ensemble des paramètres mécaniques, utilisant des artifices mathématiques, sera présentée.

La première partie du travail, débute par la phase de modélisation dynamique et statique de la machine asynchrone triphasée, grâce à la notion de représentation vectorielle des grandeurs électromagnétiques, fondée sur les diagrammes instantanés de Fresnel, qui est à l'origine du concept de commande vectorielle de la machine asynchrone.

Nous exposerons ensuite, une méthodologie d'estimation rapide des paramètres électriques de la machine à induction, à partir de la mesure de grandeurs statoriques, sur la base de l'amélioration du

schéma équivalent traditionnel en T, ramené au stator, afin de remédier en partie à ses imperfections, par la prise en compte des pertes fer, du phénomène de saturation, et de l'effet pelliculaire dans l'armature rotorique. Cependant toutes les fuites magnétiques sont regroupées en aval de la branche de magnétisation, dans le but de contourner le problème de résolution d'un système d'équations algébriques non linéaire. De ce fait, on aura à traiter un problème d'estimation paramétrique linéaire, très facile à mettre en oeuvre, associé à un circuit équivalent aux paramètres variables, par l'établissement de formalismes analytiques, grâce à de simples manipulations mathématiques.

A la seconde partie du travail, nous nous intéresserons particulièrement, au développement d'une méthode d'identification linéaire, dans un environnement aléatoire, sur la base de la structure de modèle discret du type ARX, à l'aide de l'optimiseur linéaire de Gauss-Newton à variance minimale, que nous appliquerons ensuite à la machine asynchrone triphasée, en régime statique unidirectionnel, en vue de l'estimation des paramètres électriques, suivant le niveau de saturation de la machine. Nous mènerons une étude qualitative de l'influence de quelques facteurs très importants, en rapport direct avec la notion d'identifiabilité d'un système.

Le moment d'inerte de la partie tournante de la machine, est estimé numériquement, à l'issue de la courbe de ralentissement lissée, sur la base d'une approximation polynomiale au sens des moindres carrés, par la méthode de Vondermonde. L'approximation du modèle mathématique non linéaire du couple d'amortissement, par son modèle physique linéaire en terme de vitesse, permet d'estimer le reste des paramètres mécaniques, selon une méthode linéaire, ce qui permet d'éviter d'avoir à résoudre un problème d'optimisation non linéaire, lorsqu'on utilise directement l'expression analytique physique de la vitesse au ralentissement.

La troisième et dernière partie de cette étude entretenue, est consacrée à l'élaboration de diverses structures de modèles d'identification linéaire récurrente, des paramètres électriques de la machine asynchrone triphasée, à partir de l'observation entrée-sortie des grandeurs statoriques, en vue de leur utilisation dans les algorithmes de commande. Les tests d'identification s'opèrent à vitesse de rotation constante, que se soit au synchronisme ou à rotor bloqué.

D'une manière générale, les modèles statistiques de régression linéaire continu ou discret, sont développés, à partir du concept de représentation spatio-fréquentielle continue complexe de Park, appliqué à la machine asynchrone triphasée.

L'estimation paramétrique de la machine, est réalisée en temps-continu, à l'issue de la réponse harmonique, en régime transitoire électrique, par contre une alimentation par un onduleur de tension triphasé harmonique, à commande en pleine onde, permet l'identification de la machine en temps-discret, indépendamment du régime de fonctionnement.



**PARTIE I**

# MODELISATION ET ESTIMATION RAPIDE DES PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

## INTRODUCTION

L'application de la théorie des espaces vectoriels, dans de nombreux domaines de la physique, a apporté une véritable relance scientifique.

En électrotechnique, dans les années trente G.Kron [8] a introduit pour la première fois l'algèbre tensorielle dans l'analyse des circuits électriques.

Depuis, les méthodes matricielles d'analyse des machines électriques tournantes se sont développées [9; 10; 11; 12; 13], et sont devenues des outils très puissants, utilisés comme bases pour les approches de modélisation, de simulation, d'identification et de commande.

Cette partie du travail est consacrée, à l'étape de modélisation entrée-sortie d'une machine asynchrone triphasée en vue d'une commande, une méthodologie d'estimation rapide de tous les paramètres électriques de la machine en régime établi, sera présentée [14].

Dans les deux premières sections, nous établirons le modèle dynamique de connaissance de la machine asynchrone triphasée, basé sur les lois d'induction électromagnétiques et s'appuyant sur une série d'hypothèses simplificatrices.

Le modèle mathématique de la machine, peut être formulé à partir d'un observateur lié à des référentiels qui peuvent se déplacer à différentes vitesses angulaires, autour des enroulements de la machine.

Les deux secondes sections seront consacrées à la modélisation statique par phase de la machine asynchrone triphasée. Nous procéderons ensuite à une estimation paramétrique préliminaire de la machine.

Dans un premier temps, nous nous contentons des schémas équivalents à paramètres constants.

Nous adoptons ensuite, un schéma équivalent à paramètres variables avec le point de fonctionnement de la machine asynchrone, ce qui nous permettra de tenir compte du phénomène de saturation magnétique et de l'effet pelliculaire dans l'armature rotorique.

## **I.1 MODELE DE CONNAISSANCE DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN GRANDEURS DE PHASE**

### **I.1.1 Description structurelle et représentation schématique**

La machine asynchrone comporte deux armatures magnétiques lisses. L'une fixe appelée stator, portant un bobinage triphasé symétrique, logé dans des encoches, et relié à une source d'alimentation. L'autre mobile appelée rotor.

Il existe deux structures différentes de l'enroulement rotorique :

- Les rotors bobinés (à bagues) sont munis d'un enroulement triphasé, exécuté comme celui du stator, généralement connecté en étoile, dont le point neutre est inaccessible.

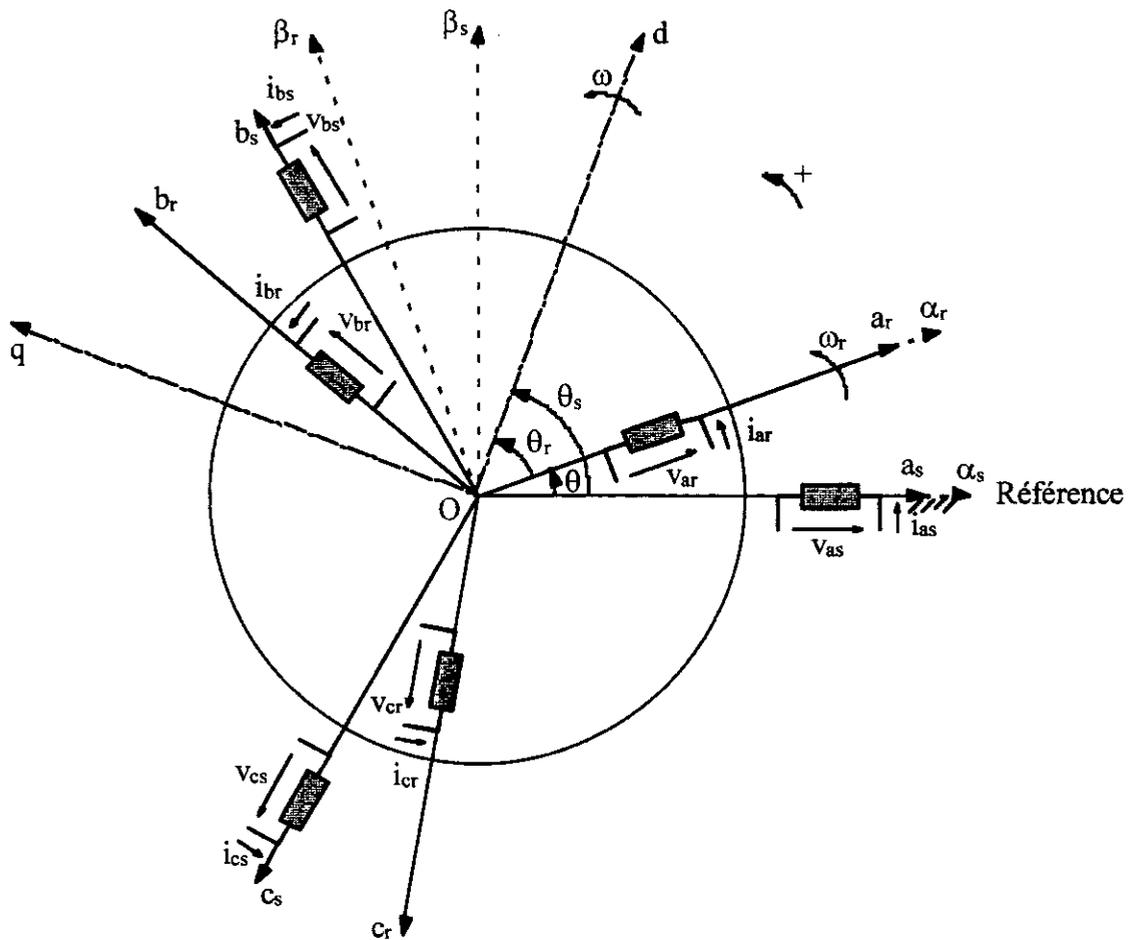
Les extrémités libres des bobines rotoriques sont reliées à des bagues tournantes, qui sont en contact glissant avec des balais fixes, accessibles de l'extérieur par l'intermédiaire de la plaque à bornes.

Ce mode d'exécution permet l'accès direct aux grandeurs électriques rotoriques, ainsi que la modification de certaines caractéristiques du moteur par l'insertion d'un rhéostat extérieur ou par adjonction d'un convertisseur statique d'électronique de puissance.

- Les rotors à cage d'écureuil sont munis d'un enroulement rigide, formé de barres conductrices, noyées dans des encoches et court-circuitées en permanence par des anneaux d'extrémités conducteurs. Du point de vue modélisation, la cage rotorique est remplacée par un enroulement triphasé équivalent en court-circuit.

Les moteurs asynchrones, à rotor en cage d'écureuil, présentent l'avantage d'être de construction extrêmement simple, très robuste et peu coûteux. Seulement l'inconvénient majeur des rotors à cage, vient du fait qu'ils sont inaccessibles aux mesures.

La figure (I.1) décrit la configuration électrique d'une machine asynchrone triphasée bipolaire, elle représente schématiquement les trois enroulements de phase du stator  $a_s$ ,  $b_s$ ,  $c_s$ , souvent couplés en étoile, ainsi que les trois enroulements de phase du rotor  $a_r$ ,  $b_r$ ,  $c_r$ , qui sont court-circuités entre eux en régime de fonctionnement.



**Fig. (I.1) Schéma de principe d'une machine asynchrone  
à armatures triphasées et bipolaires**

Le couplage magnétique entre les six enroulements de phase de la machine, est fonction de la position relative du rotor. Par conséquent, les flux d'enroulements dépendent de la position angulaire de ce dernier, pour cette raison les expressions des tensions instantanées de phase sont compliquées.

### I.1.2 Hypothèses de base

Un modèle est une image, le plus souvent idéalisée d'un objet, car il est très difficile, voire impossible de faire une description complète de la réalité.

C'est le cas de la machine asynchrone, qui avec la répartition de ses enroulements et de sa géométrie propre, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Cependant il est nécessaire d'adopter une série d'hypothèses simplificatrices, définissant le

domaine de validité du modèle de la machine asynchrone triphasée idéalisée. Les principales hypothèses restrictives classiques sont les suivantes :

- Absence totale du phénomène de saturation dans le milieu magnétique.
- La machine est supposée d'être de construction symétrique, avec des armatures magnétiques parfaitement lisses.
- Répartition sinusoïdale du champ magnétique dans l'entre fer.
- Les pertes magnétiques sont négligées.
- Les résistances internes des enroulements sont invariantes avec la température, et l'effet pelliculaire est ignoré.

### I.1.3 Formulation mathématique de la machine asynchrone triphasée

Dans cette partie, nous établirons les relations de fonctionnement en grandeurs de phase, régissant le comportement dynamique de la machine, vis à vis d'excitations de nature électrique ou mécanique imposées de l'extérieur.

#### I.1.3.1 Equations d'induction électromagnétique

Les équations générales des tensions électriques de phase, associées à l'enroulement triphasé de chacune des deux armatures magnétiques de la machine, sont formulées à partir d'un observateur lié à l'armature à laquelle cet enroulement est solidaire.

L'équation matricielle des tensions instantanées pour les six circuits électriques récepteurs, se présente sous la forme partitionnée générale suivante :

$$\begin{bmatrix} [v_{abc s}] \\ [v_{abc r}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} [i_{abc s}] \\ [i_{abc r}] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [\dot{\Phi}_{abc s}] \\ [\dot{\Phi}_{abc r}] \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Les variables et les paramètres matriciels de cette équation sont définis par :

- Vecteurs des tensions d'enroulements de phase statoriques et rotoriques :

$$[v_{abc s}] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^t \quad ; \quad [v_{abc r}] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^t \quad (I.2)$$

- Vecteurs des courants d'enroulements de phase statoriques et rotoriques :

$$[\mathbf{i}_{abc s}] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t \quad ; \quad [\mathbf{i}_{abc r}] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^t \quad (I.3)$$

- Vecteurs des flux d'enroulements de phase statoriques et rotoriques :

$$[\Phi_{abc s}] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^t \quad ; \quad [\Phi_{abc r}] = [\Phi_{ar} \ \Phi_{br} \ \Phi_{cr}]^t \quad (I.4)$$

- Matrices des résistances internes par phase du stator et du rotor :

$$[\mathbf{R}_s] = \text{diag}(r_1, r_1, r_1) \quad ; \quad [\mathbf{R}_r] = \text{diag}(r_2, r_2, r_2) \quad (I.5)$$

Vu les hypothèses adoptées précédemment, les flux magnétiques s'écrivent comme des fonctions linéaires des courants électriques. L'équation matricielle des flux instantanés de la machine, sous forme partitionnée, est donnée par :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{abc s}] \\ [\Phi_{abc r}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^t & [L_{rr}] \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} [i_{abc s}] \\ [i_{abc r}] \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

avec :

$[L_{ss}]$  : Matrice inductance propre du stator.

$[L_{rr}]$  : Matrice inductance propre du rotor.

$[L_{sr}]$  : Matrice inductance de couplage mutuel stator-rotor.

L'isotropie et la symétrie de la machine asynchrone font que les matrices inductances du stator et du rotor, sont symétriques et à coefficients constants, elles sont définies par :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Par hypothèse, on a supposé que les inductances mutuelles entre deux enroulements d'armatures différentes, sont des fonctions sinusoïdales de la coordonnée angulaire spatiale  $\theta$ , il vient donc :

$$[L_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

La substitution de l'équation (I.6) dans celle (I.1) donne :

$$\begin{bmatrix} [v_{abc s}] \\ [v_{abc r}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} [i_{abc s}] \\ [i_{abc r}] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [0] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^t & [0] \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \dot{[i_{abc s}]} \\ \dot{[i_{abc r}]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^t & [L_{rr}] \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \dot{[i_{abc s}]} \\ \dot{[i_{abc r}]} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

L'équation (I.9) est compliquée. Cela est due à la présence de coefficients variables au cours du temps, dans l'expression dérivée du flux.

### I.1.3.2 Equation électromécanique du mouvement

Lorsque le rotor d'une machine asynchrone, se trouve écarté de son état d'équilibre dynamique, le mouvement relatif des masses tournantes, est régi par l'équation générale qui découle du 2<sup>ème</sup> principe de la dynamique :

$$T_e = T_I + T_D + T_L \quad (I.10)$$

avec :

$T_e$  : couple électromagnétique.

$T_I$  : couple d'inertie mécanique.

$T_D$  : couple d'amortissement mécanique.

$T_L$  : couple de charge mécanique

#### - Couple électromagnétique

Il est dû à l'interaction électromagnétique, entre les deux circuits triphasés du stator et du rotor. Le couple électromagnétique instantané développé par le moteur asynchrone, a pour expression générale en grandeurs de phase :

$$T_e = p_1 [i_{abc s}]^t \frac{\partial}{\partial \theta} ([L_{sr}]) [i_{abc r}] \quad (I.11)$$

$p_1$  : désigne le nombre de paires de pôles magnétiques de la machine.

#### - Couple d'inertie mécanique

$$T_I = J \frac{d \Omega_r}{dt} \quad ; \quad \Omega_r = \frac{\omega_r}{p_1} \quad (I.12)$$

sachant que :

$J$  : moment d'inertie de la partie tournante.

$\Omega_r$  : vitesse de rotation du rotor.

$\omega_r$  : vitesse angulaire électrique du rotor.

### **- Couple d'amortissement mécanique**

Les pertes et les frottements dans les paliers sont approximés par un modèle visqueux, superposé à un couple d'adhérence  $T_{d0}$ . le couple d'amortissement mécanique résultant étant :

$$T_D = D \Omega_r + T_{d0} \quad (I.13)$$

avec :

$D$  : coefficient d'amortissement mécanique visqueux.

$T_{d0}$  : couple de frottement solide.

### **- Couple de charge mécanique**

Dans le cas du mode de fonctionnement en moteur, il joue le rôle d'une charge mécanique imposée de l'extérieur, exerçant un couple résistant sur l'arbre de la machine.

La synthèse et le développement des équations (I.9) et (I.10), conduisent après réarrangement, aux relations de fonctionnement dynamique de la machine en grandeurs de phase, qui sont représentées par un système d'équations différentielles non linéaire, à coefficients variables au cours du temps, ramenées vers l'espace d'état, dont la résolution présente des difficultés inévitables. A cet effet, nous sommes amenés à recourir à des artifices mathématiques permettant de transformer ces relations en un autre système d'équations différentielles à coefficients constants équivalent, à travers une loi de transformation adéquate.

## **I.2 MODELE DYNAMIQUE DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE**

### **I.2.1 Principe de la transformation de Park**

La transformation de Park consiste à faire des changements de bases vectorielles entre divers types de référentiels. En pratique, le repère relatif de Park, auquel sont transformées les équations

associées au stator et au rotor, peut selon un choix adéquat en fonction de l'application considérée, être lié typiquement, soit au champs tournant synchrone, soit à l'une des deux armatures magnétiques de la machine asynchrone.

La matrice de transformation composée de Park peut s'écrire comme le produit de deux autres matrices de transformation simple.

- L'une dite de Concordia, elle constitue la première phase de la transformation de Park. Elle permet d'assurer le passage de l'enroulement triphasé porté par chaque armature, à un enroulement diphasé équivalent, physiquement réalisable.

Du point de vue mathématique, elle a pour effet de réduire le nombre d'équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine, et cela en les transformant vers deux directions magnétiques linéairement indépendantes.

La matrice de transformation linéaire normalisée de Concordia est définie par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

- Dans la seconde phase de la transformation de Park, on se propose d'observer les phénomènes au stator et au rotor, à partir d'un système de deux axes de coordonnées relatif commun, en quadrature électrique.

Le passage des composantes symétriques de Concordia aux composantes relatives de Park, s'effectue par une rotation d'angle  $\theta_s$  pour les grandeurs statoriques et d'angle  $\theta_r$  pour les grandeurs rotoriques ( Figure (I.1) ), autour de l'axe homopolaire, dans le sens anti-horaire. Les matrices de rotation associées au stator et au rotor, sont respectivement données par :

$$[\rho(\theta_s)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & 0 \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$[\rho(\theta_r)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 0 \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

L'avantage analytique de la transformation de rotation purement mathématique, est de rendre constant les coefficients des équations différentielles.

La matrice de transformation orthogonale complète de Park s'écrit sous la forme partitionnée suivante :

$$[T(\theta_s, \theta_r)] = \left[ \begin{array}{c|c} [P(\theta_s)] & [0] \\ \hline [0] & [P(\theta_r)] \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c|c} [C] & [0] \\ \hline [0] & [C] \end{array} \right] \left[ \begin{array}{c|c} [\rho(\theta_s)] & [0] \\ \hline [0] & [\rho(\theta_r)] \end{array} \right] \quad (I.16)$$

En développant, on retrouve les lois de transformation vectorielle de Park, respectivement des grandeurs statoriques et rotoriques :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \begin{array}{cc|c} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{array} \right] \quad (I.17)$$

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \begin{array}{cc|c} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{array} \right]$$

Si l'on désigne par :

$$[f_{ijks}] = [f_{is} \quad f_{js} \quad f_{ks}]^t; \quad [f_{ijk_r}] = [f_{ir} \quad f_{jr} \quad f_{kr}]^t \quad (I.18)$$

les vecteurs représentatifs d'une grandeur électromagnétique triphasée, respectivement statorique et rotorique, d'indices de phases réelles ou fictives (i, j, k), le changement des variables réelles en variables relatives de Park, s'effectue de la façon générale suivante :

$$\left[ \begin{array}{c} [f_{dqos}] \\ [f_{dqor}] \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c|c} [P(\theta_s)]^{-1} & [0] \\ \hline [0] & [P(\theta_r)]^{-1} \end{array} \right] \left[ \begin{array}{c} [f_{abcs}] \\ [f_{abcr}] \end{array} \right] \quad (I.19)$$

L'analyse tensorielle de Park permet une représentation diphasée équivalente de la machine asynchrone triphasée, dont les nouvelles inductances deviennent indépendantes de la rotation. La figure (I.2) illustre cette nouvelle image de la machine.

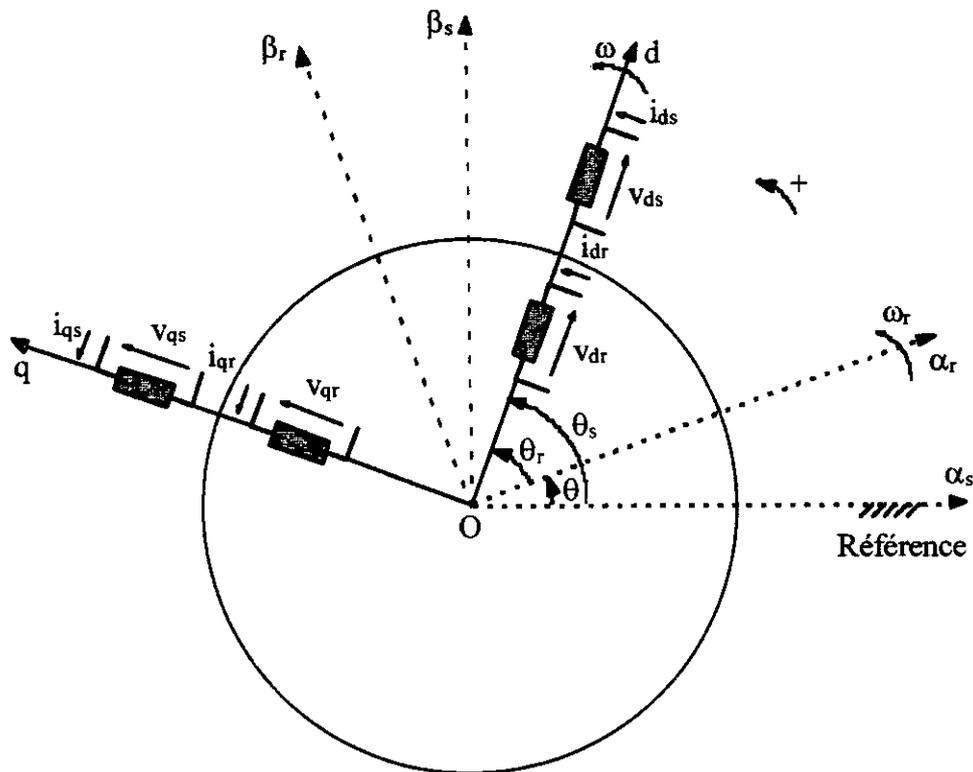


Fig. (I.2) Modèle généralisé de Park de la machine asynchrone

### I.2.2 Equations transformées de Park

La loi de transformation (I.19) appliquée à la relation (I.1), nous permet d'aboutir à l'équation matricielle des tensions en grandeurs relatives de Park, mise sous une forme spécifique, où apparaissent respectivement les termes représentant la chute de tension ohmique, et les f.c.ém de rotation et de transformation :

$$\begin{bmatrix} [V_{dqos}] \\ [V_{dqor}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{dqos}] \\ [i_{dqor}] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega & 0 \\ 0 & \omega - \omega_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [K] & [0] \\ [0] & [K] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Phi_{dqos}] \\ [\Phi_{dqor}] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [\dot{\Phi}_{dqos}] \\ [\dot{\Phi}_{dqor}] \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

avec :

$$[K] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les nouvelles variables vectorielles sont définies par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[ \begin{array}{l} \mathbf{v}_{dqos} \\ \mathbf{v}_{dqor} \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{l} \mathbf{v}_{ds} \\ \mathbf{v}_{qs} \\ \mathbf{v}_{os} \end{array} \right] ; \left[ \begin{array}{l} \mathbf{i}_{dqos} \\ \mathbf{i}_{dqor} \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{l} \mathbf{i}_{ds} \\ \mathbf{i}_{qs} \\ \mathbf{i}_{os} \end{array} \right] ; \left[ \begin{array}{l} \Phi_{dqos} \\ \Phi_{dqor} \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{l} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \end{array} \right] \\ \left[ \begin{array}{l} \mathbf{v}_{dqor} \\ \mathbf{v}_{dqos} \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{l} \mathbf{v}_{dr} \\ \mathbf{v}_{qr} \\ \mathbf{v}_{or} \end{array} \right] ; \left[ \begin{array}{l} \mathbf{i}_{dqor} \\ \mathbf{i}_{dqos} \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{l} \mathbf{i}_{dr} \\ \mathbf{i}_{qr} \\ \mathbf{i}_{or} \end{array} \right] ; \left[ \begin{array}{l} \Phi_{dqor} \\ \Phi_{dqos} \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{l} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{array} \right] \end{array} \right. \quad (I.21)$$

La transformation des équations (I.6) de flux de la machine, permet d'obtenir les expressions des composantes relatives des flux au niveau du stator et du rotor :

$$\left[ \begin{array}{l} \Phi_{dqos} \\ \Phi_{dqor} \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c|c} [L_{dqos}] & [L_{dqosr}] \\ \hline [L_{dqosr}]^t & [L_{dqor}] \end{array} \right] * \left[ \begin{array}{l} \mathbf{i}_{dqos} \\ \mathbf{i}_{dqor} \end{array} \right] \quad (I.22)$$

La matrice inductance transformée de la machine est symétrique et à coefficients constants. Par conséquent le circuit électrique équivalent existe.

Les matrices inductances relatives statorique et rotorique sont diagonales, cela a pour effet de découpler les circuits magnétiques de phase de chaque armature. Elles sont respectivement définies par :

$$[L_{dqos}] = \text{diag} (L_1, L_1, L_{os}) \quad ; \quad [L_{dqor}] = \text{diag} (L_2, L_2, L_{or}) \quad (I.23)$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 = L_s - M_s \quad ; \quad L_2 = L_r - M_r \\ L_{os} = L_s + 2 M_s \quad ; \quad L_{or} = L_r + 2 M_r \end{array} \right. \quad (I.24)$$

La matrice mutuelle inductance transformée stator-rotor, est aussi diagonale et à coefficients relatifs constants. Cela signifie que seul existe un couplage magnétique constant, participant à la conversion électromécanique de l'énergie, entre enroulements transformés solidaires à une même direction magnétique de Park. Elle est donnée par :

$$[L_{dqosr}] = \text{diag} (M, M, 0) \quad (I.25)$$

La nouvelle forme de l'expression du couple électromagnétique pour un observateur mobile, dérive d'un changement de variables appliqué à l'équation (I.11). Dans le cas d'une machine asynchrone multipolaire, le couple électromagnétique exprimé en grandeurs relatives de Park, s'écrit :

$$T_e = p_1 M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (I.26)$$

### I.2.3 Modèle dynamique d'état de Park de la machine asynchrone triphasée

Dans ce paragraphe, nous mettrons en oeuvre le modèle dynamique de Park de la machine asynchrone triphasée, alimentée par une source de tension, où on prendra les courants d'enroulements transformés comme variables électriques d'état.

L'injection de l'équation des flux transformés (I.22) dans celle des tensions relatives (I.20), conduit après développement et arrangement, à l'équation matricielle électrique d'état, mise sous une forme condensée et partitionnée suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{[i_{dqos}]} \\ \dot{[i_{dqor}] } \end{bmatrix} = - \left[ \begin{array}{c|c} [L_{dqos}] & [L_{dqosr}] \\ \hline [L_{dqosr}]^t & [L_{dqor}] \end{array} \right]^{-1} \left[ \begin{array}{c|c} [R_s] + \omega [K] [L_{dqos}] & \omega [K] [L_{dqosr}] \\ \hline (\omega - \omega_r) [K] [L_{dqosr}]^t & [R_r] + (\omega - \omega_r) [K] [L_{dqor}] \end{array} \right] \begin{bmatrix} [i_{dqos}] \\ [i_{dqor}] \end{bmatrix} + \left[ \begin{array}{c|c} [L_{dqos}] & [L_{dqosr}] \\ \hline [L_{dqosr}]^t & [L_{dqor}] \end{array} \right]^{-1} \begin{bmatrix} [v_{dqos}] \\ [v_{dqor}] \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

En appliquant le théorème d'inversion des matrices, et en développant les calculs, nous obtenons le système d'équations électriques d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{os} \\ \dot{i}_{dr} \\ \dot{i}_{qr} \\ \dot{i}_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_1}{\sigma L_1} & \omega + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_r & 0 & \frac{Mr_2}{\sigma L_1 L_2} & \frac{M}{\sigma L_1} \omega_r & 0 \\ -\omega - \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_r & \frac{-r_1}{\sigma L_1} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_1} \omega_r & \frac{Mr_2}{\sigma L_1 L_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r_1}{L_{os}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{Mr_1}{\sigma L_1 L_2} & \frac{-M}{\sigma L_2} \omega_r & 0 & \frac{-r_2}{\sigma L_2} & \omega - \frac{\omega_r}{\sigma} & 0 \\ \frac{M}{\sigma L_2} \omega_r & \frac{Mr_1}{\sigma L_1 L_2} & 0 & -\omega + \frac{\omega_r}{\sigma} & \frac{-r_2}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-r_2}{L_{or}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_1} & 0 & 0 & \frac{-M}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_1} & 0 & 0 & \frac{-M}{\sigma L_1 L_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{os}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-M}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 & \frac{1}{\sigma L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 & \frac{1}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{or}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{os} \\ v_{dr} = 0 \\ v_{qr} = 0 \\ v_{or} = 0 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

avec :  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}$  coefficient de dispersion de Blondel de la machine.

Substituons les équations de couple (I.12), (I.13) et (I.26), dans l'équation de mouvement (I.10), on trouve après réarrangement, l'équation différentielle décrivant la dynamique de la vitesse :

$$\dot{\omega}_r = p_1^2 \frac{M}{J} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - \frac{D}{J} \omega_r - \frac{P_1}{J} (T_L + T_{d0}) \quad (I.29)$$

On peut ajouter une 8<sup>ème</sup> équation d'état de l'angle de rotation  $\theta_r$ , utilisée dans la transformation des grandeurs rotoriques. Elle se déduit directement de la figure (I.1) :

$$\dot{\theta}_r = \omega - \omega_r \quad (I.30)$$

Le modèle mathématique complet de Park de la machine asynchrone triphasée idéalisée, formulé dans l'espace d'état, s'obtient en faisant la synthèse des équations d'états électriques (I.28) et mécaniques (I.29) et (I.30), tout en éliminant les composantes homopolaires, puisque la machine est équilibrée et symétrique. Il se met, lors du fonctionnement en mode moteur, sous la forme matricielle partitionnée suivante :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{dr} \\ \dot{i}_{qr} \\ \dot{\omega}_r \\ \dot{\theta}_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{-r_1}{\sigma L_1} & \omega + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_r & \frac{Mr_2}{\sigma L_1 L_2} & \frac{M}{\sigma L_1} \omega_r & 0 & 0 \\ -\omega - \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_r & \frac{-r_1}{\sigma L_1} & \frac{-M}{\sigma L_1} \omega_r & \frac{Mr_2}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 \\ \frac{Mr_1}{\sigma L_1 L_2} & \frac{-M}{\sigma L_2} \omega_r & \frac{-r_2}{\sigma L_2} & \omega - \frac{\omega_r}{\sigma} & 0 & 0 \\ \frac{M}{\sigma L_2} \omega_r & \frac{Mr_1}{\sigma L_1 L_2} & -\omega + \frac{\omega_r}{\sigma} & \frac{-r_2}{\sigma L_2} & 0 & 0 \\ \frac{-p_1}{J} M i_{qr} & \frac{p_1}{J} M i_{dr} & 0 & 0 & \frac{-D}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} \\
 + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_1} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_1} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 \\ \frac{-M}{\sigma L_1 L_2} & 0 & \frac{1}{\sigma L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_1 L_2} & 0 & \frac{1}{\sigma L_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{p_1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} = 0 \\ v_{qr} = 0 \\ -(T_L + T_{d0}) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (I.31)
 \end{aligned}$$

Les tensions sont considérées comme des grandeurs d'entrées commandables, tandis-que le couple de charge mécanique représente une variable d'entrée perturbatrice.

Les composantes relatives du système de tension triphasée sinusoïdale alimentant le stator, ont pour expressions :

$$\begin{cases} v_{ds} = \sqrt{3} V_{\text{leff}} \cos((\omega_s - \omega) t + (\lambda_0 - \theta_{s0})) \\ v_{qs} = \sqrt{3} V_{\text{leff}} \sin((\omega_s - \omega) t + (\lambda_0 - \theta_{s0})) \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

avec :

- $V_{\text{leff}}$  : valeur efficace de la tension par phase statorique.
- $\omega_s$  : pulsation des signaux statoriques ; ( $\omega_s = 2 \pi f_s$ ).
- $\lambda_0$  : phase angulaire initiale de la tension statorique d'indice as.
- $\theta_{s0}$  : phase angulaire initiale du référentiel de Park.

On pourra inclure l'effet de la position initiale du rotor, avec les conditions de fonctionnement de départ du système, comme suit :

$$\theta_{r0} = \theta_{s0} - \theta_0$$

$\theta_0$  : étant la position initiale du rotor relativement au stator.

L'équation (I.31) représente d'une façon générale le modèle dynamique de Park de la machine asynchrone triphasée, observé à partir d'un référentiel tournant à la vitesse arbitraire  $\omega$  relativement au stator.

Les trois types de système d'axes de référence, les plus usuellement utilisés en pratique sont :

- Référentiel immobile :  $\omega = 0$
- Référentiel rotorique :  $\omega = \omega_r$
- Référentiel synchrone :  $\omega = \omega_s$

La simulation numérique dans le domaine temporel du modèle linéaire au sens magnétique de la machine asynchrone triphasée, dans le but d'analyser le comportement dynamique du système, est effectuée à l'aide de la méthode d'intégration numérique classique des équations différentielles, de Runge-Kutta du 4<sup>ème</sup> ordre, avec un pas de calcul constant.

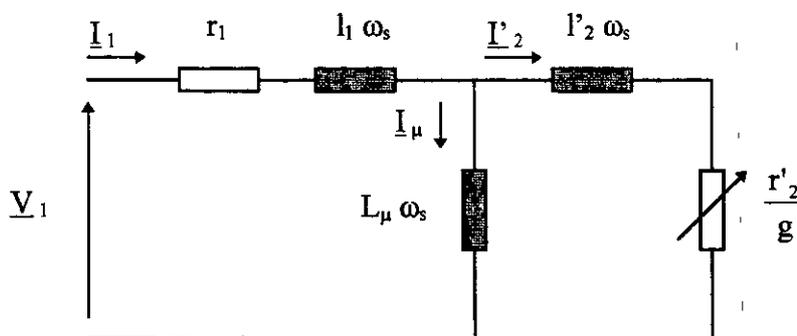
### I.3 SCHEMA EQUIVALENT CLASSIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

#### I.3.1 Modèle statique adopté

La machine asynchrone peut être représentée par deux circuits couplés électromagnétiquement, dont l'un est libre de se mouvoir en rotation. Il est donc commode de mettre au point un schéma équivalent de la machine asynchrone, analogue à celui d'un transformateur statique [10; 15; 16].

D'après le concept d'équivalence entre circuits électriques, il existe une grande variété de schémas électriques équivalents par phase de la machine asynchrone triphasée, ayant le même comportement énergétique entrée-sortie, indépendamment de leurs structures et de leurs nombre de paramètres, qui peuvent être différents.

La figure (I.3) schématise la structure du circuit électrique équivalent par phase ramenée au stator, dont les réactances de fuite sont séparées. La machine fonctionne en régime normal, et ses paramètres sont supposés constants.



**Fig. (I.3) Schéma équivalent approché par phase de la machine asynchrone**

avec :

$\underline{V}_1, \underline{I}_1$  : représentation complexe de la tension et du courant, par phase du stator.

$\underline{I}'_2$  : représentation complexe du courant rotorique par phase ramené au stator.

$\underline{I}_\mu$  : courant complexe magnétisant par phase.

$g$  : glissement relatif du rotor.

### I.3.2 Détermination expérimentale classique des paramètres électriques

Dans tout ce qui suit, nous utiliserons dans la partie expérimentale de ce travail, une machine asynchrone à rotor bobiné, donc avec accès direct au bobinage rotorique. Ce qui nous permettra de vérifier les résultats obtenus, en particulier ceux concernant le rotor, par les techniques de modélisation et d'identification appliquées à cette machine.

Nous avons monté au sein du laboratoire de machines électriques, un banc d'essai pédagogique, équipé d'une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné, en accouplement mécanique avec une dynamo frein à courant continu, jouant le rôle d'une charge mécanique réglable. Une dynamo tachymétrique tarée est solidaire à la partie tournante du groupe de machines, dont le rôle est de fournir une mesure de la vitesse de rotation de l'ensemble. La mesure du couple de charge mécanique du moteur asynchrone s'effectue grâce à un couplemètre numérique, préalablement étalonné. En effet, lorsque la génératrice balance se trouve électriquement chargée, son stator oscillant vient buter, par l'intermédiaire d'une vis de pression en matériau non magnétique, contre une cellule de charge en matériau piézo-électrique, fixée sur un support amagnétique, en exerçant ainsi une pression sur celle-ci, qui libère à son tour un courant proportionnel à l'effort qui lui est appliqué, celui-ci est transmis à travers un petit cordon conducteur spécial, vers un lecteur électronique à affichage numérique décimal, permettant ainsi une lecture directe de l'intensité du couple résistant, exercé sur l'arbre du moteur asynchrone, aux pertes mécaniques près.

Les valeurs nominales indiquées sur la plaque signalétique de la machine asynchrone triphasée à bagues, utilisée au cours de ce travail sont les suivantes :

Puissance utile nominale	: 2 KW.
Fréquence nominale	: 50 Hz.
Tension stator nominale	: 220 / 380 V.
Courant stator nominal	: 4 / 7 A.
Vitesse nominale	: 1425 tr/mn.
Facteur de puissance nominal	: 0.80.
Type de rotor	: Bobiné, triphasé, branchement étoile, balais fixes.

Tout d'abord, nous procéderons à l'estimation préliminaire des paramètres électriques de la machine, à partir de mesures expérimentales directes. Ils pourront servir d'estimées initiales pour les algorithmes d'identification paramétrique de l'automatique, qui seront décrit plus loin.

### a. Mesure des résistances

Les résistances internes en courant continu des enroulements du stator et du rotor, mesurées à chaud par la méthode voltampéremétrique, sont en moyenne :

$$r_1 = 320 \, \Omega ; r_2 = 0.1647 \, \Omega$$

### b. Mesure des inductances cycliques en vue d'une simulation dynamique

- Le circuit du rotor étant ouvert, le stator est alimenté, donc seul intervient l'effet de son impédance par phase. L'inductance cyclique du stator est calculée selon la méthode de Joubert par :

$$L_1 = \frac{1}{\omega_s} \sqrt{\left(\frac{V_{10}}{I_{10}}\right)^2 - r_1^2} \quad (\text{I.33})$$

$V_{10}$  ;  $I_{10}$  , sont la tension et le courant par phase du stator, à rotor ouvert.

La mesure de la tension induite  $U_{20}$  aux bornes du rotor permet de calculer la mutuelle inductance cyclique dans le sens stator-rotor. Du fait que le neutre du rotor n'est pas accessible, il vient :

$$M_{12} = \frac{U_{20}}{\sqrt{3} \, \omega_s \, I_{10}} \quad (\text{I.34})$$

- De même, l'inductance cyclique du rotor s'obtient expérimentalement à partir d'un essai en transformateur, alimentation rotorique, en effectuant les mêmes mesures :

$$L_2 = \frac{1}{\omega_s} \sqrt{\left(\frac{U'_{20}}{\sqrt{3} \, I_{20}}\right)^2 - r_2^2} \quad (\text{II.35})$$

$U'_{20}$  ;  $I_{20}$  , étant la tension entre phases et le courant d'enroulement du rotor, à stator ouvert.

On peut retrouver autrement la mutuelle inductance cyclique dans le sens rotor-stator, par un relevé direct de la tension simple induite au stator  $V'_{10}$  :

$$M_{21} = \frac{V'_{10}}{\omega_s \, I_{20}} \quad (\text{I.36})$$

- La mutuelle inductance cyclique effective stator-rotor est définie par :

$$M = (M_{12} + M_{21})/2$$

- L'expérience donne pour l'état de saturation nominale de la machine :

$$L_1 = 308 \, \text{mH} ; L_2 = 8.3656 \, \text{mH} ; M = 47.30 \, \text{mH}$$

- Le coefficient de dispersion relatif total déduit est :

$$\sigma = 0.132$$

- Le rapport de transformation effectif rotor-stator étant :

$$m_0 = \frac{K_{12} + \frac{1}{K_{21}}}{2} ; \text{ soit : } m_0 = 0.1654$$

$$\text{sachant que : } K_{12} = \frac{U_{20}}{\sqrt{3} V_{10}} ; K_{21} = \frac{\sqrt{3} V'_{10}}{U'_{20}}$$

Dans le cas d'adoption de l'hypothèse de P. L. Alger [17], nous aurons :

$$m_{0A} = \sqrt{\frac{K_{12}}{K_{21}}} ; m_{0A} = 0.1649$$

### c. Détermination des paramètres du schéma équivalent

Pour identifier la désignation de chacun des paramètres du schéma équivalent, il faudra se reporter au tableau des symboles mathématiques.

Les relations entre les divers paramètres électriques de la machine étant :

$$\begin{aligned} r'_2 &= r_2 / m_0^2 \\ M' &= L_\mu = M / m_0 \\ l_1 &= L_1 - L_\mu \\ L'_2 &= L_2 / m_0^2 \\ l'_2 &= L'_2 - L_\mu \\ N_1 &= \sigma L_1 \\ N'_2 &= \sigma L'_2 \end{aligned}$$

Les essais ont donné, dans le cas de l'adoption de l'hypothèse de P.L.Alger [17] :

$$\begin{aligned} r'_2 &= 6.0571 \Omega & l'_2 &= 21 \text{ mH} \\ L_\mu &= M' = 287 \text{ mH} & N_1 &= 42 \text{ mH} \\ l_1 &= 21 \text{ mH} & N'_2 &= 42 \text{ mH} \\ L'_2 &= 308 \text{ mH} & & \end{aligned}$$

### **I.3.3 Critères de choix d'un modèle statique**

Tout l'art de la modélisation statique est de savoir effectuer le choix adéquat d'un schéma équivalent du moteur asynchrone, qui s'adapte au mieux avec l'application industrielle considérée, et cela en jouant sur le nombre de ses paramètres, ou en modifiant sa structure interne.

C'est le cas du contrôle vectoriel, où les utilisateurs de la machine ont tendance à réduire le nombre de paramètres, en regroupant toutes les fuites magnétiques au stator, afin de simplifier l'analyse théorique de la commande à flux orienté

La machine asynchrone à cage présente une grande difficulté lors de son identification paramétrique. Pour pouvoir déterminer séparément tous les paramètres électriques, on a souvent recouru à l'hypothèse de P. L. Alger [17], qui consiste à prendre les inductances de fuite statorique et rotorique égales ( $l_1 = l_2$ ). Ce qui signifie que l'induction est uniforme dans le circuit magnétique de la machine.

## **I.4 SCHEMA EQUIVALENT A PARAMETRES VARIABLES DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE**

Dans cette section, nous présenterons une méthodologie d'estimation rapide par des formalismes analytiques, de tous les paramètres électriques d'une machine asynchrone triphasée, opérant en régime établi [14].

Les paramètres électriques de la machine sont influencés globalement par la tension d'alimentation, la fréquence statorique, et le glissement. Il est donc nécessaire de suivre leurs évolutions dans les divers conditions de fonctionnement statique en vue d'une commande.

### **I.4.1 Problématique de la machine asynchrone à cage**

La machine asynchrone est de plus en plus utilisée dans les entraînements électriques à vitesse variable. Contrôler la machine asynchrone revient à estimer ses paramètres en vue de calculer les dispositifs de commande.

Les machines asynchrones à cage d'écureuil sont plus solides que celles à rotor bobiné, et leur maintenance est plus aisée à cause de l'absence des contacts glissants. Cependant, l'inconvénient majeur des rotors à cage d'écureuil vient du fait qu'ils sont non accessibles aux mesures électriques. Pour cette raison, nous mettons en oeuvre cette méthode, permettant l'estimation indirecte des paramètres rotoriques à partir de grandeurs statoriques. Elle est donc applicable à tout type de rotor. Les paramètres électriques de la machine dépendent du point de fonctionnement, les effets de température et de la saturation sont les principales sources de difficulté de l'identification de la machine, en particulier ceux du rotor. En effet, lors d'une commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone, il est nécessaire de suivre l'évolution des paramètres du rotor en vue de les ajuster dans les programmes de commande [18; 19]. L'efficacité de la commande vectorielle dépend de la précision de l'identification.

Pour estimer les paramètres électriques de la machine, nous utilisons un modèle basé sur le concept de schéma électrique équivalent ( Figure(I.4b) ) de la structure adoptée de la machine ( Figure(I.4a) ).

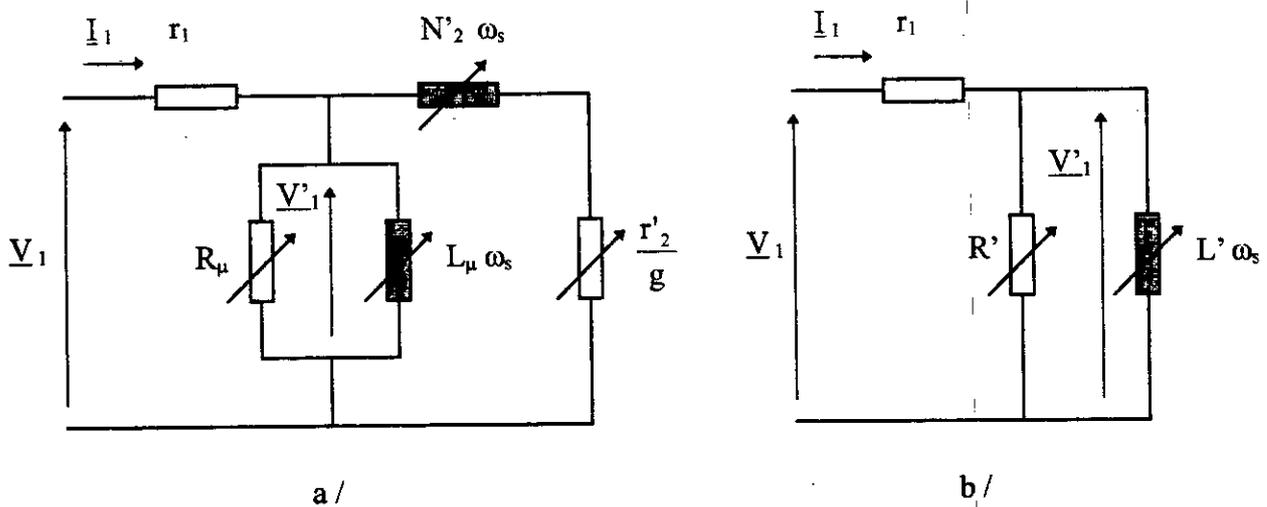
Afin de justifier cette approche théorique, nous avons utilisé une machine à rotor bobiné, en nous privant dans un premier temps de l'accès au rotor.

#### **I.4.2 Structure du modèle statique et relations générales**

Nous utilisons le schéma équivalent classique à réactance de fuite totale vue du rotor et ramenée au stator, car il est extrêmement difficile de séparer correctement les fuites magnétiques au niveau des deux armatures, pour cela nous suggérons une configuration électrique du schéma équivalent ramené au stator, représenté à la figure (I.4a).

La figure (I.4b) représente une structure équivalente de la machine asynchrone. Par identification des deux circuits des figures (I.4a) et (I.4b), les paramètres fictifs  $R'$  et  $L'$  sont définis en fonction des éléments du schéma équivalent original comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} R' = R_{\mu} \frac{r_2'^2 + N_2'^2 \omega_s^2 g^2}{r_2'^2 + N_2'^2 \omega_s^2 g^2 + R_{\mu} r_2' g} \\ L' = L_{\mu} \frac{r_2'^2 + N_2'^2 \omega_s^2 g^2}{r_2'^2 + N_2'^2 \omega_s^2 g^2 + L_{\mu} N_2' \omega_s^2 g^2} \end{array} \right. \quad (I.37)$$



**Fig.(I.4) Schémas équivalents à paramètres variables  
de la machine asynchrone triphasée**

Les paramètres  $R'$  et  $L'$  dépendent du point de fonctionnement de la machine. Ils peuvent être calculés à partir des données expérimentales ( $U_1$ ,  $I_1$ ,  $P_1$ ,  $g$ ) dont les désignations sont mentionnées ci-après. Pour un couplage en étoile des enroulements statoriques et à partir de la figure (I.4b), on peut obtenir les paramètres  $R'$  et  $L'$  sous une autre forme, à partir des grandeurs statoriques :

$$\begin{cases} R' = \frac{3 r_1^2 I_1^2 + U_1^2 - 2 r_1 P_1}{P_1 - 3 r_1 I_1^2} \\ L' = \frac{1}{\omega_s} \frac{3 r_1^2 I_1^2 + U_1^2 - 2 r_1 P_1}{\sqrt{3 U_1^2 I_1^2 - P_1^2}} \end{cases} \quad (I.38)$$

avec :

$U_1$  : valeur efficace de la tension statorique entre phases.

$I_1$  : valeur efficace du courant statorique de ligne.

$P_1$  : puissance active absorbée par le moteur.

Des mêmes relations utilisées en (I.37), on peut déduire les expressions des paramètres rotoriques  $r'_2$  et  $N'_2$  rapportés au stator, et calculés à partir des grandeurs statoriques. Cela est particulièrement avantageux notamment pour les machines asynchrones à cage. Les expressions des paramètres internes de la machine sont :

$$\left\{ \begin{aligned} r'_2 &= \frac{R_\mu R' (R_\mu - R') L_\mu^2 L'^2 \omega_s^2 g}{R_\mu^2 R'^2 (L_\mu - L')^2 + (R_\mu - R')^2 L_\mu^2 L'^2 \omega_s^2} \\ N'_2 &= \frac{R_\mu^2 R'^2 L_\mu L' (L_\mu - L')}{R_\mu^2 R'^2 (L_\mu - L')^2 + (R_\mu - R')^2 L_\mu^2 L'^2 \omega_s^2} \end{aligned} \right. \quad (I.39)$$

Le rapport  $(V_1' / \omega_s)$  représente l'image du flux statorique. Il est donnée par l'expression suivante :

$$\frac{V_1'}{\omega_s} = \frac{1}{\omega_s} \sqrt{\frac{U_1^2}{3} + r_1^2 I_1^2 - \frac{2}{3} r_1 P_1} \quad (I.40)$$

Pendant le déroulement des essais, un oscilloscope à mémoire enregistre les valeurs instantanées de la tension et du courant d'enroulement du stator, ce qui permet de calculer précisément leurs valeurs efficaces et de déduire la puissance active d'entrée du système.

#### **I.4.3 Détermination de l'impédance magnétisante cyclique saturable**

L'essai de synchronisme ( $g = 0$ ) permet de déterminer expérimentalement l'impédance magnétisante cyclique. Pour tenir compte des pertes magnétiques dans le fer, on a inséré en dérivation avec l'inductance magnétisante de la machine, une résistance fictive  $R_\mu$ , afin d'améliorer la précision du modèle. Dans ces conditions les relations (I.37) donnent  $R' = R_\mu$  et  $L' = L_\mu$ . La F.m.m statorique se propage à la même vitesse que celle du rotor. On peut trouver différentes valeurs de  $R_\mu$  et  $L_\mu$  pour plusieurs tests de synchronisme. Cela est dû à la position relative de l'onde de la F.m.m du stator par rapport aux dentures de l'armature rotorique. Il se révèle nécessaire d'effectuer une série d'essais, et prendre pour ces paramètres les valeurs moyennes.

Les figures (I.5a) et (I.5b) représente les variations de  $R_\mu$  et  $L_\mu$  calculées de (I.38) pour différentes valeurs du rapport  $(V_1' / \omega_s)$  calculé lui même de (I.40), à la fréquence nominale  $f_s = 50$  Hz.

Une analyse expérimentale montre que pour une fréquence statorique donnée (Figure(I.5a)), la résistance du fer  $R_\mu$  augmente rapidement en premier temps avec le flux statorique, pour les petites

valeurs de  $(V_1' / \omega_s)$ , et de plus en plus lentement au voisinage de la valeur nominale de  $(V_1' / \omega_s)$  égale à 0.7 Wb. Cependant, la détermination de  $R_\mu$  n'est pas très précise à cause des puissances actives faibles, difficilement mesurables.

La figure (I.5b) montre que l'inductance magnétisante cyclique  $L_\mu$  augmente au départ avec  $(V_1' / \omega_s)$ , prend sa valeur maximale correspondante à la haute perméabilité magnétique, puis décroît rapidement à cause de la saturation. Elle est pratiquement insensible aux variations de la fréquence statorique. Cette courbe représente la caractéristique typique de saturation en régime statique [20; 21; 22].

#### I.4.4 Estimation des paramètres rotoriques en charge

L'effet bénéfique de la méthodologie adoptée, est de permettre une estimation analytique rapide des paramètres rotoriques en charge, rapportés au stator, à partir de grandeurs statoriques mesurables. Cela est d'importance capitale pour la machine asynchrone à cage.

On effectuera un essai en charge particulier, à courant constant et tension variable, dans le but de modifier l'état magnétique de la machine et de faire varier le glissement dans une large plage. En outre le maintien du courant statorique à une valeur ne dépassant pas sa valeur nominale, permet d'atténuer considérablement le problème d'échauffement aléatoire, qui engendre à son tour la variation des résistances.

A fréquence  $f_s$  donnée, on fait varier le point de fonctionnement caractérisé par le quadruplet  $(U_1, I_1, P_1, g)$ , puis on calcule à chaque fois les paramètres  $R'$  et  $L'$  par les relations (I.38) et les valeurs de  $(V_1' / \omega_s)$  par l'équation (I.40).

A partir des caractéristiques obtenues au synchronisme (Figures (I.5a) et (I.5b)), on détermine les valeurs de  $R_\mu$  et  $L_\mu$ , correspondantes aux mêmes valeurs de  $(V_1' / \omega_s)$  pendant l'essai en charge. On peut alors calculer précisément les valeurs de  $r_2'$  et  $N_2'$  par les relations (I.39).

Les caractéristiques de  $r_2'$  et  $N_2'$ , fonction du glissement, sont représentées aux figures (I.5c et I.5d). En observant ces figures, on constate que pour la fréquence statorique nominale  $f_s = 50\text{Hz}$  et le courant statorique nominal  $I_1 = 7\text{ A}$ , la résistance rotorique  $r_2'$ , augmente pratiquement linéairement avec le glissement, tandis-que les fuites magnétiques saturables décroissent de manière quasi-hyperbolique [20; 23; 24].

Les résultats expérimentaux de cette technique d'estimation paramétrique, concorde pratiquement avec ceux obtenus à partir du schéma équivalent à paramètres constants, pour le point de fonctionnement nominal (voir Tableau (I)), tout en accédant au rotor.

Si l'on considère que les valeurs de  $r_2'$  et  $N_2'$ , déduites de l'essai à rotor bloqué, sont valables pour tout point d'opération, une erreur très importante est commise habituellement sur  $r_2'$  et  $N_2'$  à glissement différent de 1.

Paramètres estimés	$L_\mu$ (mH)	$r_2$ ( $\Omega$ )	$N_2'$ (mH)
Schéma équivalent à paramètres constants	Essai en transformateur stator alimenté-rotor ouvert (sous tension nominale) 287	Résistance en courant continu nominal 0.1647	Essai en transformateur rotor alimenté-stator ouvert (sous tension nominale) 42
Schéma équivalent à paramètres variables	Essai de synchronisme (sous tension nominale) 280	Essai en charge à courant constant nominal ( $g = 0$ , par extrapolation) 0.1713	Essai en charge à courant constant nominal ( $g = 1$ ) 43.35

**Tableau (I) Comparaison entre les paramètres issus à partir du schéma équivalent à paramètres constants avec ceux provenant du schéma équivalent à paramètres variables pour le point de fonctionnement nominal.**

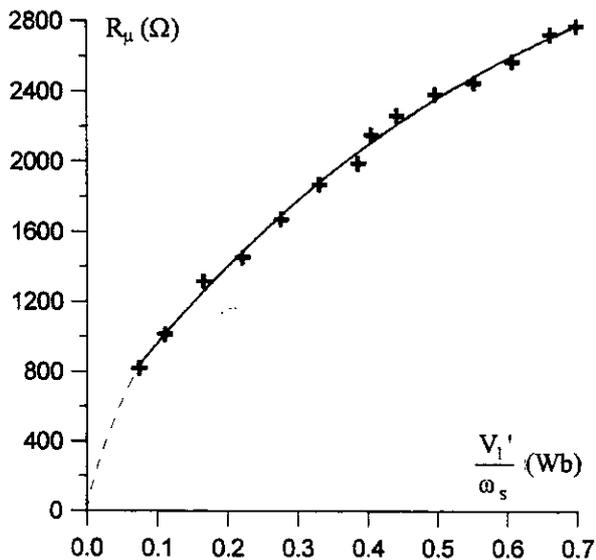


Fig. (I.5a) Evolution de la résistance du fer en fonction du flux stator

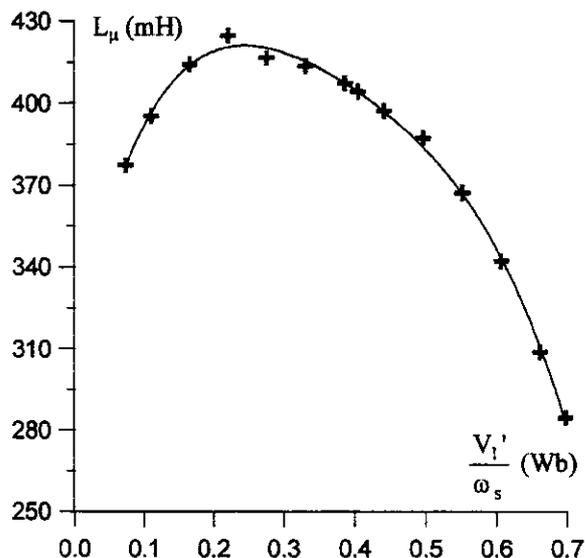


Fig. (I.5b) Evolution de l'inductance magnetisante de la machine avec le flux stator

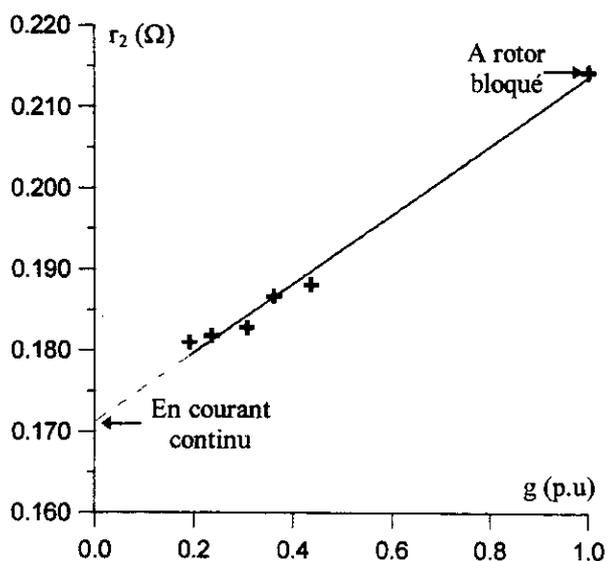


Fig. (I.5a) Evolution de la résistance du fer en fonction du flux stator

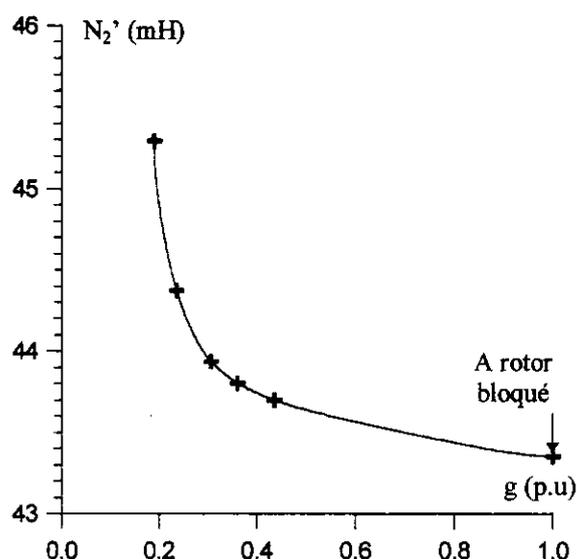
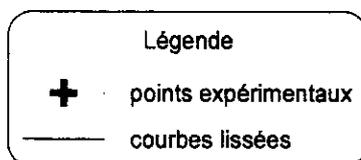


Fig. (I.5d) Influence du glissement sur les fuites magnétiques



**Fig.(I.5) Estimation paramétrique rapide du schéma équivalent à paramètres variables de la machine asynchrone triphasée**

## Conclusion

Nous avons abordé dans ce chapitre, le concept de modélisation dynamique et statique de la machine asynchrone triphasée, en vue de la préparer à une commande adéquate.

Nous avons supposé, dès le départ, connue la structure physique du système électromécanique considéré, aux erreurs de modélisation structurelle près.

La représentation mathématique symbolique, du modèle dynamique entrée-sortie de la machine, a été développée sous la forme standard d'équations en variable d'état de Park, tout en décrivant au cours du chemin l'origine de la transformation de Park, qui dérive de la théorie des tenseurs et de la composition des mouvements.

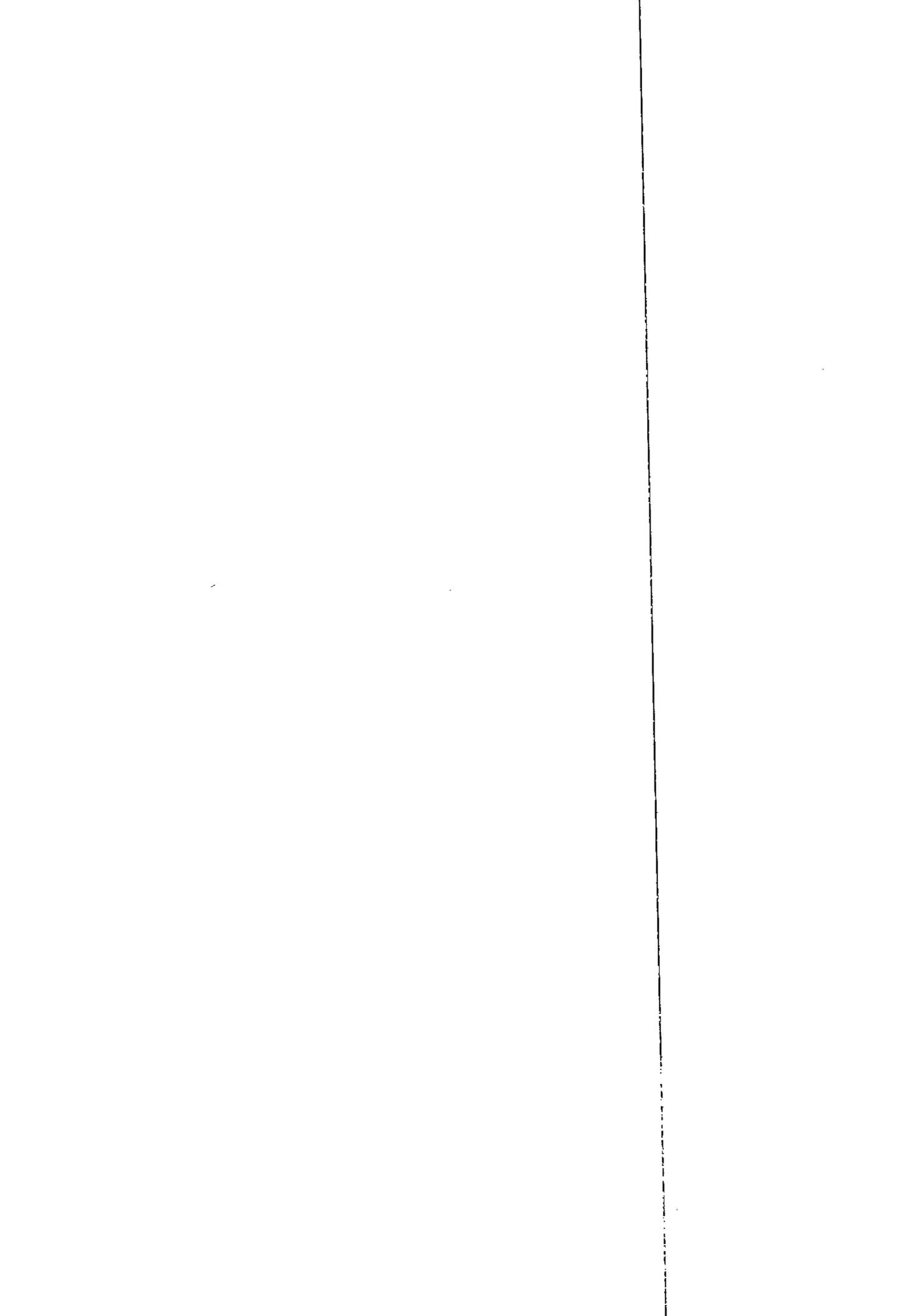
Nous devons ensuite passer à l'étape d'identification paramétrique du modèle. Il s'agit d'effectuer l'estimation statistique des éléments inconnus propre à chaque machine, figurant dans la représentation analytique du modèle. Cette étape fera l'objet des prochains chapitres.

Nous avons ensuite entamé le thème de la modélisation statique de la machine, fondée sur la parfaite similitude entre la machine asynchrone et le transformateur statique.

Une méthodologie d'estimation paramétrique rapide, basée sur le concept du schéma équivalent a été exposée. Elle permet d'estimer tous les paramètres électriques d'une machine asynchrone, en particulier ceux du rotor qui sont des paramètres internes à la machine. De plus cette technique ne nécessite que des tests classiques simples, faits à l'aide d'un oscilloscope. Cependant, la précision des paramètres estimés est conditionnée par la structure du modèle.

L'étude expérimentale des caractéristiques décrivant l'évolution de l'impédance magnétisante cyclique, avec le flux statorique, a permis de mettre en évidence l'effet de la saturation en régime statique. On montre aussi que l'évolution des paramètres rotoriques est directement liée au glissement.

On note enfin que cette méthode d'estimation paramétrique peut être applicable à une machine asynchrone dont le rotor est à cage d'écureuil, où les mesures expérimentales sont effectuées à partir de l'accès électrique unique de son stator alimenté.



# **PARTIE II**

# **IDENTIFICATION PARAMETRIQUE LINEAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A L'ARRET ALIMENTATION PAR HACHEUR**

## **INTRODUCTION**

La conception des techniques de commande numérique assistée par ordinateur, du variateur asynchrone de vitesse, nécessite une phase d'identification paramétrique de haute qualité de la machine asynchrone triphasée, en vue de réaliser un entraînement électrique réglé de hautes performances dynamiques.

La détermination analytique par un calcul direct, des paramètres électriques, d'un schéma équivalent en régime établi, de la machine asynchrone, sur la base d'essais traditionnels (essai à vide, essai à rotor calé), constitue ce qu'on convient d'appeler, les méthodes d'identification classiques de la machine asynchrone [6], qui conduisent le plus souvent, sous certaines hypothèses simplificatrices adoptées, à des estimées de paramètres erronées, loin de représenter la réalité physique, lors de l'exploitation de la machine.

A cet égard, vu que le stator d'une machine synchrone ou asynchrone, sont de construction analogue, nous convenons de faire l'extension de la procédure d'identification d'une machine synchrone, par l'essai de décroissance d'un courant continu dans l'enroulement induit à l'arrêt [25], à la machine asynchrone.

L'analyse de la courbe expérimentale du courant décroissant dans l'induit de la machine synchrone, permet de déterminer toutes les constantes de temps, guidant l'évolution temporelle du signal multicomposante exponentielles, par voie graphique ou numérique.

On pourrait se poser la question : pourquoi ne pas exploiter un signal de courant présentant à la fois une croissance et une décroissance du type exponentielle, circulant dans l'enroulement stator de la machine asynchrone à l'arrêt ? Cela peut se faire pratiquement selon les moyens, grâce à un convertisseur statique, d'électronique de puissance, que se soit un hacheur, ou encore mieux un

onduleur monophasé à stratégie de commande en pleine onde, qui ont la propriété d'exciter avec persistance le système à identifier, respectivement par un signal d'entrée unidirectionnel ou bidirectionnel, et de se rapprocher des conditions de service de la machine.

Cette approche d'identification à caractère statique, est fondée sur l'application d'une tension d'essai, en créneaux, issue d'un hacheur série [26], à des enroulements du stator de la machine asynchrone triphasée, à rotor en court-circuit électrique. Le basculement répété périodiquement du signal d'excitation du système, entre des niveaux hauts et bas, a pour effet de générer un signal de courant statorique de sortie, composé de morceaux de fonctions exponentielles incrémentales et décrémentales, régulièrement alternés. Dans ces conditions, le processus réel rentre en état d'agitation dynamique, et devient ainsi identifiable à travers sa représentation échantillonnée.

Nous mènerons une étude de l'influence de quelques facteurs très importants, sur le concept d'identifiabilité d'un système [27], tels que le problème du choix de la cadence d'échantillonnage d'un signal, la nature et les propriétés d'un signal d'excitation, et la problématique du biais sur les paramètres identifiés, causé par la présence de bruits dans les mesures. Nous nous intéresserons particulièrement à l'analyse détaillée du thème d'identifiabilité paramétrique d'un système discret à partir de la réponse indicielle.

Les paramètres mécaniques sont estimés numériquement, à l'issue de la courbe de ralentissement expérimentale lissée de la machine, sur la base d'une approximation polynomiale, au sens des moindres carrés, par la méthode de Vondermonde [28].

Nous présenterons également, une méthode d'approximation stochastique, architecturée autour de l'algorithme d'optimisation linéaire de Gauss-Newton, à variance minimale, fondée sur la structure de modèle discret ARX, afin de résoudre le problème d'identification des paramètres électriques de la machine asynchrone triphasée, dans un environnement bruité, à partir de mesures électriques corrélées aux bruits, effectuées à l'arrêt, pour un niveau de saturation choisi a priori. La partie de travail concernant le thème d'estimation des paramètres électriques, d'une machine à induction triphasée, sur la base de structure de modèle discret à caractère aléatoire, a fait l'objet d'une communication internationale [59].

Une méthodologie de validation des diverses étapes de la procédure d'identification stochastique est proposée.

Nous mènerons, une étude sérieuse de l'implantation numérique d'un filtre fréquentiel (linéaire) mis sous forme de fraction rationnelle, récursif passe-bas, du type Butterworth [29], en l'adaptant aux variations fréquentielles du signal à filtrer, à travers une analyse spectrale.

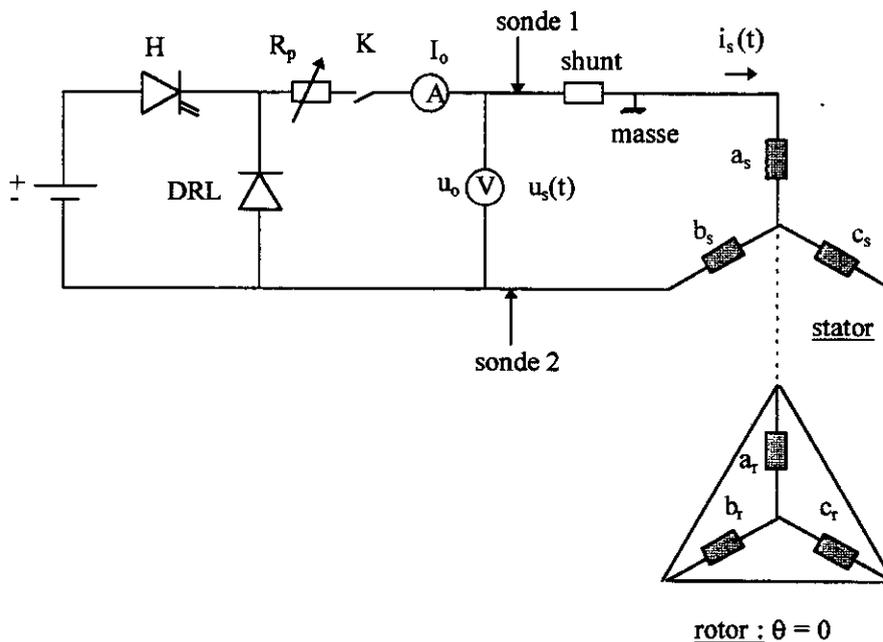
Dans tout ce qui suit, pour une question d'allègement d'écriture, On omettra les crochets dans la notation des grandeurs vectorielles.

## II.1 ORIGINE DE LA METHODOLOGIE D'IDENTIFICATION STATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

On se propose de mener à bien une identification paramétrique de la machine asynchrone triphasée à l'arrêt, à partir de tests statiques, par analogie avec les essais d'identification statique, recommandés par la C.E.I 34 - 4, [25], pour la machine synchrone.

### II.1.1 Déroulement de l'expérience

Le dispositif expérimental, permettant l'identification des paramètres électriques de la machine asynchrone triphasée, est illustré par figure (II.1).



**Fig. (II.1) Schéma de montage de l'essai d'identification statique**

Un hacheur série à thyristor [26] vient alimenter deux enroulements monophasés du stator, connectés en série dans des sens de bobinage opposés, car ce mode de branchement ne génère pas de composante homopolaire. Les enroulements du rotor sont en court-circuit triphasé, ils jouent le rôle d'un amortisseur électrique.

Le processus d'acquisition est piloté par micro-ordinateur, muni d'une carte d'acquisition gérée par le logiciel «Grabber», à travers un oscilloscope numérique à mémoire. Les données entrée-sortie enregistrées, sont ensuite converties en format binaire par l'option «convert » du logiciel d'acquisition «Grabber ».

Le logiciel «Matlab » permet d'effectuer la conversion de format: binaire / ascii. Les données échantillonnées sont ensuite mises à l'échelle numérique physique, puis stockées dans des fichiers formatés standards.

### II.1.2 Positionnement statique du rotor

Dans le cas de l'utilisation d'une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné, nous pouvons effectuer un positionnement statique direct, de l'axe magnétique des pôles, associé à chacun des enroulements monophasé du rotor, relativement à celui du stator correspondant, en se basant sur les phénomènes de couplage électromagnétique.

Nous alimentons seulement un enroulement monophasé quelconque du stator, soit la phase d'indice as, par une source de tension alternative sinusoïdale, sous tension réduite, durant un intervalle de temps limité, afin d'éviter l'échauffement excessif de la machine.

En régime variable, d'après la loi de Lentz, des f.é.m induites prennent naissance dans les enroulements ouvert du stator et du rotor. Dans ces conditions, les équations des tensions instantanées de phase, associées aux deux armatures, s'écrivent respectivement :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{as} = r_1 i_{as} + L_s \frac{di_{as}}{dt} \\ v_{bs} = -M_s \frac{di_{as}}{dt} = e_{bs} \\ v_{cs} = -M_s \frac{di_{as}}{dt} = e_{cs} \end{array} \right. ; \left\{ \begin{array}{l} v_{ar} = -M_0 \cos(\theta) \frac{di_{as}}{dt} = e_{ar} \\ v_{br} = -M_0 \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{di_{as}}{dt} = e_{br} \\ v_{cr} = -M_0 \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{di_{as}}{dt} = e_{cr} \end{array} \right. \quad (\text{II.1})$$

L'angle mécanique formé entre les deux systèmes d'enroulements triphasés stator - rotor étant :

$$\theta_m = \theta/p_1.$$

Vue que le neutre du rotor est inaccessible par construction, nous sommes amenés à résonner sur la base de mesure des f.é.m composées du rotor, définies par :

$$\begin{cases} e_{abr} = e_{ar} - e_{br} = M_0 \left[ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) - \cos(\theta) \right] \frac{di_{as}}{dt} \\ e_{acr} = e_{ar} - e_{cr} = M_0 \left[ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos(\theta) \right] \frac{di_{as}}{dt} \\ e_{bcr} = e_{br} - e_{cr} = \sqrt{3} M_0 \sin(\theta) \frac{di_{as}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

La localisation pratique des positions angulaires longitudinale et transversale, des axes des pôles magnétiques du rotor, par rapport à ceux du stator respectifs (figure (II.2)) s'obtient en faisant tourner lentement à la main le rotor d'un tour électrique complet, de manière à déterminer les deux

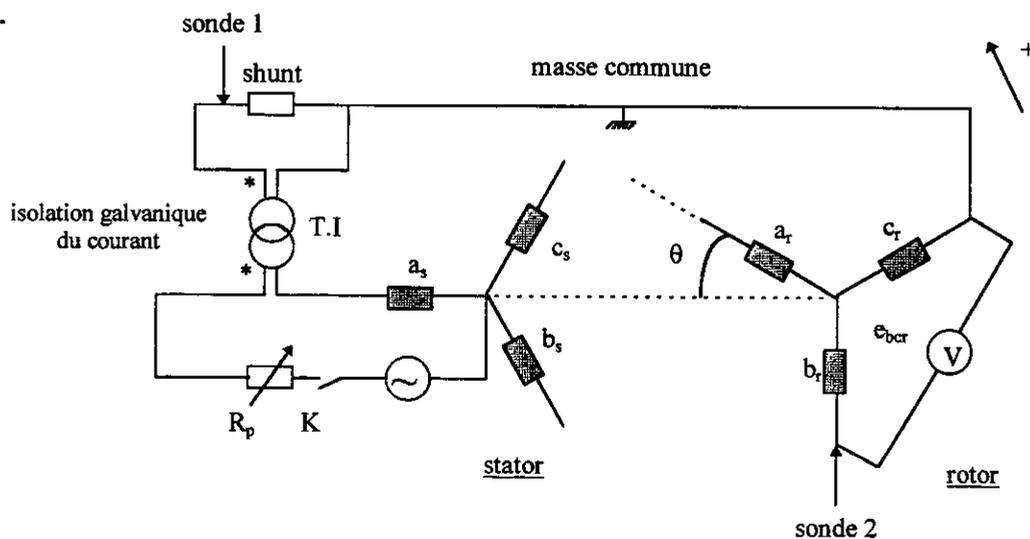


Fig. ( II.2) schéma de montage de positionnement statique du rotor

paires de positions angulaires correspondant à la valeur nulle et maximale de la f.é.m composée entre deux bornes quelconques du rotor, qui seront repérés par les indices de phases rotorique br et cr, la phase restante est forcément affectée de l'indice ar.

La première situation correspond, soit à la position de phase ou celle d'opposition de phase sur l'axe polaire d'un enroulement du stator.

La seconde situation correspond à la position de quadrature, avant ou arrière, sur l'axe interpolaire d'un enroulement du stator.

Nous pourrions lever cette nuance sur la position relative du rotor, en analysant les signaux de courant stator  $i_{as}$  et des f.é.m entre phases du rotor, relevés par un oscilloscope bicourbe, tout en supposant que les enroulements de la machine sont bobinés dans un même sens.

Le tableau (II.1), consigne tous les cas de figures, correspondant aux diverses positions remarquables de l'enroulement triphasé du rotor, relativement à celui du stator.

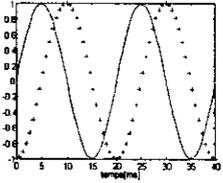
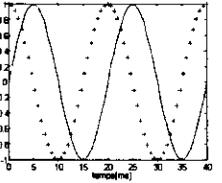
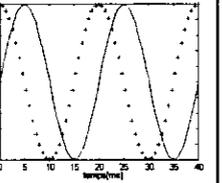
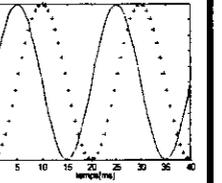
Position	de phase	quadrature avant	opposition de phase	quadrature arrière
$\theta$ [rad]	0	$\frac{\pi}{2}$	$\pi$	$\frac{-\pi}{2}$
$e_{abr} = e_{ar} - e_{br}$	$-\frac{3}{2} M_0 \frac{di_{as}}{dt}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2} M_0 \frac{di_{as}}{dt}$	$\frac{3}{2} M_0 \frac{di_{as}}{dt}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M_0 \frac{di_{as}}{dt}$
$e_{acr} = e_{ar} - e_{cr}$	$-\frac{3}{2} M_0 \frac{di_{as}}{dt}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M_0 \frac{di_{as}}{dt}$	$\frac{3}{2} M_0 \frac{di_{as}}{dt}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2} M_0 \frac{di_{as}}{dt}$
$e_{bcr} = e_{br} - e_{cr}$	0	$\sqrt{3} M_0 \frac{di_{as}}{dt}$	0	$-\sqrt{3} M_0 \frac{di_{as}}{dt}$
repérage des positions remarquables				
	'-' : $i_{as}(t) / \max(i_{as}(t))$ '+' : $e_{abr}(t) / \max(e_{abr}(t))$	'-' : $i_{as}(t) / \max(i_{as}(t))$ '+' : $e_{bcr}(t) / \max(e_{bcr}(t))$	'-' : $i_{as}(t) / \max(i_{as}(t))$ '+' : $e_{abr}(t) / \max(e_{abr}(t))$	'-' : $i_{as}(t) / \max(i_{as}(t))$ '+' : $e_{bcr}(t) / \max(e_{bcr}(t))$

Tableau (II.1) Positionnement statique du rotor

### II.1.3 Etat magnétique de la machine

En réalité, les inductances de la machine asynchrone sont saturables. De ce fait, nous nous proposons une méthodologie expérimentale, permettant de choisir le niveau de saturation des matériaux magnétiques, d'une façon adéquate, lors de la conduite des essais d'identification statique du point de vue mécanique.

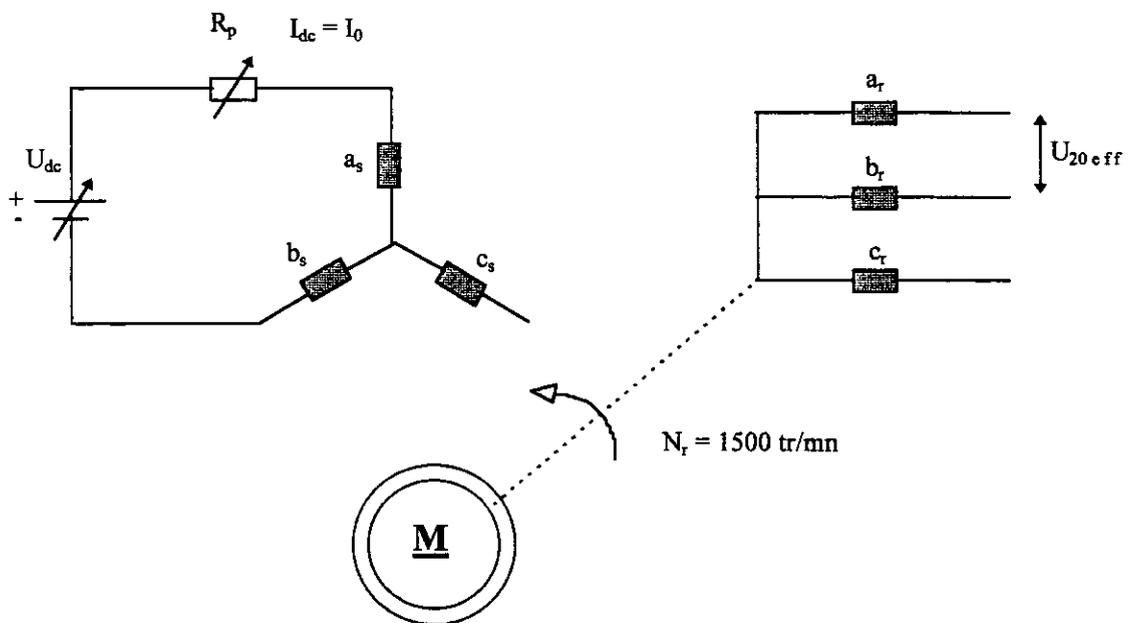
Vu que les paramètres électriques de la machine sont variables, il est conseillé lorsque les moyens expérimentaux le permet, d'effectuer une identification de la machine, basée sur la méthode

des petits signaux, autrement dit on utilise des signaux d'excitation, d'amplitude suffisamment faible superposés aux signaux de fonctionnement normal du système, pour qu'on puisse demeurer autour d'un point d'opération donné.

L'idée de base repose sur le fait de choisir le niveau du courant moyen d'essai d'identification statique  $I_0$  délivré par le hacheur série, correspondant au même degré de saturation de la machine, que celui désiré lors de son fonctionnement en régime alternatif dynamique. Cela se traduit en pratique, par le tracé de deux caractéristiques d'aimantation de la machine asynchrone triphasée à rotor bobiné, en régime unidirectionnel et bidirectionnel.

Pour la même configuration des enroulements monophasés du stator, lors des essais statiques d'identification, on alimente le stator de la machine par une source de tension continue réglable.

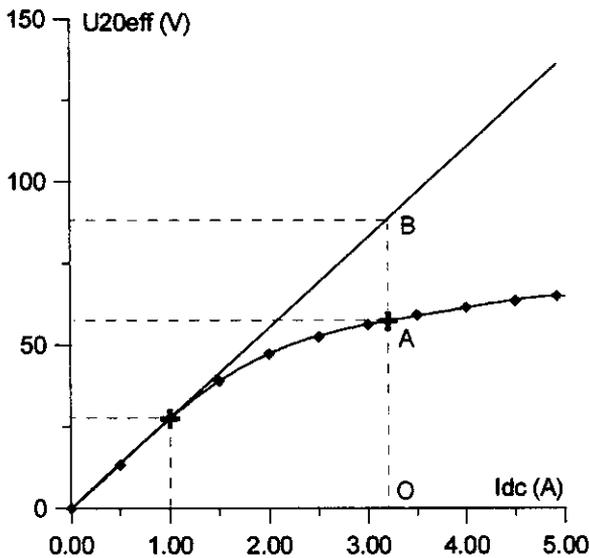
L'essai est conduit avec l'enroulement triphasé du rotor à circuit ouvert, entraîné à une vitesse constante, soit celle de synchronisme. La figure (II.3) schématise le circuit d'expérimentation.



**Fig. (II.3) schéma de montage de tracé de la courbe d'aimantation en régime unidirectionnel**

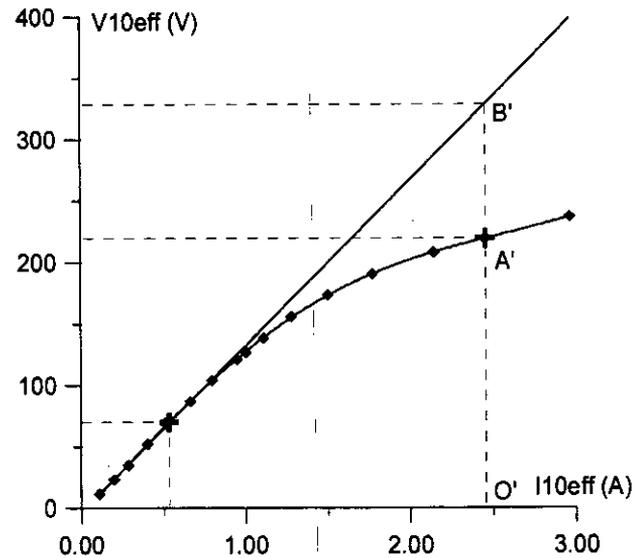
Au courant continu  $I_{dc}$ , correspond un courant unidirectionnel provenant du hacheur, de valeur moyenne  $I_0$ . La caractéristique :  $U_{20\text{eff}} = f(I_{dc})$ , renseigne sur l'état magnétique de la machine, se trouvant alimentée par un convertisseur unidirectionnel.

La courbe de magnétisation de la machine asynchrone triphasée en régime alternatif, s'obtient par un essai de synchronisme, où la vitesse est maintenue constante, par une machine auxiliaire à courant continu d'entraînement. Elle est représentée à défaut par l'évolution non linéaire de la tension d'alimentation d'enroulement du stator, en fonction du courant qui le parcourt, soit la fonction :  $V_{1\text{eff}} = g(I_{1\text{eff}})$ . Les deux courbes de magnétisation en continu et en alternatif, sont représentées à la figure (II.4).



a / Coefficient de degré de saturation en régime unidirectionnel

$$K_{\text{satdc}} = \frac{A B}{O B}$$



b / Facteur de degré de saturation en régime alternatif

$$K_{\text{satac}} = \frac{A' B'}{O' B'}$$

Fig. (II.4) Caractéristiques d'aimantation de la machine asynchrone

En se fixant un degré de saturation désiré en régime de fonctionnement alternatif  $K_{\text{satac}}$ , on effectue le choix du niveau de courant moyen d'essai  $I_0$  d'identification statique, de manière à ce que le degré de saturation en régime unidirectionnel  $K_{\text{satdc}}$ , soit égale à celui en régime alternatif ( $K_{\text{satdc}} = K_{\text{satac}}$ ).

Dans notre travail, nous nous sommes placés dans deux situations différentes, l'une correspondant à l'identification des paramètres non saturés de la machine ( $K_{\text{satac}} = 0$ ;  $I_0 = 1$  A), l'autre correspond à l'identification des paramètres, en régime de saturation nominale ( $K_{\text{satac}} = 0.333$ ;  $I_0 = 3.2$  A).

## II.2 FORMULATION MATHÉMATIQUE DU PROBLÈME D'IDENTIFICATION

### STATIQUE

#### II.2.1 Modèle linéaire de la machine asynchrone à l'arrêt dans l'espace fréquentiel continu

Lorsque le rotor de la machine asynchrone triphasée est en état d'équilibre statique ( $\omega_r = 0$ ), la représentation d'état dans le cas d'un observateur lié au stator ( $\omega = 0$ ), déduite de l'équation générale d'état (I.31), se réduit après des translations d'axes de matrices appropriées, à la forme matricielle partitionnée suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{dr} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma \tau_s} & \frac{r_2}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_1 L_2}} & 0 & 0 \\ \frac{r_1}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_1 L_2}} & \frac{-1}{\sigma \tau_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{\sigma \tau_s} & \frac{r_2}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_1 L_2}} \\ 0 & 0 & \frac{r_1}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_1 L_2}} & \frac{-1}{\sigma \tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \\ i_{qs} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_1} & 0 \\ \frac{-1}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_1 L_2}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_1} \\ 0 & \frac{-1}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_1 L_2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

C'est l'équation d'état d'un système multivariable continu, linéaire invariant dans le temps, dont les matrices partitionnées ne comportent pas de termes croisés.

Par conséquent, le système multivariable peut se décomposer en deux autres sous-systèmes autonomes, selon les axes d et q d'une manière parfaite, puisque il y'a indépendance totale magnétique et électrique entre les deux directions d et q. D'autre part, vue la symétrie et l'isotropie de la machine asynchrone, ces deux sous-systèmes sont identiques, il suffit d'étudier l'un d'eux, soit le sous-système d'axe d, dont la représentation continue d'état est donnée par :

$$\dot{X} = A_c X + B_c U \quad (\text{II.4})$$

où :

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix}; \quad U = [v_{ds}]$$

Les paramètres matriciels du sous-système étant :

$$A_c = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma \tau_s} & \frac{r_2}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_1 L_2}} \\ \frac{r_1}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_1 L_2}} & \frac{-1}{\sigma \tau_r} \end{bmatrix} \quad B_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_1} \\ \frac{-1}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_1 L_2}} \end{bmatrix}$$

Le courant rotorique est une grandeur interne à la machine asynchrone, ce qui nous pousse à s'intéresser à une identification vue du stator, c'est à dire à partir de l'observation entrée-sortie des grandeurs statoriques de la machine. De ce fait l'équation d'observation de la sortie du système est défini par :

$$Y = C_c X + D_c U \quad (\text{II.5})$$

avec :

$$Y = [i_{ds}] \\ C_c = [1, 0]; \quad D_c = [0]$$

Cela est particulièrement avantageux dans le cas où le rotor est à cage, et la machine se transforme du point de vue automatique, en un système monovariabale.

Le passage de la forme d'état du modèle, à la représentation unique par fonction de transfert, s'obtient en appliquant la transformée de Laplace unilatérale aux équations (II.4) et (II.5), sous l'hypothèse de nullité des conditions initiales d'états du système, on a ainsi :

$$H(s) = C_c (sI - A_c)^{-1} B_c + D_c \quad (\text{II.6})$$

La transformée de Laplace de la matrice de transition d'état continue du sous-système, est définie par :

$$(sI - A_c)^{-1} = \frac{1}{\text{denc}(s)} \begin{bmatrix} s + \frac{1}{\sigma \tau_r} & \frac{r_2}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_1 L_2}} \\ \frac{r_1}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_1 L_2}} & s + \frac{1}{\sigma \tau_s} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

avec:

$\text{denc}(s) = \det(sI - A_c)$  : représente l'équation caractéristique du système, qui est le dénominateur de la fonction de transfert continue, d'où :

$$\text{denc}(s) = s^2 + \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) s + \frac{1}{\sigma \tau_s \tau_r}. \quad (\text{II.8})$$

La fonction de transfert continue entrée-sortie, de la machine asynchrone triphasée à l'arrêt, exprimée en grandeurs de Park, formulée à partir d'un observateur lié au stator, et servant à l'identification paramétrique de la machine, représente physiquement une admittance opérationnelle continue, elle s'écrit de la manière suivante :

$$H(s) = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (\text{II.9})$$

avec :

$$\begin{cases} b_1 = \frac{1}{\sigma L_1} \\ b_0 = \frac{1}{\sigma L_1 \tau_r} \\ a_1 = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \\ a_0 = \frac{1}{\sigma \tau_s \tau_r} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

On remonte aux paramètres physiques de la machine par l'intermédiaire des relations suivantes:

$$\begin{cases} r_1 = \frac{a_0}{b_0} \\ L_1 = \frac{a_1 - b_1 \frac{a_0}{b_0}}{b_0} \\ \tau_r = \frac{b_1}{b_0} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Une identification de la machine vue du stator ne permet de déterminer les paramètres du rotor que d'une manière globale, et non pas individuelle. Pour pouvoir identifier séparément les paramètres rotoriques, on recourt à l'hypothèse de P.L.Alger [17] :

$$\begin{cases} L'_2 = L_1 \\ r'_2 = \frac{L_2}{\tau_r} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Le coefficient de dispersion de Blondel, est donnée par :

$$\sigma = \frac{1}{b_1 L_1} \quad (\text{II.13})$$

La mutuelle inductance cyclique stator-rotor étant :

$$M' = L_1 \sqrt{(1-\sigma)} \quad (\text{II.14})$$

## II.2.2 Modèle échantillonné du système

La numérisation des techniques de commande automatique des processus industriels, est en perpétuelle évolution, avec le développement incessant de la micro-électronique, vu les hautes performances dynamique rapportées par le contrôle digital, ce qui nous mène à s'intéresser d'avantage à l'implantation numérique d'algorithmes d'identification.

On se propose d'effectuer une identification paramétrique en temps différé, de la fonction de transfert continue de la machine asynchrone triphasée à l'arrêt, à travers sa représentation dans l'espace fréquentiel discret. Pour discrétiser le modèle, la fonction de transfert continue (II.9) est mise sous la forme factorisée suivante :

$$H(s) = \frac{b_1 s + b_0}{(s + s_1)(s + s_2)} \quad (\text{II.15})$$

où :  $(-s_1)$  et  $(-s_2)$ , sont des pôles réels distincts du système, ils sont donnés par :

$$\begin{cases} s_1 = \frac{a_1 - \sqrt{a_1^2 - 4 a_0}}{2} \\ s_2 = \frac{a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4 a_0}}{2} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

L'obtention de la fonction de transfert du modèle échantillonné, en présence d'un bloqueur d'ordre zéro, à partir de la représentation fréquentielle continue du modèle [30], se réalise à l'aide de la relation de transformation fréquentielle unilatérale, générale suivante :

$$H(z) = \frac{z-1}{z} \text{TZ} \left( \frac{H(s)}{s} \right) \quad (\text{II.17})$$

Ainsi l'utilisation du tableau de transformation fréquentielle, donne le passage de la fonction de transfert continue à la fonction de transfert échantillonnée en  $z$ , elle est de la forme :

$$H(z) = \frac{B_1 z + B_0}{z^2 + A_1 z + A_0} \quad (\text{II.18})$$

Les expressions des coefficients de la fonction de transfert discrète, en fonction de ceux de la fonction de transfert continue, sont données par :

$$\begin{cases} B_1 = \frac{1}{s_1 s_2 (s_1 - s_2)} \left[ s_1 (b_1 s_2 - b_0) e^{-s_2 T_e} + s_2 (b_0 - b_1 s_1) e^{-s_1 T_e} + b_0 (s_1 - s_2) \right] \\ B_0 = \frac{1}{s_1 s_2 (s_1 - s_2)} \left[ s_1 (b_1 s_2 - b_0) e^{-s_1 T_e} + s_2 (b_0 - b_1 s_1) e^{-s_2 T_e} + b_0 (s_1 - s_2) e^{-(s_1 + s_2) T_e} \right] \\ A_1 = - \left( e^{-s_1 T_e} + e^{-s_2 T_e} \right) \\ A_0 = e^{-(s_1 + s_2) T_e} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

où :  $T_e$  est la période d'échantillonnage.

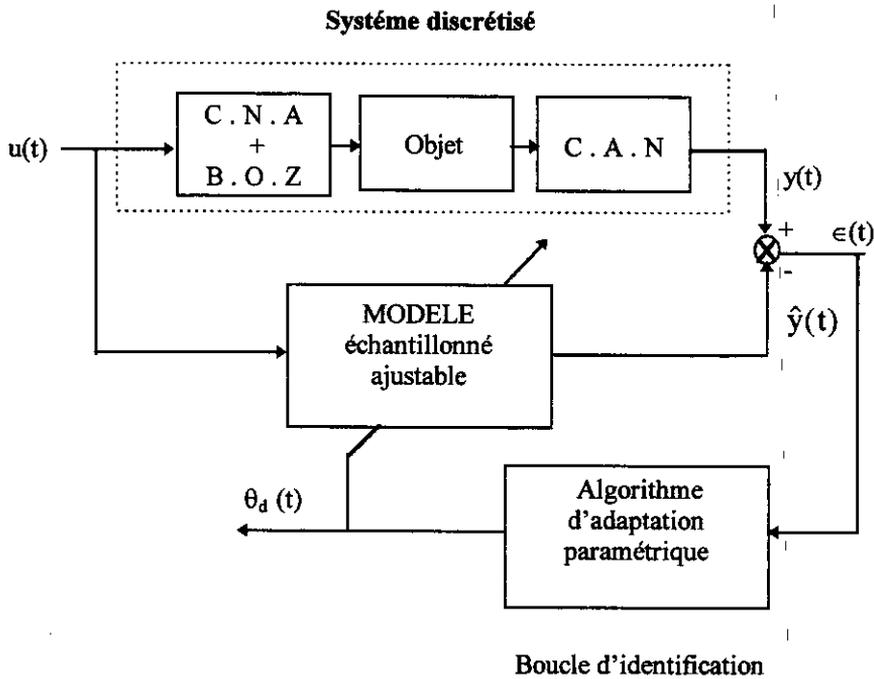
Les pôles du système sont invariants avec le choix du type d'échantillonneur utilisé, puisqu'il ne doit en aucun cas, affecter la stabilité du système. Par contre la dynamique des zéros peut changer, ce qui a pour effet de modifier l'ordre du polynôme rationnel du numérateur de la fonction de transfert discrète.

La reconstitution d'un signal à la sortie d'un extrapolateur d'ordre zéro, n'est pas sans répercussion de l'échantillonnage sur la réponse du système. En effet le bloqueur d'ordre zéro, introduit une faible atténuation, et un déphasage croissant avec la fréquence [3], qui se manifestent clairement en hautes fréquences. Ce phénomène est connu sous le nom de: problème de distorsion (warping problem) [30], qui est solutionné par l'emploi d'outils de l'automatique.

### **II.2.3 Estimation paramétrique récursive du modèle échantillonné dans le cas déterministe**

C'est l'étape de l'identification quantitative proprement dite du système. Nous avons pour cela, opté l'algorithme des moindres carrés récurrents discret, à fenêtre glissante, avec introduction éventuelle d'un facteur d'oubli.

Cette méthode est fondée théoriquement, sur la minimisation d'un critère d'optimisation énergétique, exprimant l'énergie de la distance de sortie (d'état) objet-modèle, c'est à dire l'écart numérique quadratique, entre la sortie réelle du système physique et la sortie prédite par le modèle mathématique, en agissant sur les paramètres de ce dernier. La solution optimale du problème est obtenue, selon le principe du creux d'énergie.



**Fig. (II . 5) Schéma synoptique de la méthode d'identification par l'erreur de prédiction de sortie.**

Comme le montre la figure (II.5), la méthode d'identification par le modèle parallèle de référence [3], cherche à établir une analogie de comportement entrée-sortie, entre le processus réel et le modèle statistique.

Les algorithmes d'adaptation paramétrique du type récursif, constituent un système d'identification en boucle fermée, où les paramètres du modèle sont réajustés par itérations successives, jusqu'à atteindre la valeur minimale du critère d'optimalité, au sens des moindres carrés. Ainsi le modèle est amélioré à chaque itération, si la convergence est assurée.

Etant donné, la fonction de transfert continue à coefficients réels, d'un système linéaire monovariante, définie dans le cas général par :

$$H(s) = \frac{\sum_{i=0}^{i=n_b} (b_i s^i)}{s^{n_a} + \sum_{i=0}^{i=n_a-1} (a_i s^i)} \quad (\text{II.20})$$

Pour que système soit physiquement réalisable, il faut et il suffit que :  $n_b \leq n_a$ .

On se restreindra dans notre cas à cette inégalité au sens stricte ( $n_b < n_a$ ).

Dans de telles conditions, la fonction de transfert échantillonnée avec un bloqueur d'ordre zéro, obtenue en appliquant la formule de transformation (II.17), à l'équation (II.20), tout en supposant que les pôles du système continu sont réels ou conjugués deux à deux, et distincts, et que l'ordre du modèle continu est irréductible, est donnée par l'expression générale suivante :

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^{i=n_B} (B_i z^i)}{z^{n_A} + \sum_{i=0}^{i=n_A-1} (A_i z^i)} \quad (\text{II.21})$$

avec :

$A_i$  et  $B_i$  sont des coefficients réels.

$n_A = n_a$  et  $n_B \leq n_A - 1$ , ce qui signifie que l'ordre du modèle est invariant dans le cas continu et discret. Ce résultat très important, sera utilisé par la suite.

Le modèle échantillonné peut être écrit sous une autre forme équivalente en terme de retards, soit :

$$H(z^{-1}) = \frac{\sum_{i=0}^{i=n_B} (B_i z^{-(n_A-i)})}{1 + \sum_{i=0}^{i=n_A-1} (A_i z^{-(n_A-i)})} \quad (\text{II.22})$$

En appliquant le théorème du retard à la relation (II.22), on aboutit à l'équation aux différences, linéaire par rapport aux paramètres, de la structure de modèle discret d'erreur de sortie.

Si l'on dispose des réalisations de signaux entrée-sortie, désignées respectivement par :  $\{u(k)\}$ ,  $\{y(k)\}$ , ( $k = 1, \dots, N$ ), on écrit alors :

$$y(k) + \sum_{i=0}^{i=n_A-1} (A_i y(k - n_A + i)) = \sum_{i=0}^{i=n_B} (B_i u(k - n_A + i)) \quad (\text{II.23})$$

Le modèle de regression linéaire discret, mis sous forme vectorielle, est donné à un instant de temps discret  $k$ , relativement à la période d'échantillonnage  $T_e$ , par :

$$y(k) = \Phi^T(k) \theta_d(k) \quad (\text{II.24})$$

avec:

$$\Phi(k) = [-y(k-n_A), -y(k-n_A+1), \dots, -y(k-1), u(k-n_A), u(k-n_A+1), \dots, u(k-n_A+n_B)]^T$$

$$\theta_d(k) = [A_0(k), A_1(k), \dots, A_{n_A-1}(k), B_0(k), B_1(k), \dots, B_{n_B}(k)]^T$$

où :  $\Phi(k)$  : vecteur des observation discrètes entrée-sortie du système.

$\theta_d(k)$  : vecteur des paramètres discrets.

Le prédicteur linéaire ajustable à priori, est donnée dans le cas général par :

$$\hat{y}(k) = \Phi^T(k) \hat{\theta}_d(k) \quad (\text{II.25})$$

où :

$$\hat{\theta}_d(k) = [\hat{A}_0(k), \hat{A}_1(k), \dots, \hat{A}_{n_a-1}(k), \hat{B}_0(k), \hat{B}_1(k), \dots, \hat{B}_{n_b}(k)]^T$$

Le critère quadratique d'optimisation discret, avec facteur d'oubli, s'écrit comme étant la somme des carrés des écarts entre la sortie du système et celle du modèle sur l'horizon d'observation  $[0, k T_e]$ , pondérés par un coefficient de modulation croissant, soit :

$$J(\hat{\theta}_d) = \sum_{i=1}^{i=k} (\lambda(i) \varepsilon^2(i)) \quad (\text{II.26})$$

où :

$\lambda(i)$  : Facteur d'oubli fixe ou variable, il constitue un coefficient de pondération des informations antérieures dont les valeurs numériques sont prises dans l'intervalle semi-ouvert:  $]0; 1]$ .

$\varepsilon(i)$  : erreur élémentaire de prédiction à priori de la sortie à un instant  $i$ , elle est donnée dans le cas linéaire par :

$$\varepsilon(i) = y(i) - \hat{y}(i) = y(i) - \Phi^T(i) \hat{\theta}_d(i)$$

d'où :

$$J(\hat{\theta}_d) = \sum_{i=1}^{i=k} (\lambda(i) (y(i) - \Phi^T(i) \hat{\theta}_d(i))^2) \quad (\text{II.27})$$

Pour rendre minimale le critère d'optimalité, il faut et il suffit de satisfaire aux deux conditions de différentiation suivantes :

Condition du premier ordre :  $\nabla(J(\hat{\theta}_d)) = 0$ .

Condition du second ordre :  $\nabla^2(J(\hat{\theta}_d))$  est défini positive ou nulle.

Dans le cas général, le critère quadratique d'optimalité est une fonction scalaire à plusieurs variables réelles, qui constituent les paramètres à identifier. La première condition se traduit à chaque instant, par :

$$\frac{\partial(J(\hat{\theta}_d))}{\partial(\hat{\theta}_d)} = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \begin{bmatrix} \frac{\partial(J(\hat{\theta}_d))}{\partial(\hat{\theta}_{d,1})} \\ \vdots \\ \frac{\partial(J(\hat{\theta}_d))}{\partial(\hat{\theta}_{d,np})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

avec :

$n_p = n_A + n_B + 1$  : est le nombre total de paramètres structuraux inconnus.

$\hat{\theta}_{d,j}$  : désigne le paramètre discret à estimer d'indice  $j$ .

Cette phase permet la formulation mathématique, de l'algorithme d'adaptation paramétrique.

La seconde condition porte sur les propriétés géométriques de la courbe multidimensionnelle, représentative de la fonction scalaire multivariable  $J(\hat{\theta}_d)$ .

Pour que l'algorithme d'optimisation multidimensionnelle, au sens des moindres carrés converge vers un minimum global, il faudra que la matrice de Hesse du critère, soit constamment semi-définie positive, ce qui se traduit du point de vue géométrique, par la convexité de la courbe représentative du critère.

La matrice symétrique Hessienne du critère, est à chaque instant définie par :

$$\frac{\partial^2(J(\hat{\theta}_d))}{(\partial(\hat{\theta}_d))^2} = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2(J(\hat{\theta}_d))}{(\partial(\hat{\theta}_{d,1}))^2} & \frac{\partial^2(J(\hat{\theta}_d))}{\partial(\hat{\theta}_{d,1}) \partial(\hat{\theta}_{d,2})} & \dots & \frac{\partial^2(J(\hat{\theta}_d))}{\partial(\hat{\theta}_{d,1}) \partial(\hat{\theta}_{d,np})} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial^2(J(\hat{\theta}_d))}{\partial(\hat{\theta}_{d,np}) \partial(\hat{\theta}_{d,1})} & \frac{\partial^2(J(\hat{\theta}_d))}{\partial(\hat{\theta}_{d,np}) \partial(\hat{\theta}_{d,2})} & \dots & \frac{\partial^2(J(\hat{\theta}_d))}{(\partial(\hat{\theta}_{d,np}))^2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Lorsque ces deux conditions sont réalisées en un point  $\hat{\theta}_d$  de l'espace vectoriel paramétrique réel multidimensionnel  $\mathfrak{R}^{n_p}$ , alors il correspond bien à un minimum absolu.

La version récursive, de l'estimateur linéaire au sens des moindres carrés [27], permet d'estimer le vecteur des paramètres discrets en fonction de son histoire par :

$$\begin{cases} \hat{\theta}_d(k) = \hat{\theta}_d(k-1) + L(k) \varepsilon(k) \\ L(k) = \frac{Q(k-1) \Phi(k)}{\lambda(k) + \Phi^T(k) Q(k-1) \Phi(k)} \\ \varepsilon(k) = y(k) - \Phi^T(k) \hat{\theta}_d(k-1) \\ Q(k) = \frac{1}{\lambda(k)} \left[ Q(k-1) - \frac{Q(k-1) \Phi(k) \Phi^T(k) Q(k-1)}{\lambda(k) + \Phi^T(k) Q(k-1) \Phi(k)} \right] \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

avec :

$k$  : instant de temps discret relatif variant de :  $n_p + 1$  jusqu'à :  $N$ .

$N$  : longueur des enregistrements.

La matrice  $Q$ , appelée matrice d'adaptation du gain, s'écrit comme étant l'inverse d'une somme de matrices hermitiennes ( $\Phi \Phi^T$ ), elle est symétrique définie positive ou nulle par construction. Le vecteur  $L$  est connu sous le nom de vecteur de gain.

Nous avons opté un algorithme d'identification récursif du type gradient, il présente l'avantage d'avoir un large domaine de convergence par rapport aux méthodes du second ordre, s'il y'a un bon conditionnement numérique du problème. Mais il est caractérisé par sa lenteur lors de la recherche de la solution optimale.

Comme toute méthode récursive, il est nécessaire d'initialiser le vecteur des paramètres et la matrice de gain, on peut choisir :  $\hat{\theta}_d(0) = [0, \dots, 0]^T$ .

Les paramètres initiaux pouvant être éloignés des valeurs réelles, on choisit en général une matrice initiale  $Q$ , symétrique définie positive, de la forme :

$$Q(0) = g_0 I(n_p, n_p) \quad I(n_p, n_p) : \text{matrice identité de dimension : } n_p \times n_p.$$

$g_0$  : étant un nombre réel positif très grand.

Lors du traitement numérique de l'information par processeur, il y'a apparition du phénomène d'accumulation d'erreurs numériques, provenant de diverses sources, telles que les erreurs d'arrondis de chiffres provoqué par le calculateur, lui même limité en précision, et les erreurs des méthodes numériques, dues à la troncature des formules.

Une autre source d'incertitude dans les calculs, provient des perturbations numériques contenues dans l'information véhiculée, comme c'est le cas des traces de bruits entachant un signal préalablement filtré, puisque en pratique un filtrage n'est jamais parfait, ou dans le cas d'une matrice

présentant un déséquilibre numérique, c'est à dire que les valeurs absolues de ses éléments, sont relativement très éloignées.

Une des principales causes d'instabilité numérique des algorithmes d'identification récursifs, est la perte de la propriété de semi-définie positivité de la matrice de gain  $Q$ , lors de sa réactualisation [31]. Ce phénomène peut se produire, lorsque les échelles numériques des données entrée-sortie sont très différentes, ou dans le cas d'une mauvaise initialisation de l'algorithme d'identification. Dans de telles circonstances, la matrice de gain  $Q$  devient très mal conditionnée numériquement.

Pour pallier tout ces inconvénients, nous avons fait appel à une nouvelle version de la méthode des moindres carrés récursifs, appelée algorithme de Bierman [32], basé sur le calcul récursif d'une factorisation U-D, de la matrice de gain  $Q$ .

L'algorithme d'identification linéaire récursif de Bierman, du type gradient, décrit en annexe A, constitue un accélérateur de convergence numérique, rapportant ainsi un très bon conditionnement numérique de la matrice de gain  $Q$ , en la forçant à être constamment définie positive ou nulle, et élimine ainsi tout risque de blocage de l'estimateur en un minimum local du critère d'optimisation. En outre, il permet l'implantation d'une identification en temps réel (on line), de haute performance du point de vue temps de calcul et précision numérique.

#### **II.2.4 Détermination des fonctions de transfert continues à partir des fonctions de transfert discrètes**

Une fois l'identification paramétrique de la fonction de transfert du modèle discret est réalisée, nous devons revenir à la représentation continue du modèle dans le domaine original de Laplace, puisque les paramètres discrets sont fictifs, et n'ont aucune signification physique.

Il existe plusieurs méthodes permettant d'effectuer cette transformation fréquentielle inverse, parmi les quelles la transformation bilinéaire constitue une solution à ce problème, mais elle est très approximative et se prête mal à l'implantation numérique. Cependant, une autre voie très recommandée pour ce genre de problème, permet un passage systématique de la fonction de transfert discrète à celle continue et vice versa, à l'aide d'une méthode combinée très générale [1], avec une très bonne précision.

Nous nous placerons dans le cas, où la discrétisation du système est exécutée par l'intermédiaire de l'action conjuguée, d'un échantillonneur effectuant une quantification analogique impulsionnelle invariante du signal, suivi d'un aiguillage à travers un bloqueur d'ordre zéro.

Etant donnée la représentation fréquentielle discrète unique d'un système multidimensionnel linéaire invariant dans le temps, par une matrice de transfert rationnelle propre, dont les éléments constitutifs sont des fractions rationnelles, de l'opérateur aux différences  $z$  ( $z = \exp(s T_e)$ ), où les degrés des polynômes rationnels des numérateurs sont strictement inférieure à celui du dénominateur commun.

L'obtention de la matrice de transfert continue  $H(s)$  à partir de celle discrète  $H(z)$ , peut s'effectuer élément par élément de cette matrice. Chaque élément représente une fonction de transfert monovariante  $H_{ij}(z)$ , définie en (II.21) en posant ( $n_B = n_A - 1$ ), par :

$$H(z) = [H_{ij}(z)] ; \quad \begin{array}{l} i = 1, \dots, n_s, \\ j = 1, \dots, n_e. \end{array} \quad (\text{II.31})$$

$n_s$  : nombre de sorties du système.  
 $n_e$  : nombre d'entrées du système.

avec :

$$H_{ij}(z) = \frac{B_{n_A-1} z^{n_A-1} + B_{n_A-2} z^{n_A-2} + \dots + B_1 z + B_0}{z^{n_A} + A_{n_A-1} z^{n_A-1} + \dots + A_1 z + A_0} \quad (\text{II.32})$$

La démarche à suivre pour accomplir cette tâche, se fait en trois étapes.

#### **II.2.4.1 Passage de la représentation par fonction de transfert à la représentation d'état**

Cette conversion entre formes de modèles, est systématique dans le cas d'un système monodimensionnel (SISO). La forme canonique d'état de commandabilité, d'un système dynamique linéaire discret de dimension finie, décrit par la fonction de transfert (II.32), est une représentation typique d'état, parmi une infinité, pour un même système, soit :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k) = C_d X(k) + D_d U(k) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

avec:

$$A_d = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & 1 \\ -A_0 & -A_1 & \dots & \dots & -A_{n_A-1} \end{bmatrix}$$

$$B_d = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$$

$$C_d = [B_0 \ B_1 \ \dots \ B_{n_A-2} \ B_{n_A-1}]$$

$$D_d = [0]$$

X et Y, désignent respectivement le vecteur d'état et la sortie scalaire observée du système.

U : entrée scalaire de commande.

### II.2.4.2 Transition du modèle d'état discret au modèle d'état continu

Cette phase est très déterminante. Etant donné une réalisation d'état ( $A_d, B_d, C_d, D_d$ ) du système discret représenté par (II.33), il lui correspond une réalisation équivalente dans l'espace d'état continu ( $A_c, B_c, C_c, D_c$ ) définie par :

$$\begin{cases} \dot{X}(k) = A_c X(k) + B_c U(k) \\ Y(k) = C_c X(k) + D_c U(k) \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Cette transformation entre modèles d'état : discret-continu, dépend de la méthode de discrétisation adoptée. La technique de discrétisation dans l'espace d'état, la plus usuelle, est celle qui utilise un échantillonneur bloqueur d'ordre zéro. Dans ces conditions, l'obtention des matrices caractérisant le modèle d'état continu, à partir de celles discrètes équivalentes, s'effectue de la manière suivante :

$$\begin{cases} A_c = \frac{1}{T_e} \text{Log}(A_d) \\ B_c = \left[ \int_0^{T_e} \exp(A_c \tau) d\tau \right]^{-1} B_d = (A_d - I)^{-1} A_c B_d \\ C_c = C_d \\ D_c = D_d = [0] \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

La seconde équation du système (II.35), présente une inversion numérique matricielle, qui pourra poser un problème de conditionnement numérique lors des calculs. Pour contourner ce problème, les matrices  $A_c$  et  $B_c$  seront calculées par une autre voie, sans effectuer d'inversion numérique. On montre que :

$$\left[ \begin{array}{c|c} A_c & B_c \\ \hline zI(n_e, n_A) & zI(n_e, n_e) \end{array} \right] = \frac{1}{T_e} \text{Log} \left( \left[ \begin{array}{c|c} A_d & B_d \\ \hline zI(n_e, n_A) & I(n_e, n_e) \end{array} \right] \right) \quad (\text{II.36})$$

avec :

$$\dim(A_c) = \dim(A_d) = n_A \times n_A$$

$$\dim(B_c) = \dim(B_d) = n_A \times n_e$$

$zr(n_e, n_A)$  et  $zr(n_e, n_e)$  : matrices nulles respectivement de dimension,  $(n_e \times n_A)$  et  $(n_e \times n_e)$

$I(n_e, n_e)$  : matrice identité de dimension  $(n_e \times n_e)$ .

### **II.2.4.3 Evaluation de la fonction de transfert à partir de sa représentation d'état**

On considère une réalisation d'état  $(A_c, B_c, C_c, D_c)$  du système monovariante élémentaire continu décrit par (II.34). Chaque fonction de transfert élémentaire continue, du système multivariante considéré, est évaluée à partir de sa représentation d'état continue, tout en assumant l'hypothèse de nullité des conditions initiales d'état, par l'expression suivante :

$$H_{ij}(s) = C_c (sI - A_c)^{-1} B_c + D_c \quad (\text{II.37})$$

Il existe plusieurs voies [33; 34], qui permettent d'effectuer l'inversion numérique, du polynôme rationnel à coefficients matriciels en  $s$ , du premier ordre :  $(sI - A_c)$ . L'algorithme de Leverrier solutionne le problème, dans le cas où l'ordre du modèle est irréductible par l'expression :

$$(sI - A_c)^{-1} = \frac{\text{adj}(sI - A_c)}{\det(sI - A_c)} ; \text{ qui nécessite le calcul de tout les cofacteurs de la matrice } (sI - A_c), \text{ et le}$$

temps de calcul est particulièrement élevée, lorsqu'on traite des matrices de grande dimension.

L'existence de la transformée de Laplace, de la matrice de transition d'état continue  $\exp(A_c t)$ , est conditionnée par les critères de commandabilité et d'observabilité au sens de Kalman, du système dynamique, qui doit être complètement commandable et observable dans l'espace d'état.

Ces critères peuvent se mettre sous diverses formes, telle que l'évaluation du rang des matrices de commandabilité et d'observabilité [35], qui constitue une phase très délicate, et peut poser un problème de conditionnement numérique de ces matrices.

Cependant, une autre méthode très performante, basée sur l'algorithme de Varga [36], permet le calcul des fonction de transfert mono-entrée / mono-sortie, sous forme factorisée :

$$H_{ij}(s) = G_{0ij} \frac{\prod_{k_1=1}^{n_{bij}} (s - \mu_{ij}(k_1))}{\prod_{k_2=1}^{n_{aij}} (s - \lambda_{ij}(k_2))} \quad (\text{II.38})$$

avec :

$\mu_{ij}(k_1)$ , ( $k_1 = 1, \dots, n_{bij}$ ) et  $\lambda_{ij}(k_2)$ , ( $k_2 = 1, \dots, n_{aij}$ ), sont respectivement les zéros et les pôles, de  $H_{ij}(s)$ .

$G_{0ij}$ , étant le gain de  $H_{ij}(s)$ .

Cet algorithme présente des propriétés numériques de haute qualité, du point de vue, stabilité, fiabilité, précision, rapidité, et espace mémoire requis.

Il n'y a pas de simplifications de pôles et de zéros, car l'algorithme élimine la partie non commandable et non observable de chaque triplet  $(A_c, B_c, C_c)$ . Ceci est réalisé à l'aide des transformations similaires orthogonales. Les pôles et les zéros du résultat minimal du système sont déterminés par un calcul de valeurs propres généralisés [1], soit dans le cas monovarié :

$$H_{ij}(s) = \frac{\det(sI - (A_c - B_c C_c)) + (D_c - 1) \det(sI - A_c)}{\det(sI - A_c)} \quad (\text{II.39})$$

où, les déterminants qui représente des polynômes rationnel en  $s$ , sont évalués par un calcul de valeurs propres généralisés.

Dans le cas, où il y a réduction numérique de l'ordre du modèle de connaissance, due à la sensibilité aux erreurs numériques, des coefficients des polynômes du numérateur et du dénominateur de la fonction de transfert identifiée, on pourra plus relier les paramètres physiques de la machine, aux paramètres de la fonction de transfert, on dit alors qu'on a effectué une identification paramétrique fictive (non réaliste), puisque dans ce cas on a affaire à un modèle de représentation du système physique considéré, dont les paramètres descriptifs n'ont pas de réalité physique.

### II.3 FACTEURS INFLUANT SUR L'IDENTIFICATION PARAMETRIQUE

La notion d'identifiabilité d'un modèle paramétrique [27], est extrêmement importante, vu qu'elle constitue en quelque sorte, le domaine de définition d'un problème d'identification.

Elle concerne la question d'existence et d'unicité de l'estimée des paramètres, d'un système physique décrit par un modèle de structure donnée. Il existe plusieurs conditions d'identifiabilité d'un système, parmi les quelles, on cite entre autres:

#### II.3.1 Choix des signaux d'entrées pour l'identification

Le choix du type du signal test, est très déterminant en identification. En effet, le signal d'entrée doit avoir un pouvoir excitant, suffisamment élevé, pour faire apparaître tous les modes

dynamiques propre du système, afin de bien réussir l'identification. Cela se réalise dans le cas où le signal d'excitation  $U(t)$  a un spectre assez étendu (richesse fréquentielle), par rapport à la bande passante du processus.

Il existe d'autres caractéristiques optimales désirées pour le signal test, tels que le centrage, la périodicité, et d'autres considérations pratiques, liées à la facilité de réalisation technologique (nature déterministe, génération de séquences binaires), et à la dynamique du système (rapidité ou lenteur d'évolution).

D'autre part, lorsqu'on a affaire à des systèmes industriels, dans les quelles se manifeste des phénomènes complexes, on préfère souvent utiliser des signaux test de petite amplitude, superposés aux signaux de fonctionnement normal du processus, ce qui rend d'une part, acceptable l'hypothèse de linéarité, et permet d'autre part, de garder le fonctionnement normal du procédé. Cependant, l'amplitude du signal d'entrée ne doit pas être trop faible, elle doit dépasser confortablement le niveau du bruit résiduel, pour que le signal de sortie ne soit pas noyé dans le bruit.

En pratique les séquences binaires pseudo-aléatoire (S.B.P.A) [2; 3; 35], peuvent posséder toutes les caractéristiques optimales d'un signal test, décrites antérieurement, si les paramètres de la S.B.P.A sont convenablement choisis.

### **II.3.2 Choix de la fréquence d'échantillonnage**

Le choix de la cadence d'échantillonnage doit être réalisée en fonction de la largeur du spectre du signal continu considéré, qui sera remplacé par une suite de nombres se succédant dans un ordre séquentiel au cours du temps, à un intervalle constant, et contenant l'information utile sur le signal original.

La qualité de l'identification est directement liée à la période d'acquisition des signaux, elle même fonction de la dynamique du système. Il s'avère donc nécessaire de trouver un compromis assurant une bonne représentation des phénomènes, sans une quantité excessive d'informations (problème de redondance des données).

Pour pouvoir reconstituer correctement un signal continu, à partir de la séquence discrétisée, il faut et il suffit, que la fréquence d'échantillonnage satisfait au théorème de Shannon [3; 30], qui fixe la limite théorique inférieure, celle-ci doit être strictement supérieure au double de la plus haute fréquence de la composante harmonique, ayant un poids énergétique intéressant, contenue dans le spectre du signal de mesure.

Dans le cas, où le signal continu de sortie du système est entaché d'un bruit dont le spectre est plus étendu, par rapport à celui de la séquence, il faut introduire un filtre anti-repliement analogique passe-bas, avant échantillonnage, dont la fréquence de coupure doit être strictement inférieure à la fréquence de Shannon ( $f_{sh} = f_e / 2$ ), et doit assurer une bonne reproduction du signal continu, débarrassé de sa partie haute fréquence.

### **II.3.3 Effet néfaste du bruit de mesure**

Dans la pratique, les signaux mesurés sont toujours entachés de bruits. En automatique, on suppose que le signal d'entrée est de nature déterministe, et que tous les bruits sont ramenés à la sortie du système. D'autre part, on fera l'hypothèse que le bruit de sortie résultant, est du type additif, il représente l'ensemble des erreurs de modélisation et du bruit de mesure, et d'autre déchets de signal tels que les harmoniques nuisibles temporels ou spatiaux. Ces perturbations aléatoires, sont des sources d'erreurs importantes en identification, car si le bruit de sortie est corrélé avec l'observation, l'estimation des paramètres est biaisée.

Les propriétés statistiques et probabilistes d'un bruit, dépendant de sa nature, constituent le noyau central autour duquel sont développées toutes les méthodes d'identification stochastiques, dont l'objectif commun est d'éliminer le biais sur les paramètres identifiés [37; 38; 39], dû au bruit.

Un laboratoire d'électrotechnique est un environnement plus au moins bruité, en général par des bruits blancs, qu'on admet pour des raisons simplificatrices, qu'ils sont stationnaires, gaussiens et centrés.

Un bruit blanc gaussien stationnaire, est complètement défini par ses propriétés statistiques invariantes, du premier et du deuxième ordre (espérance mathématique et variance), et par sa loi de probabilité.

La puissance de filtrage, par décorrélation entre le signal de sortie et le bruit, (le signal d'entrée et le bruit sont supposés indépendant), d'un algorithme d'identification stochastique, caractérise sa robustesse vis à vis d'un bruit, ayant un niveau énergétique limite par rapport à celui du signal, affrontable par l'algorithme d'estimation, et une largeur de spectre qu'on exige dans notre cas, d'être comparable à la bande passante du système.

La puissance de filtrage d'un estimateur élaboré dans un contexte stochastique, est quantifiée par la valeur maximale de l'inverse du rapport signal / bruit, à partir du quelle l'algorithme diverge, et devient ainsi inutilisable.

## **II.4 ETUDE DE L'IDENTIFIABILITE PARAMETRIQUE D'UN SYSTEME A PARTIR DE LA REPONSE INDICIELLE**

Nous nous intéresserons particulièrement à tenter une identification paramétrique, dans un contexte déterministe, d'un système physique linéaire, en lui appliquant une entrée échelon (de tension ou de courant), celle-ci est très répandue dans les milieux industriels, vue la simplicité de sa faisabilité, qui ne consiste qu'à réaliser seulement un basculement raide, entre deux niveaux différents d'un signal, à front montant ou descendant.

Nous donnerons deux exemples illustratifs, pour dégager toutes les propriétés de la méthode d'identification du modèle discret d'un système, à partir de la réponse indicelle [35].

### **II.4.1 Identification complète d'un système de premier ordre sur la base de la réponse indicelle**

Soit la fonction de transfert continue du premier ordre, qu'on suppose représentative d'un système physique, définit par :

$$H_1(s) = \frac{100}{s + 10} \quad (\text{II.40})$$

La simulation numérique est effectuée sous l'environnement MATLAB, qui est un logiciel de calcul orienté vers l'option matricielle, sur un micro-ordinateur.

Pour générer un fichier d'acquisition théorique, contenant des données échantillonnées entrée-sortie, à la période de discrétisation :  $T_e = 10$  ms, nous simulons le modèle continu (II.40), sur un étendu temporel d'une seconde, de façon à inclure toute la région du régime transitoire, lorsque le système se trouve soumis à l'entrée, à une fonction échelon unitaire causale.

On admettra ensuite, qu'on ne connaît que l'ordre du modèle continu du système d'étude, dont les paramètres sont les inconnues du problème, tout en disposant des enregistrements numériques

entrée-sortie du processus, dont la fonction de transfert continue est de la forme structurelle suivante:

$$H_1(s) = \frac{b_0}{s + a_0} \quad (\text{II.41})$$

$(a_0, b_0)$  : sont deux nombres réels positifs, à déterminer.

On effectuera l'opération d'échantillonnage de cette dernière, qui obéit à la forme de modèle fréquentiel continu générale, donnée par l'équation (II.20), sous les mêmes hypothèses posées dans le paragraphe correspondant, au moyen d'un extrapolateur d'ordre zéro, ce qui permet de déduire à l'issue de la relation fréquentielle (II.21), la structure de la fonction de transfert échantillonnée associée, soit :

$$H_1(z) = \frac{B_0}{z + A_0} \quad (\text{II.42})$$

$(A_0, B_0)$  : nombres réels, à estimer.

L'estimation paramétrique de la structure de modèle discret SISO (II.42), à partir de la réponse indicielle, en régime transitoire, est effectuée à l'aide de l'algorithme d'identification linéaire, des moindres carrés récursifs factorisé de Bierman (Annexe A), dans le domaine temporel discret, qui est initialisé, par un vecteur de paramètres discret nul,  $(\theta_d(0) = [0])$ , et une matrice de gain diagonale, de gain élémentaire commun :  $(g_0 = 10^{15})$ .

Les figures (II.7) mettent en évidence, les courbes d'évolution temporelle, respectivement du gain d'adaptation paramétrique, de l'erreur de prédiction a priori de la sortie, et des divers paramètres estimés des fonctions de transfert discrète et continue, de la structure de modèle discret SISO, en régime transitoire, du système de premier ordre considéré, ainsi que les résultats de l'estimation paramétrique sont consignés dans les tableaux (II.4a et 4b).

Dans un contexte déterministe, d'une façon générale, pour que l'identification paramétrique d'un système à paramètres constants soit réussite, tout en supposant que l'ordre du modèle est correcte, il faut et il suffit que, la trace de la matrice de gain et l'erreur de prédiction de la sortie, tendent simultanément vers zéro, ce qui assure la convergence des paramètres identifiés vers leurs valeurs optimales.

C'est le cas de l'estimation paramétrique du modèle fréquentiel discret, d'un système de premier ordre à partir de la réponse indicielle (figures (II.7)), où on observe une convergence asymptotique très accélérée des paramètres estimés des fonctions de transfert discrète et continue, qui se stabilisent au bout de deux pas d'identification, avec une excellente précision sur les résultats, à cause du très bon conditionnement numérique du problème. Ce fait nous permet de conclure que le modèle discret d'un système du premier ordre, est complètement identifiable en régime transitoire, sur la base de la réponse indicielle, à condition que la fonction échelon soit non nulle.

#### **II.4.2 Identification partielle d'un système de quatrième ordre fondée sur la réponse indicielle**

On considère une fonction de transfert continue, rationnelle propre, de quatrième ordre, mise sous forme factorisée, définie par :

$$H_4(s) = 1000 \frac{(s+20)(s+100)(s+500)}{(s+10-100j)(s+10+100j)(s+30-200j)(s+30+200j)} \quad (\text{II.43})$$

De la même manière que pour le système de premier ordre, étudié précédemment, pour remplir le fichier de données théoriques entrée-sortie, le système physique linéaire continu d'ordre quatre, décrit par l'équation (II.43), est aussi simulé sur un axe de temps d'une seconde, avec un pas d'intégration constant :  $T_e = 10$  ms, dans l'espace d'état, pendant toute la durée du régime transitoire, l'entrée étant un saut unité causale. La structure mathématique du modèle continu (II.43), mise sous forme polynomiale développée, dont les paramètres descriptifs sont supposés inconnues, s'écrit littéralement comme suit :

$$H_4(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (\text{II.44})$$

où :  $(a_i, b_i)$ ,  $(i = 0, \dots, 3)$ , sont des nombres réels positifs à estimer.

La structure de modèle fréquentiel échantillonné du système (II.44), est obtenue de la même façon que pour l'exemple illustratif antérieure, à partir des relations de concordance (II.20 et 21), on aura donc :

$$H_4(z) = \frac{B_3 z^3 + B_2 z^2 + B_1 z + B_0}{z^4 + A_3 z^3 + A_2 z^2 + A_1 z + A_0} \quad (\text{II.45})$$

avec :  $(A_i, B_i)$ ,  $(i = 0, \dots, 3)$ , sont des nombres réels à identifier.

Les paramètres de la structure de modèle discret SISO du système (II.45), sont déterminés à l'aide de l'estimateur linéaire des moindres carrés récurrents de Bierman (Annexe A), initialisé comme précédemment, en se basant sur le recueil des signaux entrée-sortie, de la partie transitoire de la réponse indicielle. Les résultats de l'identification paramétrique sont reportés sur les tableaux (II.5a et 5b).

Les deux premières figures (II.8a), montrent respectivement, que la courbe représentative dans le temps, de la trace de la matrice de gain d'adaptation paramétrique, tend non pas vers zéro, mais plutôt vers une valeur numérique constante non nulle, ce qui est inacceptable pour un système à paramètres constants, alors que l'erreur de prédiction tend vers zéro, dans le cas déterministe. Le fait que l'erreur de prédiction de sortie se stabilise à zéro, signifie que la réponse indicielle d'un système permet d'identifier la partie AR d'une structure de modèle fréquentiel discret ARMA, c'est à dire tous les pôles d'une fonction de transfert, cela se voit clairement aux figures (II.8a et 9a), où les coefficients des dénominateurs des fonctions de transfert discrète et continue, convergent vers leurs solutions optimales, au 5<sup>ème</sup> échantillon, après des fluctuations numériques violentes, avec une ultra bonne précision.

Lorsqu'on s'engage à entreprendre une identification paramétrique d'un système stationnaire, d'ordre strictement supérieure à un, sur la base de la réponse indicielle, en régime transitoire, la trace de la matrice de gain est une fonction en partie décroissante, qui termine par se figer à un nombre constant non nul, cela se traduit par l'échec de l'identification de la partie MA, d'une structure de modèle discret ARMA, c'est à dire que les zéros de la fonction de transfert sont ratés.

En effet, vu que l'entrée en échelon d'un système, a une valeur numérique constante, elle peut être mise en facteur avec la somme de tous les coefficients, du numérateur de la fonction de transfert discrète, dans l'équation générale (II.23) de prédiction de la sortie du processus, à un instant k donné, soit :

$$\hat{y}(k) = - \sum_{i=0}^{i=n_A-1} (\hat{A}_i(k) y(k - n_A + i)) + u_0 \sum_{i=0}^{i=n_B} (\hat{B}_i(k)) \quad (\text{II.46})$$

avec :  $\{u(k)\} = u_0 ; (k = 1, \dots, N)$  et  $(u_0 \neq 0)$ .

Le modèle de prédiction linéaire discret, s'écrit sous forme vectorielle comme suit :

$$\hat{y}(k) = \Phi^T(k) \hat{\theta}_d(k). \quad (\text{II.47})$$

avec :

$$\Phi(k) = [-y(k - n_A), -y(k - n_A - 1), \dots, -y(k - 1), u_0]^T$$

$$\hat{\theta}_d(k) = [\hat{A}_0(k), \hat{A}_1(k), \dots, \hat{A}_{n_A-1}(k), \hat{\Gamma}(k)]^T$$

$$\text{où : } \Gamma(k) = \sum_{i=0}^{i=n_B} (B_i(k))$$

On en déduit, que seule la somme des coefficients du numérateur de la fonction de transfert discrète intervient effectivement, et non pas la valeur relative de chaque paramètre  $\hat{B}_i$ .

Si on tente d'estimer séparément les paramètres  $\hat{B}_i$ , la simulation a montré que l'algorithme d'identification, leur attribue une valeur numérique commune, qui est celle de la moyenne arithmétique de la somme des coefficients du polynôme du numérateur de la fonction de transfert discrète, on a donc :

$$\hat{B}_i(k) = \frac{\hat{\Gamma}(k)}{n_B + 1} = \hat{B}_{\text{moy}}(k) \quad (\text{II.48})$$

La quantité  $\Gamma(k)$  est estimée directement par l'algorithme, en un seul bloc.

$\hat{B}_{\text{moy}}(k)$  : valeur moyenne estimée des  $\hat{B}_i(k)$ .

Dans de telles conditions, les zéros de la fonction de transfert discrète s'obtiennent à chaque instant, par :  $\hat{B}_{\text{moy}}(k) (z^{n_B} + z^{n_B-1} + \dots + z + 1) = 0$ ;

qui équivaut à écrire :

$$z^{n_B} + z^{n_B-1} + \dots + z + 1 = 0 \quad (\text{II.49})$$

or, les racines d'un polynôme rationnel complet à coefficients unitaires, dans le corps des nombres complexes sont, soit des nombres réels unitaires ( $\pm 1$ ), ou des nombres complexes conjugués deux à deux, de module unitaire, ce qui permet d'admettre que les zéros de la fonction de transfert discrète, dont l'identification est fondée sur la réponse indicielle sont toujours distribués sur la circonférence du cercle unitaire du plan  $z$ , on dit que ces zéros sont marginalement stables, vu qu'ils sont placés sur la frontière de la région de stabilité, dans le domaine fréquentiel discret.

Nous venons de démontrer que la réponse indicielle d'un système ne permet effectivement pas d'identifier la partie MA, d'une structure de modèle discret ARMA. Les paramètres de la partie MA sont estimés, en faisant intervenir son effet global moyen, sur la dynamique interne du système, devenant ainsi marginalement stable, dite aussi dynamique des zéros, qui se trouve faussée.

C'est le cas du présent système d'étude (II.45), où les figures (II.8b) illustrent les courbes de variation temporelle des paramètres estimés, du numérateur de la fonction de transfert discrète, qui convergent vers leurs valeur moyenne, et non pas vers leurs valeurs individuelles exactes. On pourra affirmer de nouveau, que l'identification d'un processus, à partir de la réponse indicielle, est défailante pour les zéros de la fonction de transfert.

Par contre, la réponse indicielle, permet d'identifier le gain statique de la fonction de transfert discrète et continue, ils sont respectivement donnés instantanément par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{G}_d(k) = \frac{\sum_{i=0}^{i=n_p} (\hat{B}_i(k))}{1 + \sum_{i=0}^{i=n_A-1} (\hat{A}_i(k))} \\ \hat{G}_c(k) = \frac{\hat{b}_0(k)}{\hat{a}_0(k)} \end{array} \right. \quad (\text{II.50})$$

La seconde équation de (II.50), explique pourquoi, seul le paramètre  $b_0$  du numérateur de la fonction de transfert continue, converge vers sa valeur réelle, alors que le reste des paramètres estimés  $b_i$  ( $i \neq 0$ ), sont bien loin de représenter leurs valeurs optimales (figures (II.9b)).

Toutes les constatations faites pour un système d'ordre quatre, peuvent être généralisées pour un système physique d'ordre  $n_A$ , strictement supérieur à un.

Enfin, nous sommes amenés à conclure, qu'une entrée en échelon, est à écarter pour l'identification, surtout si le système d'étude est d'ordre élevé, où surgissent des problèmes de conditionnement numérique sévères, car une fonction saut n'excite le système qu'une seul fois, dans la zone de front de la fonction échelon, provoquant ainsi une agitation dynamique de la variable de sortie du processus, ce qui permet d'identifier les pôles. Par contre la variable d'entrée du système (échelon) a un comportement statique, c'est à dire non agité, ce qui explique l'impossibilité de l'estimation des zéros, à partir de la réponse indicielle.

## II.5 IDENTIFICATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE ALIMENTEE PAR UN HACHEUR DANS UN CONTEXTE STOCHASTIQUE

Nous procéderons à l'identification paramétrique de la machine asynchrone triphasée, sur la base d'essais électrique et mécanique effectués séparément, facile à mettre en oeuvre, cela assure le

découplage total entre les dynamiques des variables d'état électriques et mécaniques. Le premier test, de nature statique du point de vue mécanique, consiste en la détermination de tous les paramètres électriques de la machine, au moyen de mesures faites à l'arrêt. Le second essai à caractère dynamique, dit de ralentissement, réside à faire prendre au départ, de la vitesse à la machine, jusqu'elle atteigne son équilibre dynamique, et de couper brusquement ensuite son alimentation, en l'abandonnant à sa propre inertie mécanique, et au couple de frottement, exerçant ainsi une action antagoniste à la première, qui dissipe l'énergie cinétique emmagasinée de la machine, en provoquant un mouvement de rotation désaccélééré de sa partie tournante, qui se poursuit jusqu'à l'arrêt totale de la machine.

### II.5.1. Estimation des paramètres mécaniques

On alimente la machine asynchrone triphasée sous tension nominale ( $V_{10\text{eff}} = 220 \text{ V}$  par phase), la machine tournant à vide, on relève la vitesse de rotation du régime établi, pour une question de précision, par la méthode de mesure de la fréquence rotorique, soit:  $N_{r0} = 1488.72 \text{ tr/mn}$ . On coupe brusquement l'alimentation de la machine, et on enregistre la courbe de ralentissement à rotor libre, à l'aide d'un oscilloscope numérique à mémoire, qui transfère à son tour les données vers un micro-ordinateur, géré par le logiciel d'acquisition « Grabber ».

Le signal de vitesse au ralentissement, à l'état brut, est ensuite lissé, en l'approximant analytiquement, par un polynôme du second ordre, au sens des moindres carrés, formulé par un modèle de régression linéaire, mis sous forme matricielle, où la matrice des regressseurs correspond à la matrice rectangulaire de Vondermonde [28], dont on doit calculer sa pseudo-inverse, en transitant à travers sa décomposition QR [40], pour mieux conditionner les matrices, lors de la résolution du problème de lissage. Le polynôme d'approximation, qui représente un modèle mathématique de la courbe de ralentissement relevée, est de la forme:

$$\Omega_r(t) = a t^2 + b t + c \quad [\text{rad} / \text{s}] \quad (\text{modèle mathématique}) \quad (\text{II.51})$$

Les calculs ont donné :

$$\begin{cases} a = 1.515227165649698e - 001 \\ b = -1.729938916312114e + 001 \\ c = 1.561476205141389e + 002 \end{cases}$$

La figure (II.10) permet une comparaison visuelle des courbes de vitesse de ralentissement de la machine, expérimentale et lissée. On observe une très bonne superposition des deux courbes, vu le bon choix de l'ordre du polynôme d'approximation des moindres carrés, qui possède la propriété d'éliminer autant que possible, l'influence du bruit de mesure, et donc de séparer l'information utile des perturbations non contrôlables.

### II.5.1.1 Détermination du moment d'inertie mécanique

Au ralentissement, l'équation d'équilibre des couples (I.10), se réduit aux pertes mécaniques, soit:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + T_D = 0 \quad (\text{II.52})$$

La résolution pour le moment d'inertie de l'équation (II.52), à l'instant de début du phénomène ( $t = 0$  s), donne :

$$J = \frac{-T_D(\Omega_{r0})}{\left[ \frac{d\Omega_r}{dt} \right]_{\Omega_r = \Omega_{r0}}} \quad (\text{II.53})$$

avec :  $\Omega_{r0} = \frac{\pi N_{r0}}{30} = 155.898 \text{ rad / s}$

En terme de puissance, l'équation (II.53), s'écrit :

$$J = \frac{-P_D(\Omega_{r0})}{\Omega_{r0} \left[ \frac{d\Omega_r}{dt} \right]_{\Omega_r = \Omega_{r0}}} \quad (\text{II.54})$$

avec :  $P_D = T_D \cdot \Omega_r$ , qui représente les pertes en puissance mécanique.

Nous devons ensuite d'une part, mesurer les pertes mécaniques de la machine asynchrone, à l'origine des temps ( $t = 0$  s), sans prétendre à la connaissance de l'expression analytique de  $P_D$  (ou  $T_D$ ), en fonction de la vitesse, et d'autre part calculer l'accélération angulaire du mouvement de rotation retardé, à l'instant initial

### a. Mesure de la puissance dissipée par frottement mécanique

La détermination des pertes mécaniques est faite par la méthode de séparation des pertes [6]. Tout d'abord, on accouple mécaniquement la machine asynchrone non alimentée, à une machine auxiliaire à courant continu, d'entraînement à une vitesse de rotation constante désirée  $\Omega_r$ , dont on relève la puissance active absorbée  $P_{12}$ . On désaccouple ensuite le groupe de machines, et on alimente la machine auxiliaire, en la faisant tourner à la même vitesse que dans l'essai précédent, on mesure la puissance active absorbée  $P_2$ . La différence des puissances absorbées correspond aux pertes mécaniques de la machine asynchrone, soit :  $P_D = P_{12} - P_2$ .

Nous avons obtenu pour la vitesse de rotation nominale  $\Omega_{r0}$  :

$$P_{12} = 230 \text{ W}$$

$$P_2 = 185 \text{ W}$$

$$P_{D0} = P_D(\Omega_{r0}) = 45 \text{ W}$$

### b- Calcul de l'accélération angulaire au ralentissement

Une mesure graphique de la pente, à la caractéristique de ralentissement expérimentale de la machine, est entachée d'une erreur non négligeable. Cependant, une autre voie permet de calculer précisément, la pente à la courbe de ralentissement relevée, en approximant cette dernière par une expression analytique, dont on calcule sa fonction dérivée première, et ensuite l'évaluer à un instant de temps donné. Dans notre cas, d'après l'équation (II.51), l'expression temporelle de l'accélération angulaire au ralentissement, est donnée par le modèle mathématique suivant :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = 2 a t + b \quad [\text{rad} / \text{s}^2] \quad (\text{modèle mathématique}) \quad (\text{II.55})$$

Son évaluation à l'instant d'origine des temps étant :

$$\left[ \frac{d\Omega_r}{dt} \right]_{t=0} = \left[ \frac{d\Omega_r}{dt} \right]_{\Omega_r = \Omega_{r0}} = b = -1.729938916312114e + 001 \text{ rad} / \text{s}^2$$

La figure (II.11) montre le tracée de la pente à l'origine de la courbe de vitesse lissée au ralentissement, à partir de l'expression analytique de la droite tangente au point d'abscisse nul. On voit bien l'efficacité de la méthode analytique comparativement à celle graphique, dans le calcul de la pente. De l'équation (II.54), on peut maintenant calculer le moment d'inertie mécanique de la machine asynchrone, on trouve :

$$J = 1.6689899076023890e - 002 \text{ Kg} \text{ m}^2$$

### II.5.1.2 Modèle mathématique du couple d'amortissement mécanique

Une fois le moment d'inertie mécanique de la machine asynchrone est estimé, il nous reste à expliciter l'expression analytique du couple d'amortissement en fonction de la vitesse, dans l'équation mécanique (II.52), qui permet d'écrire :

$$T_D = -J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (\text{II.56})$$

Reportons l'équation (II.55) dans celle (II.56), ce qui nous donne l'équation temporelle du couple de pertes mécaniques :

$$T_D = -2 a J t - J b \quad (\text{II.57})$$

Pour pouvoir exprimer le couple  $T_D$  en fonction de la vitesse  $\Omega_r$ , il faudra quantifier le temps  $t$  en fonction de la vitesse, à partir de la relation de base (II.51), nous aurons :

$$a t^2 + b t + (c - \Omega_r) = 0 \quad (\text{II.58})$$

La résolution de l'équation du second ordre (II.58), pour le temps  $t$ , solutionne le problème de deux façons différentes, soient :

$$\left\{ \begin{array}{l} t = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4a(c - \Omega_r)}}{2a} \end{array} \right. \quad (\text{à exclure}) \quad (\text{II.59})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{ou} \\ t = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4a(c - \Omega_r)}}{2a} \end{array} \right. \quad (\text{à retenir}) \quad (\text{II.60})$$

La seconde solution est retenue, vu qu'elle nous permet d'obtenir un couple d'amortissement mécanique positif.

La substitution de l'expression du temps en fonction de la vitesse (II.60), dans l'équation temporelle du couple de frottements (II.57), débouche sur le modèle mathématique du couple d'amortissement, formulé en terme de vitesse :

$$T_D = J \sqrt{b^2 - 4a(c - \Omega_r)} \quad (\text{modèle mathématique}) \quad (\text{II.61})$$

L'équation (II.61) permet de générer un fichier de données échantillonnées, représenté par le couple de variables  $(\Omega_r, T_D)$ .

### II.5.1.3 Etablissement des modèles physiques du couple d'amortissement et des grandeurs cinématiques au ralentissement

Le modèle physique du couple de pertes mécaniques, est formulé par l'équation (I.13), il est de la forme :

$$T_D = D \Omega_r + T_{D0} \quad (\text{modèle physique}) \quad (\text{II.62})$$

Nous nous proposons d'approximer analytiquement, le modèle mathématique (II.61) de  $T_D$ , par son modèle physique (II.62), qui représente un polynôme rationnel d'approximation au sens des moindres carrés de Vondermonde [28], du premier ordre en  $\Omega_r$ .

La figure (II.12) visualise les courbes d'évolution du couple d'amortissement mécanique de la machine, en fonction de la vitesse, des modèles mathématique et physique, qui se superposent pratiquement, ce qui justifie la validité du choix de la structure analytique du modèle physique de  $T_D$ . Les résultats d'une telle opération sont :

$$\begin{cases} D = 3.2033015766120650e - 004 \text{ m N s} \\ T_{D0} = 2.3950386915002800e - 001 \text{ m N} \end{cases}$$

Dans de telles circonstances, l'équation différentielle (II.52), décrivant la dynamique de la vitesse au ralentissement devient :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} + \frac{1}{\tau_m} \Omega_r = \frac{-T_{D0}}{J} \quad (\text{modèle physique}) \quad (\text{II.63})$$

$$\Omega_r(0) = \Omega_{r0} \quad (\text{condition initiale})$$

avec :  $\tau_m = \frac{J}{D}$ ; elle désigne la constante de temps mécanique.

L'équation différentielle linéaire (II.63), du premier ordre, avec second membre constant, est facilement résoluble analytiquement, dont la solution générale, tout en tenant compte de la condition initiale, est défini par :

$$\Omega_r(t) = \left( \frac{T_{D0}}{D} + \Omega_{r0} \right) \cdot e^{\frac{-t}{\tau_m}} - \frac{T_{D0}}{D} \quad (\text{modèle physique}) \quad (\text{II.64})$$

L'accélération angulaire de ralentissement, déduite de l'équation (II.64), s'écrit :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{-1}{\tau_m} \left( \frac{T_{D0}}{D} + \Omega_{r0} \right) e^{\frac{-t}{\tau_m}} \quad (\text{modèle physique}) \quad (\text{II.65})$$

La figure (II.13) illustre la variation temporelle, de nature décroissante, des courbes de vitesse de ralentissement, lissée (modèle mathématique (II.51)), et simulée (modèle physique (II.64)), qui se confondent parfaitement. Cela permet de reconfirmer la justesse du modèle physique.

La figure (II.14) montre la nature du mouvement de ralentissement du rotor de la machine. On constate que la valeur absolue de l'accélération angulaire du mouvement diminue, linéairement pour le modèle mathématique (II.55), et d'un caractère exponentiel dont la courbe représentative est très aplatis, pour le modèle physique (II.65). Les deux courbes ne sont que très légèrement décalées, de sorte qu'on peut ne pas en tenir compte. Par conséquent la machine ralentit de plus en plus lentement, au fur et à mesure que le temps évolue, jusqu'à l'immobilisation du rotor.

## **II.5.2 Identification des paramètres électriques de la machine asynchrone dans un environnement aléatoire**

Cette partie du travail constitue une introduction à l'identification paramétrique linéaire dans un contexte stochastique, de la machine asynchrone triphasée, à partir de signaux corrélés aux bruits. Elle nous permet de s'ouvrir sur le vaste domaine d'identification des systèmes linéaires à caractère aléatoire, dans lequel sont développées des centaines de méthodes d'estimation, entre lesquelles il est bien difficile de faire un choix judicieux, lorsqu'on se trouve placé devant un cas concret, vu qu'il s'agit en réalité d'un double problème d'identification, structurelle et paramétrique. En général, l'identification d'un système est une procédure interactive, où les choix doivent être remis en question, lors d'un échec de la validation du modèle.

### **II.5.2.1 Principe du filtrage par décorrélation signal-bruit à l'aide de la structure de modèle discret ARX**

La figure (II.6) décrit la configuration du schéma synoptique, de la méthode d'identification par la structure de modèle ARX (Auto Regressive eXternal input), dans l'espace temporel discret.

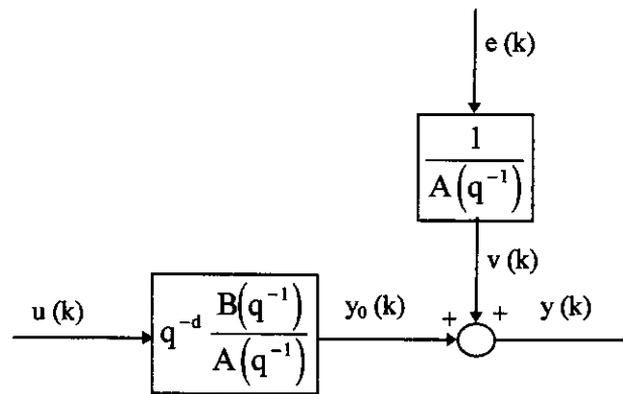


Fig (II.6) Schéma synoptique du modèle d'équation d'erreur du type ARX.

avec :

$q^{-1}$  : Opérateur retard temporel;  $q^{-1} u(k) = u(k - 1)$ .

$\{u(k)\}$  et  $\{y(k)\}; (k=1, \dots, N)$  : sont respectivement deux réalisations de signaux stationnaires entrée-sortie, déterministe et aléatoire.

$y_0(k)$  : sortie déterministe du système, mais malheureusement elle est inaccessible aux mesures.

$v(k)$  : est un bruit additif en sortie, représentant la partie aléatoire résultante de tous les phénomènes non expliqués et du bruit de mesure. Elle peut être modélisé par le passage d'un bruit blanc gaussien centré  $e(t)$ , à travers un filtre, représenté par la partie AR de la fonction de transfert du système.

$A(q^{-1}), B(q^{-1})$  : sont des polynômes opérationnels en  $q^{-1}$ .

$d$  : retard pur du système.

Un système dynamique linéaire monovariante (structure SISO), à caractère stochastique, de structure de modèle discret d'équation d'erreur du type ARX, est régi dans le cas d'existence d'un retard temporel pur, de l'entrée par rapport à la sortie, par l'équation aux différences suivante, déduite de la relation (II.23), soit :

$$y(k) + \sum_{i=0}^{i=n_A-1} (A_i(k) y(k - n_A + i)) = \sum_{i=0}^{i=n_B} (B_i(k) u(k - n_A - d + i)) + e(k) \quad (\text{II.66})$$

$n_A, n_B$  : ordre respectifs des polynômes du dénominateur et du numérateur de la fonction de transfert discrète. La valeur de  $n_B$  dépend du type d'échantillonneur utilisé.

Le vecteur des paramètres discrets à identifier est :

$$\theta_d(k) = [A_0(k), A_1(k), \dots, A_{n_A-1}(k), B_0(k), B_1(k), \dots, B_{n_B}(k)]^T$$

Le vecteur des observations entré-sortie du système étant :

$$\Phi(k) = [-y(k-n_A), -y(k-n_A+1), \dots, -y(k-1), u(k-n_A-d), u(k-n_A-d+1), \dots, u(k-n_A-d+n_B)]^T$$

L'équation aux différences (II.66), est de la forme vectorielle générale suivante :

$$y(k) = \Phi^T(k) \theta_d(k) + e(k)$$

On constate que la structure de modèle ARX, ne modélise pas le bruit  $e(t)$ , ce qui permet d'opérer dans un contexte déterministe. Cela est très avantageux en pratique, vu les facilités qu'il apporte.

L'équation (II.66) s'écrit sous forme opérationnelle de la façon suivante :

$$A(q^{-1}) y(k) = q^{-d} B(q^{-1}) u(k) + e(k). \quad (\text{II.67})$$

Dans le cas général d'un système échantillonné, les expressions de  $A(q^{-1})$  et  $B(q^{-1})$ , sont données par:

$$\begin{cases} A(q^{-1}) = 1 + A_{n_A-1} q^{-1} + A_{n_A-2} q^{-2} + \dots + A_1 q^{-(n_A-1)} + A_0 q^{-n_A} \\ B(q^{-1}) = B_{n_B} q^{-(n_A-n_B)} + B_{n_B-1} q^{-(n_A-n_B+1)} + \dots + B_1 q^{-(n_A-1)} + B_0 q^{-n_A} \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

L'estimation paramétrique d'une structure de modèle discret ARX, est une méthode d'identification basée sur le blanchissement de l'erreur de prédiction de la sortie du système, au sens des moindres carrés, tout en supposant l'indépendance totale du bruit de sortie, et du signal d'entrée du processus.

Un test résiduel est nécessaire, pour s'assurer de la blancheur du bruit entachant le signal de sortie du système, qui consiste à estimer un certain nombre de fonctions d'auto-corrélation (auto-covariance) normalisées [3], de la séquence d'erreur de prédiction, indispensable pour tester la réalisation de la décorrélation : signal de sortie-bruit, selon un critère pratique de validation établi sur la base que la séquence bruit blanc tend asymptotiquement vers une distribution gaussienne centrée et stationnaire, qui n'est autre qu'une inégalité d'infériorité, dont la borne supérieure est fixée a priori, selon l'intervalle de confiance imposé, et le nombre d'échantillons des séquences.

Pour un bruit blanc, gaussien centré, la décorrélation se traduit par l'indépendance entre les échantillons de la séquence de bruit, lorsqu'ils sont également décalés l'un par rapport à l'autre.

Le test de validation pratique d'un modèle estimé, à l'aide de méthodes d'identification basées sur le blanchissement de la séquence centrée des erreurs de prédiction résiduelles  $\{\varepsilon(k)\}$ , nécessite le calcul des fonctions statistiques suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{ll} R(0) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \varepsilon^2(i) & ; \quad RN(0) = \frac{R(0)}{R(0)} = 1 \\ R(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=\tau+1}^N \varepsilon(i) \varepsilon(i-\tau) & ; \quad RN(\tau) = \frac{R(\tau)}{R(0)} \\ \tau = 1, \dots, \tau_{\max} & ; \quad \tau_{\max} = \max(n_A, n_B + d) \end{array} \right.$$

où : les  $RN(\tau)$  sont les estimations des fonctions d'auto-corrélations normalisées de la séquence des erreurs de prédiction résiduelles, correspondantes à un décalage temporel  $\tau$ .

Le test de décorrélation, pour un intervalle de confiance correspondant à un niveau de signification de 3 % est défini par :

$$|RN(\tau)| \leq \frac{2.17}{\sqrt{N}} ; \quad \tau = 1, \dots, \tau_{\max}.$$

Si l'identification d'un modèle paramétrique de structure ARX est réussie, alors on aura pu éliminer le biais sur les paramètres estimés.

La sélection de la structure interne la plus adéquate d'un modèle et le choix de son ordre optimal, permettant de traduire au mieux le comportement observé du système, ne peut se faire qu'à posteriori, à l'aide de critères statistiques fondés sur l'erreur d'estimation.

Il existe deux critères équivalents, très fréquemment utilisés, dans le but d'évaluer la qualité d'un modèle, issu en général d'une identification structurelle et paramétrique, qui consistent à minimiser deux fonctions similaires [27], dont l'optimisation de l'une d'elles suffit :

- Critère de l'Erreur de Prédiction Final (FPE) d'Akaike :

$$FPE = \frac{1 + \frac{n_p}{N}}{1 - \frac{n_p}{N}} V \quad (\text{II.69})$$

- Critère d'Information d'Akaike (AIC) :

$$AIC = \text{Log} \left[ \left( 1 + \frac{2 n_p}{N} \right) V \right] \quad (\text{II.70})$$

où :

$n_p$  : nombre de paramètres à estimer.

$N$  : nombre d'échantillons des séquences.

La fonction d'erreur quadratique  $V$ , d'une structure de modèle choisie à posteriori, représente en général le déterminant de la matrice de covariance estimée des bruits de sorties, elle nous informe sur le niveau énergétique de l'ensemble de tous les bruits présent dans le système, sur le domaine d'identification, on a en général :  $V = \det(\text{cov}(\varepsilon, \varepsilon))$ .

Dans le cas d'un système monovarié, on estime la variance de l'erreur d'innovation, sous l'hypothèse qui consiste à supposer que le vecteur colonne des erreurs de prédiction résiduelles :

$$\varepsilon = [\varepsilon(k)]; (k = n_p + 1, \dots, N);$$

qui est une approximation du vecteur aléatoire discret  $e$ , représentant théoriquement un bruit blanc gaussien centré et stationnaire :

$$e = [e(k)]; (k = n_p + 1, \dots, N);$$

suit pratiquement à son tour, une loi de distribution normale  $N(0, \sigma_b^2)$ , de centre nulle, et de variance commune  $\sigma^2$ , au sens de la stationnarité. Dans ces conditions, une estimation sans biais de la variance du bruit de sortie [28], peut être approchée par :

$$\sigma_b^2 = \frac{1}{N - n_p} \varepsilon^T \varepsilon \quad (\text{II.71})$$

Dans le cas monovarié :  $V = \sigma_b^2$ .

Une fois les paramètres discrets, de la structure de modèle adoptée, sont identifiés, il nous restera bien sûr d'évaluer leurs précisions, et cela en effectuant un calcul d'incertitudes sur les estimations de paramètre. On montre que la matrice de covariance des bruits sur les paramètres discrets, s'écrit comme étant le produit de la fonction scalaire  $V$ , par la matrice de gain des paramètres  $Q$  [28], elle est définie par :

$$V_{\theta_d} = \text{cov}(\varepsilon_{\theta_d}, \varepsilon_{\theta_d}) = V Q \quad (\text{II.72})$$

avec :

$$\varepsilon_{\theta_d} = \theta_d - \hat{\theta}_d$$

$\theta_d$  : vecteur des paramètres discrets de l'objet, il se mesure indirectement à travers ses effets sur la sortie.

$\hat{\theta}_d$  : vecteur des paramètres discrets estimés du modèle.

$\varepsilon_{\theta_d}$  : vecteur des erreurs résiduelles de structure, il quantifie la distance de structure objet-modèle.

Les termes croisés de la matrice  $V_{\theta_d}$ , représentent les intensités des interdépendances, entre les divers bruits sur les paramètres, alors que les éléments diagonaux de  $V_{\theta_d}$ , sont les variances des bruits entachant directement les paramètres de structure, dont les écarts-types correspondant, représentent la dispersion de la distribution de chacun des bruits de paramètre, par rapport à sa moyenne, ce sont donc les erreurs absolues estimées, sur les paramètres identifiés, soit sous forme vectorielle :

$$\Delta\theta_d = \left[ \sqrt{|V_{\theta_d}(i,i)|} \right] ; i = 1, \dots, n_p \quad (\text{II.73})$$

### II.5.2.2 Algorithme itératif d'identification élaboré de Gauss-Newton

Lorsque l'on dispose d'une bonne estimée initiale des paramètres, provenant d'une bonne connaissance à priori du système, en procédant à une estimation paramétrique préliminaire de la machine, à partir d'essais classiques (à vide, à rotor calé), la procédure de minimisation, basée sur l'algorithme de Gauss-Newton [28; 41], est très réputée pour solutionner cette tâche, elle peut résoudre le problème d'optimisation linéaire au sens des moindres carrés, en une seule itération, ce qui donne une idée sur la puissance (rapidité et précision) de la méthode de Gauss-Newton, quand les calculs itératifs de recherche du minimum absolu du critère, se déroulent dans des conditions favorables.

Dans un contexte stochastique, l'algorithme d'optimisation linéaire multidimensionnelle, utilisant la méthode itérative de Gauss-Newton à variance minimale, qui se trouve implanté dans le logiciel Matlab, peut être résumé par les étapes séquentielles suivantes :

Etape 1 : Lecture des variables d'entrées de l'algorithme d'identification.

- Lecture des fichiers de données échantillonnées d'acquisition des signaux entrée-sortie du système :

$$\left. \begin{array}{l} Y = [y(k)] \\ U = [u(k)] \end{array} \right\} k = 1, \dots, N.$$

- Choix du nombre d'itérations maximal : maxiter.
- Choix de la précision désirée sur les paramètres à identifier : tol.

**Etape 2** : Initialisation de l'algorithme d'identification stochastique.

- Estimée initiale à priori du vecteur des paramètres discrets issue des essais classiques :  $\hat{\theta}_d^{(0)}$ .

- Estimation grossière de la variance initiale du bruit de sortie :

$\varepsilon^{(0)} = \hat{A}^{(0)}(q^{-1}) Y - \hat{B}^{(0)}(q^{-1}) U$ ; (Vecteur initial des erreurs de prédiction résiduelles de la sortie dans le cas de la structure de modèle ARX).

$\hat{A}^{(0)}(q^{-1})$  et  $\hat{B}^{(0)}(q^{-1})$ , sont des polynômes opérationnels, déduits directement de  $\hat{\theta}_d^{(0)}$ .

$$\text{var}^{(0)} = \frac{1}{N - n_p} [\varepsilon^{(0)}]^T \varepsilon^{(0)} ; \text{ (variance initiale du bruit de sortie).}$$

- Initialisation de la variable compteur principale des itérations :  $j = 0$ .

**Etape 3** : Calcul de la direction de descente de Gauss-Newton au sens des moindres carrés.

- $Q = \left[ \sum_{i=n_p+1}^{i=N} (\Phi(i) \Phi^T(i)) \right]^{-1}$ ; (matrice de gain des paramètres, elle doit être définie positive).

- $gn^{(j)} = Q \sum_{i=n_p+1}^{i=N} (\Phi(i) \varepsilon^{(j)}(i))$ ; (Vecteur direction de descente).

- Initialisation de la variable compteur secondaire, elle permet de limiter le nombre de pas de descente, de recherche du minimum de la fonction d'optimisation fixé à 10 :  $l = 0$ .

- Facteur de modulation initial du pas de descente :  $\lambda = 1$ .

**Etape 4** : Recherche le long de la direction de descente  $gn^{(j)}$ , de la valeur minimale de la fonction critère d'optimisation, par la méthode de dichotomie.

$$l = l + 1$$

- $\hat{\theta}_{dl}^{(l)} = \hat{\theta}_d^{(j)} + \lambda gn^{(j)}$ .

- $\varepsilon_1^{(l)} = \hat{A}_x^{(l)}(q^{-1}) Y - \hat{B}_x^{(l)}(q^{-1}) U$ ; (Structure ARX).

où :  $\hat{A}_x^{(l)}(q^{-1})$  et  $\hat{B}_x^{(l)}(q^{-1})$ , sont construits à partir de  $\hat{\theta}_{dl}^{(l)}$ .

$$\text{var} l^{(l)} = \frac{1}{N - n_p} [\varepsilon_1^{(l)}]^T \varepsilon_1^{(l)}.$$

- $\lambda = \lambda / 2$ ; (Facteur de modulation dichotomique du pas de descente).

Etape 5 : Test résiduel, de recherche le long d'une direction spécifiée, au sens de la variance minimale.

Si :  $(\text{var} l^{(l)} > \text{var}^{(j)}) \ \& \ (l < 10)$ , alors : aller à l'étape 4.

Si :  $(\text{var} l^{(l)} > \text{var}^{(j)}) \ \& \ (l = 10)$ , alors : aller à l'étape 9.

Etape 6 : Résultats de recherche radiale, le long de la direction de descente :  $gn^{(j)}$ .

- $\hat{\theta}_d^{(j+1)} = \hat{\theta}_{d1}^{(l)}$ .
- $\varepsilon^{(j+1)} = \varepsilon_j^{(l)}$ .
- $\text{var}^{(j+1)} = \text{var} l^{(l)}$ .

Etape 7 : Test de la précision de l'estimation paramétrique.

Si :  $(\|gn^{(j)}\| > \text{tol}) \ \& \ (j + 1 < \text{maxiter})$ , alors :  $j = j + 1$ , aller à l'étape 3, pour changer de direction de recherche.

Etape 8 : Imprimer les résultats d'identification.

$$\hat{\theta}_d = \hat{\theta}_d^{(j+1)}.$$

Etape 9 : Stop, fin.

Au départ, on choisit le plus judicieusement possible, un point initial  $\hat{\theta}_d^{(0)}$ , de l'espace vectoriel des paramètres, à partir du quel l'algorithme d'identification démarre.

Durant la course de minimisation, par la méthode itérative de Gauss-Newton, du critère d'erreur de prédiction quadratique, à l'aide d'une boucle d'optimisation linéaire, qui consiste à chaque itération  $j$ , de calculer une direction de descente dans l'espace paramétrique, représentant le vecteur des résidus de paramètres  $(gn^{(j)} = \varepsilon_{\theta d}^{(j)})$ , on effectue une recherche de la valeur minimale de la fonction objective, le long de la direction spécifiée  $gn^{(j)}$ , en réalisant des déplacements radiaux du point  $\hat{\theta}_{d1}^{(l)}$ , relativement au point mobile  $\hat{\theta}_d^{(j)}$ , origine de l'axe radial, de telle sorte à bénéficier la recherche, en calculant des pas de descente d'une manière dichotomique  $(\lambda = \lambda / 2)$ , jusqu'à ce que un test résiduel de convergence soit satisfait, qui nécessite une chute numérique de la variance du bruit de

sortie (recherche du minimum de variance). Dans le cas contraire l'algorithme est considéré comme non convergent, pour l'estimée initiale  $\hat{\theta}_d^{(0)}$  donnée, on devra donc réestimer le vecteur initial  $\hat{\theta}_d^{(0)}$ , et redémarrer de nouveau l'algorithme d'optimisation.

Si la recherche radiale est réussite, il faudra effectuer un test de précision des résultats, issus d'une telle opération. On se fixe dès le départ, un nombre d'itérations maximal maxiter à ne pas dépasser, qui doit être raisonnable, afin que la boucle d'optimisation ne tourne pas indéfiniment, lors d'un échec éventuel de l'identification.

On arrête le processus itératif dès que la norme euclidienne du vecteur direction de descente  $gn^{(j)}$ , de l'itération d'ordre  $j$ , soit inférieure à une certaine tolérance tol, fixée à l'avance.

La norme  $\|gn^{(j)}\|$  du vecteur d'incertitude, constitue la précision avec la quelle, on a localisé la solution optimale dans l'espace paramétrique.

Dans le cas où la précision désirée sur les résultats n'est pas obtenue, on est contraint de changer de direction de recherche de l'optimum, sur la base des nouveaux paramètres identifiés du cycle actuel, et le même procédé recommence, jusqu'à atteindre le minimum global du critère, et cela en procédant à une réduction de la norme du vecteur d'incertitude  $gn^{(j)}$  en deçà d'une valeur limite tol, précision minimale admise pour la détermination de  $\hat{\theta}_d$ .

### **II.5.2.3 Résultats de l'identification pratique des paramètres électriques**

L'identification des paramètres électriques du modèle de Park, de la machine asynchrone triphasée, mis sous forme de fonction de transfert, est réalisée en état d'arrêt, à l'aide d'un essai à caractère statique, très simple et ne présentant aucun danger pour la machine, par injection d'un signal de tension unidirectionnel, variant en créneaux, dans des enroulements du stator de la machine. Pour que les paramètres électriques estimés en régime unidirectionnel, soient utilisables dans les conditions de service industriel de la machine, nous sommes amenés à relier entre le comportement statique en régime permanent unidirectionnel, et le comportement dynamique en régime permanent alternatif de la machine, et cela en entretenant une analyse du phénomène de saturation magnétique, qui est absolument le plus prépondérant.

Il suffira donc de choisir un niveau de courant moyen d'essai  $I_0$  d'identification statique, de telle sorte que le niveau de saturation en régime unidirectionnel, soit identique à celui souhaité en régime alternatif.

Il est très important de signaler, que la position des enroulements du rotor, relativement à ceux du stator, n'a aucune influence sur l'identification vue du stator de la machine, puisqu'on a besoin que des enregistrements de signaux statoriques. Dans le cas où les signaux du rotor, rentrent dans l'identification du système, le positionnement statique du rotor, devient une phase obligatoire.

La figure (II.1) représente le schéma de câblage électrique du test d'identification statique, d'une machine asynchrone triphasée à rotor à bagues, dont la plaque signalétique est décrite dans la partie expérimentale de la première partie du travail.

Nous avons utilisé un hacheur série à thyristor [26], à blocage forcé, pour générer le signal d'excitation du système d'étude, il débite sur une charge à caractère inductif. Pour réaliser des signaux unidirectionnel, symétriques par rapport à leurs valeurs moyennes, nous avons choisi un rapport cyclique :  $\alpha_H = 0.5$ , c'est à dire que les intervalles de conduction du thyristor principal et de la diode de roue libre sont égaux. La fréquence de hachage correspond à la fréquence industrielle anglo-saxon :  $f_H = 60$  Hz, malgré qu'elle est très basse la conduction du hacheur est continue, vu que les inductances de la machine sont en général, relativement élevées. D'autre part, cela assure une identification correcte du gain statique du modèle dynamique du système, puisqu'il faut que la durée d'au moins d'une impulsion rectangulaire délivrée par le hacheur, soit plus grande que le temps de montée du processus à identifier.

L'enregistrement des signaux numériques expérimentaux entrée-sortie :  $(\{u_s(k)\}, \{i_s(k)\})$ , ( $k = 1, \dots, N$ ), est effectué à l'aide d'un oscilloscope bicourbe, à mémoire numérique, catégorie Tektronix, qui transfère les données échantillonnées vers un micro-ordinateur, à travers une carte d'acquisition RS 232, sous le format HP-GL, qui sera ensuite converti en format standard. L'écran graphique de l'oscilloscope utilisé, est de haute résolution, vu que le nombre total de pixels est très grand :  $4000 \times 250$ . La cadence d'acquisition est fixée à :  $f_e = 40$  KHz . D'après la figure (II.1), les courants instantanés de phase du stator, s'écrivent en fonction du courant de sortie du convertisseur statique unidirectionnel, de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{as}(t) \\ i_{bs}(t) \\ i_{cs}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} [i_s(t)] \quad (\text{II.74})$$

Les tensions d'enroulements statoriques de phase, exprimées en fonction de la tension aux bornes du hacheur, sont définies par :

$$\begin{bmatrix} v_{as}(t) \\ v_{bs}(t) \\ v_{cs}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +1/2 \\ -1/2 \\ 0 \end{bmatrix} [u_s(t)] \quad (\text{II.75})$$

Les composantes relatives de Park, des courants statoriques instantanés d'enroulements, sont définies selon la règle de transformation (I.19) par :

$$\begin{bmatrix} i_{ds}(t) \\ i_{qs}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as}(t) \\ i_{bs}(t) \\ i_{cs}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.76})$$

Il en est de même, pour la définition des composantes (d,q) des tensions instantanées par phase statorique.

Pour un référentiel de Park lié au stator, en position de phase avec l'axe magnétique  $as$  du stator ( $\theta_s = 0$ ), les relations entre les valeurs moyennes des courants statoriques de Park, et celle du courant généré par le hacheur, sont :

$$\begin{bmatrix} i_{dsmoy} \\ i_{qsmoy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{2}/2 \end{bmatrix} [i_{smoy}]; \quad (\text{pour : } \theta_s = 0) \quad (\text{II.77})$$

D'une façon similaire, on peut écrire pour les tensions :

$$\begin{bmatrix} v_{dsmoy} \\ v_{qsmoy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1/2)\sqrt{3}/2 \\ -\sqrt{2}/4 \end{bmatrix} [u_{smoy}]; \quad (\text{pour : } \theta_s = 0) \quad (\text{II.78})$$

Pour alléger les écritures, on a adopté les notations suivantes :

$$\begin{cases} I_0 = i_{smoy} \\ U_0 = u_{smoy} \end{cases} \quad (\text{II.79})$$

Pour la configuration électrique du schéma de montage montré à la figure (II.1), la résistance par phase du stator, peut être directement estimée par :

$$r_1 = \frac{U_0}{2 I_0} \quad (\text{II.80})$$

Les enroulements du rotor sont mis en position de phase avec ceux du stator correspondant ( $\theta = 0$ ). A titre indicatif, la résistance de protection  $R_p$  est insérée dans le circuit d'essai, afin de limiter le courant, après fermeture de l'interrupteur d'alimentation  $k$ .

Le vecteur initial des paramètres discrets, servant au lancement de l'algorithme itératif d'optimisation linéaire, est construit sur la base des essais traditionnels, présentés dans la première partie du travail, nous avons :

$$\hat{\theta}_d^{(0)} = \begin{bmatrix} -1.994322888993736e + 000 \\ 9.943238536707870e - 001 \\ 6.133193320265740e - 004 \\ -6.130178704480960e - 004 \end{bmatrix} \quad (\text{II.81})$$

### II.5.2.3.1 Identification des paramètres électriques non saturés de la machine

En observant les caractéristiques d'aimantation en régime permanent unidirectionnel et alternatif (figure (II.4)), nous avons constaté que pour identifier les inductances cycliques non saturées de la machine, il est possible de prendre un niveau de courant moyen d'essai  $I_0$  quelconque, appartenant à la plage de courant correspondant à la partie rectiligne de la courbe de magnétisation de la machine en régime unidirectionnel :  $U_{20\text{eff}} = f(I_{dc})$ , nous avons sélectionné une intensité de courant relativement importante, en plein milieu de cet intervalle de courant, pour que le signal de sortie ne soit pas noyé dans le bruit, soit :

$I_0 = 1 \text{ A}$ , qui correspond à :  $U_0 = 6.085 \text{ V}$ .

A partir de la courbe de magnétisation en régime alternatif synchrone :  $V_{10\text{eff}} = g(I_{10\text{eff}})$ , nous avons opté le point de fonctionnement non saturé suivant :

$I_{10\text{eff}} = 0.53 \text{ A}$  ;  $V_{10\text{eff}} = 70 \text{ V}$  ;

qui servira pour la validation, des paramètres non saturés identifiés en régime unidirectionnel, lors d'un régime transitoire de démarrage direct à vide, sous tension réduite.

Dans ces conditions, les coefficients de saturation sont nulles, nous avons :  $K_{\text{satdc}} = K_{\text{satac}} = 0$

Les figures (II.15) et (II.16) illustrent respectivement les formes d'ondes, des réalisations aléatoires pratiques en régime unidirectionnel permanent non saturé, des signaux entrée-sortie du circuit dipolaire réel d'essai, on voit bien que le signal de tension, généré par le hacheur série,

présente des pics de surtension, dans les zones de commutation forcée : thyristor principal-diode de roue libre, où la cellule d'extinction du courant dans le thyristor principal rentre en action, pour court-circuiter la charge à caractère inductif sur la diode de roue libre.

La réponse du système montre que le signal de courant en régime établi, est composé de morceaux de fonctions exponentielles ascendante et descendante, périodiquement alternés, suivant que les enroulements de la machine, tendent à emmagasiner ou libérer de l'énergie électromagnétique.

Les figures (II.17) et (II.18) représentent les signaux échantillonnés entrée-sortie de Park, du circuit électrique fictif, caractérisant l'axe direct d de la machine, en régime magnétique linéaire. Ils s'obtiennent systématiquement grâce aux lois de transformation vectorielles (II.74 à 76), en effectuant des changements de variables adéquats.

Dans tout ce qui suit de cette partie du travail, l'estimation des paramètres de la fonction de transfert discrète de la machine, dans un contexte stochastique, est effectuée sur la base de la structure de modèle discret monovarié du type ARX, à l'aide de la méthode d'optimisation linéaire de Gauss-Newton, à variance minimale.

Pour une période d'échantillonnage :  $T_e = 2.5 \times 10^{-5}$  s , les paramètres non saturés identifiés du modèle fréquentiel discret, par la structure de modèle ARX, ainsi que leurs précisions relatives, sont récapitulés dans le tableau (II.2).

Paramètres de la fonction de transfert discrète de structure de modèle ARX	Valeurs numériques des paramètres identifiés	Erreurs relatives en (%)
$A_1$ (MKSA)	-1.9941721029728540e+000	3.4049506891672160e+000
$A_0$ (MKSA)	9.9417281308089880e-001	6.8204169996118890e+000
$B_1$ (MKSA)	6.1324410483891750e-004	9.3606040336934440e+000
$B_0$ (MKSA)	-6.1299941065705660e-004	9.3298529127212900e+000
Coefficient d'Akaïke	7.1202109267346280e-004	

Tableau (II.2) Résultats d'identification stochastique des paramètres de la fonction de transfert discrète par la structure de modèle ARX de la machine non saturée.

On voit bien que le coefficient d'Akaïke est très faible ( de l'ordre de  $10^{-4}$  ), ce qui traduit la bonne qualité de l'estimation.

Une fois l'estimation du modèle est réalisée, il faudra passer à l'étape de validation du modèle, qui consiste à appliquer diverses procédures de comparaison, des conclusions et des estimations établies sur le modèle, avec la réalité étudiée. Cette étape est donc consacrée à l'analyse statistique de l'adéquation structurelle et paramétrique du modèle.

Nous procéderons donc à une série de comparaisons visuelles, des signaux de sortie simulés, en régime permanent unidirectionnel, sur la base des paramètres estimés, des fonctions de transfert discrète et continue, et de ceux issus de l'hypothèse de P.L.Alger [17], avec les signaux de mesure. Nous testerons à la fin, l'adéquation des paramètres identifiés, électriques et mécaniques, dans les conditions d'exploitation industrielles, lors d'un démarrage direct à vide de la machine, sous tension réduite.

#### a. Validation de l'algorithme d'identification stochastique

Nous avons simulé dans l'espace d'état discret sous la forme canonique de commandabilité, la réponse du courant d'axe direct du stator en régime établi, montré à la figure (II.21), pour une excitation en créneaux de tension de la figure (II.17), correspondant au régime magnétique linéaire, à l'aide des paramètres électriques discrets figurant dans le tableau (II.2), directement identifiés par l'optimiseur linéaire de Gauss-Newton à variance minimale, fondé sur la structure de modèle ARX. On constate que les signaux de sortie, du modèle et de l'objet, ne présentent qu'un très léger décalage, pratiquement négligeable. Par conséquent, on pourra dire que la validation du modèle paramétrique discret, est réussite, et que l'algorithme d'identification stochastique discret utilisé, est vérifié.

#### b. Validation de la méthode de transformation fréquentielle inverse adoptée

Le passage du modèle linéaire fréquentiel discret, vers celui continu, est effectué grâce à la méthode combinée, de transformation fréquentielle inverse en z, en présence d'un bloqueur d'ordre zéro, décrite dans le paragraphe (II.2.4).

Les paramètres continus non saturés, déduits à partir des paramètres discrets, sont les suivants :

$$\begin{cases} a_1 = 2.3376924874382160e + 002 \\ a_0 = 1.1394962010781820e + 003 \\ b_1 = 2.4596602759011180e + 001 \\ b_0 = 3.9265586849697460e + 002 \end{cases} \quad (\text{II.82})$$

En comparant les figures (II.21 et 22), on remarque que la réponse temporelle du modèle dynamique représenté par les équations (II.4) et (II.5), simulée dans l'espace d'état continu, au moyen des paramètres continus (II.82), est exactement identique à celle simulée dans l'espace d'état discret. Cela confirme la validité de l'opération de transformation fréquentielle discrète-continue optée, sous réserve de satisfaire à certaines conditions que nous expliciterons dans l'immédiat.

Un système physique linéaire causale, se comporte comme un filtre passe-bas, représentant physiquement dans notre cas une admittance opérationnelle, lorsqu'on ne considère que les fréquences positives inférieures à celle de Shannon, dont le module de sa représentation fréquentielle, constitue ce qu'on convient d'appeler, la bande passante du système, qui définit les atténuations introduites par un processus passif, sur le signal d'entrée qui le traverse, selon les fréquences des composantes harmoniques qu'il contient. La phase du filtre modélisant le système, renseigne sur le décalage angulaire fréquentiel, engendré sur le signal de sortie, par rapport à celui d'entrée. De ces faits, l'aspect temporel de la réponse d'un système complexe, se trouve en général, complètement modifié, relativement à celui de l'excitation.

Les réponses fréquentielles des fonctions de transfert discrète et continue, sont tracées dans le plan de Bode, de coordonnées rectangulaires semi-logarithmiques, (figures (II.19 et 20)). On s'aperçoit que les courbes de Bode sont superposées dans la zone de basse fréquences, lorsque la cadence d'échantillonnage est suffisamment élevée ( $f_e = 40$  kHz), alors qu'il y'a décollement des caractéristiques fréquentielles de la représentation discrète, relativement à celles du modèle continu, qui se manifeste dans la plage de haute fréquences, notamment pour la phase. Ce phénomène d'échantillonnage, connu sous le nom de problème de distorsion [30], s'accroît de plus en plus que la fréquence augmente.

En effet un échantillonneur bloqueur d'ordre zéro, garde pratiquement inchangée, la forme de la bande passante, du système continu original, relativement à celle du système discret équivalent, en introduisant en global, une légère atténuation du gain dynamique de la fonction de transfert continue. Par contre la réponse en fréquence de la phase des deux catégories de modèle, affirme qu'un entrapoleur d'ordre zéro introduit un déphasage croissant en valeur absolue, avec la fréquence, qui atteint au maximum un angle de  $-\pi/2$ , correspondant à la fréquence de Shannon.

Dans notre situation, une analyse spectrale a montré, que l'étendu fréquentiel du spectre du signal d'entrée du système, est inclus dans le domaine de fréquence, où il y'a absence du phénomène

de distorsion, ce qui explique la très bonne réussite de la transformée inverse en  $z$ , avec bloqueur d'ordre zéro, sans qu'elle affecte d'une manière sensible, la précision des paramètres continus, obtenus à l'issue d'une telle transformation fréquentielle.

### c. Validation de l'hypothèse de P.L. Alger

Dans le but de dissocier les paramètres du rotor, lors de la conduite d'une identification vue du stator, on a supposé l'uniformité de la distribution des lignes de champs magnétique, dans l'espace propre de la machine, qui se traduit du point de vu analytique, par l'égalité des inductances de fuite au niveau du stator et du rotor.

Les paramètres physiques non saturés de la machine, déduits à partir de ceux de la fonction de transfert continue identifiée (II.82), sur la base de l'hypothèse dite de P.L. Alger, sont affectés des valeurs numériques suivantes :

$$\begin{cases} r_1 = 2.9020225915379680e + 000 \Omega \\ L_1 = 4.1356659836433160e - 001 H \\ M' = 3.9271281994104190e - 001 H \\ r_2' = 6.6021049107114340e + 000 \Omega \\ L_2' = 4.1356659836433160e - 001 H \\ \sigma = 9.8305862296304940e - 002 \end{cases} \quad (\text{II.83})$$

Pour prouver la justesse de l'hypothèse de P.L. Alger, nous sommes amenés à simuler le modèle continu d'état de Park, défini par l'équation vectorielle (II.3), en se servant des paramètres électriques séparés (II.83) de la machine, puis de revenir optionnellement au courant généré par le hacheur série, qui correspond dans notre cas au courant de phase d'indice  $as$  (figure(II.1)), à travers la transformation inverse de Park, à l'aide de l'expression mathématique suivante :

$$i_s(t) = i_{as}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}(t) \\ i_{qs}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.84})$$

Le courant de sortie du convertisseur statique unidirectionnel utilisé, mesuré et simulé, ont des allures temporelles en régime permanent, quasiment identiques (figure (II.23)).

On pourra donc conclure, que l'hypothèse de P.L. Alger est valable en régime magnétique linéaire, pour la machine asynchrone triphasée à 36 encoches, appartenant à la gamme de faible puissance (2 kW), dont on dispose, puisqu'elle n'affecte pas notablement la distance de sortie objet-modèle, qui reste relativement invariante.

#### d. Validation des paramètres électriques et mécaniques identifiés, en régime alternatif dynamique non saturé

Après avoir estimé et validé à part, les paramètres mécaniques, et l'ensemble des paramètres électriques non saturés en régime statique unidirectionnel, nous envisagerons nécessaire, de valider simultanément les paramètres électriques et mécaniques identifiés, en faisant intervenir à la fois leurs effets, pour guider l'évolution dynamique du système, lors d'un régime transitoire de démarrage direct à vide, à partir de l'état de repos de la machine, en appliquant une tension réduite par phase ( $V_{10\text{eff}} = 70 \text{ V}$ ), de telle sorte que le milieu magnétique ne sature pas.

Nous avons simulé un vecteur de sortie, constitué par le courant d'enroulement de la phase d'indice as, et la vitesse angulaire du rotor, en résolvant le système d'équations différentielles ordinaires non linéaires d'état (I.31) dans un référentiel de Park lié au champs tournant, par la méthode d'intégration numérique explicite de Runge-Kutta [42] d'ordre quatre, à un pas de progression temporelle constant :  $T_e = 0.5 \text{ ms}$ .

##### d.1 Filtrage des données

Les signaux de sorties enregistrés étant à l'état brut. On se propose de mener une analyse des problèmes d'adaptation d'un filtre digital linéaire rationnel de structure ARMA, aux variations fréquentielles d'un signal. Cette approche constituera une préparation à l'étude du thème d'identification stochastique non linéaire, qui s'avère trop complexe, et nécessite l'emploi de techniques très avancées pour affronter une telle tâche. C'est le cas de la machine asynchrone triphasée, qui se comporte en régime transitoire de démarrage, du point de vu automatique, comme un système multivariable non linéaire, à cause de la dynamique large, de la vitesse de rotation du moteur.

Un filtre de fréquence, sert à transmettre sans distorsion toutes les composantes harmoniques utiles du signal, sélectionnées dans la bande passante du filtre, et à éliminer toutes les autres, qui constituent les signaux parasites (bruits de mesure hautes fréquences, harmoniques nuisibles, et l'ensemble des erreurs de modélisation structurelle).

Nous avons opté pour le filtre fréquentiel numérique récursif passe-bas, du type Butterworth [29], il possède la caractéristique de gain dynamique, la plus plate de tous les filtres de même ordre et de

même nature, mais a l'inconvénient d'avoir une coupure moins raide que les autres. La conception du filtre numérique récursif, type Butterworth, est fondée sur une approche indirecte dans le domaine fréquentiel, qui se fait en deux principales étapes :

- Réalisation d'un filtre continu stable, ayant des spécifications désirées, à partir du filtre continu prototype de Butterworth;
- Numérisation du filtre continu conçu, grâce à une technique de discrétisation adoptée.

Maintenant, nous détaillerons ces deux phases de conception d'une telle catégorie de filtre.

#### d.1.1 Adaptation fréquentielle du filtre continu passe-bas de Butterworth

Le choix de l'ordre et de la fréquence de coupure d'un filtre, se fait sur la base d'une analyse spectrale du signal, qui doit conserver la puissance de ses composantes harmoniques utiles, tout en leur tolérant une certaine atténuation permise.

Le filtre analogique prototype passe-bas de Butterworth, admet une fonction de transfert continue normalisée tous pôles, c'est à dire de gain et de fréquence de coupure unitaires. Il approxime les caractéristiques d'un filtre idéal de même nature, par une relation de conception, basée sur le carré du gain du filtre :

$$|H_f(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad (\text{II.85})$$

$$|H_f(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + (-1)^n s_{pu}^{2n}} \quad s_{pu} = j\omega_{pu} \quad (\text{II.86})$$

avec :

$n$  : ordre de la fonction de transfert du filtre.

$\omega_c$  : pulsation de coupure du filtre.

on a :  $\omega_c = 2\pi f_c$  ; où  $f_c$  est la fréquence de coupure.

$s_{pu}$  : désigne la fréquence complexe continue, rapportée à la fréquence de coupure, on a donc :

$$s_{pu} = \frac{s}{\omega_c}; \quad s : \text{étant l'opérateur de Laplace en unité physique.}$$

$$\text{de même, on a : } \omega_{pu} = \frac{\omega}{\omega_c}$$

Les  $2n$  racines du polynôme du dénominateur de la relation (II.86), sont régulièrement réparties sur la circonférence du cercle unitaire dans le plan de Laplace, ils sont obtenues par la résolution dans le corps des nombres complexes de l'équation suivante :

$$1 + (-1)^n s_{pu}^{2n} = 0 \quad (\text{II.87})$$

On est contraint à envisager deux cas différents, selon que l'ordre du filtre est pair ou impair.

Les  $n$  racines sélectionnées parmi  $2n$  de l'équation (II.87), localisées dans le demi-plan complexe gauche, de l'opérateur de Laplace, correspondent aux  $n$  pôles stables normalisés du filtre continu prototype passe-bas de Butterworth, qui sont des nombres distincts, réels ou complexes conjugués deux à deux, de module unitaire, cela confirme la faisabilité du filtre analogique de Butterworth. Notons aussi l'existence des images miroir des pôles stables de  $Hf(s_{pu})$ , qui se situent en contrepartie, dans le demi-plan droit de Laplace, ils représentent les  $n$  racines restantes de l'équation (II.87).

On montre aisément que l'expression analytique de la fonction de transfert continue normalisée  $Hf(s_{pu})$ , s'écrit sous forme factorisée de la façon suivante :

$$Hf(s_{pu}) = \frac{1}{\prod_{k=k_1}^{k=k_2} (s_{pu} - (s_{pu})_k)} \quad (\text{II.88})$$

avec :

$(s_{pu})_k$  : désignent les  $n$  pôles normalisés de  $Hf(s_{pu})$ , ils sont définis selon le cas par :

$$(s_{pu})_k = \cos(\phi_k) + j \sin(\phi_k); \quad (k = k_1, \dots, k_2) \quad (\text{II.89})$$

où :

si :  $n$  est un nombre entier naturel pair non nul, alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_k = \frac{\left(k + \frac{1}{2}\right) \pi}{n} \\ k_1 = \frac{n}{2} \\ k_2 = \frac{3n-2}{2} \end{array} \right. \quad (\text{II.90})$$

si :  $n$  est un nombre entier naturel impair, alors :

$$\begin{cases} \phi_k = \frac{k \pi}{n} \\ k_1 = \frac{n+1}{2} \\ k_2 = \frac{3n-1}{2} \end{cases} \quad (\text{II.91})$$

La transformation du filtre continu normalisé passe-bas de Butterworth, en un autre filtre analogique de même nature, de fréquence de coupure  $\omega_c$ , s'obtient en procédant à un simple changement de variable dans la relation de définition (II.88), par une conversion de la fréquence complexe normalisée  $s_{pu}$ , en l'exprimant en unité physique, qui sera remplacée par la variable complexe  $s$ , nous aurons :

$$Hf(s) = \frac{\omega_c^n}{\prod_{k=k_1}^{k=k_2} (s - s_k)} \quad (\text{II.92})$$

avec :

$s_k$  : représentent les pôles exprimés en unité M.K.S.A, de la fonction de transfert continue  $Hf(s)$ , de fréquence de coupure  $\omega_c$ , ils sont définis par :

$$s_k = \omega_c (s_{pu})_k.$$

A partir des équations (II.85) et (II.92), on peut déduire respectivement les expressions analytiques, des fonctions fréquentielles de gain et de phase dynamiques, du filtre continu récursif passe-bas de Butterworth, d'ordre  $n$  et de fréquence de coupure  $f_c$ , on obtient donc :

$$|Hf(j 2 \pi f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^{2n}}} \quad (\text{II.93})$$

$$\arg(Hf(j 2 \pi f)) = - \sum_{k=k_1}^{k=k_2} \left[ \arctg \left( \frac{-1}{\cos(\phi_k)} \left(\frac{f}{f_c}\right) + \text{tg}(\phi_k) \right) \right] \quad (\text{II.94})$$

D'après l'équation de gain fréquentiel (II.93), on constate que le filtre introduit une atténuation de -3 dB, à la fréquence de coupure. Pour récupérer un harmonique de fréquence donnée  $f_x$ , il faut que l'atténuation du filtre à la fréquence  $f_x$ , soit inférieure à 0.1 % [31]. Cela constitue les spécifications de base, sur lesquelles sera modelé le gabarit du filtre.

D'autre part, en règle générale, si la caractéristique de phase d'un filtre est linéaire, il y'a introduction d'un déphasage sans distorsion d'amplitude du signal filtré. Dans le cas contraire, si la fonction de fréquence de phase du filtre est non linéaire, le signal filtré sera déphasé, en subissant des déformations qui peuvent être intolérables, selon le degré de non linéarité de la fonction fréquentielle de phase. C'est le cas du filtre récursif de Butterworth, où la relation fréquentielle (II.94), montre que la phase dynamique est une fonction non linéaire de la fréquence. Le logiciel Matlab, nous permet d'effectuer l'opération de filtrage numérique, sans introduire aucun déphasage ou distorsion d'amplitude du signal filtré.

### d.1.2 Version numérisée du filtre continu conçu de Butterworth

La construction mathématique d'un filtre récursif digital de Butterworth, de nature donnée, causal et stable, s'obtient d'une façon indirecte, à partir de la discrétisation de la fonction de transfert continue, caractérisant le filtre, déjà réalisé, dans une première phase de conception.

A cet effet, nous utiliserons un échantillonneur bloqueur d'ordre zéro, pour aboutir à l'expression analytique de la fonction de transfert discrète équivalente du filtre numérique de Butterworth, elle se réalise en appliquant la formule de transformation fréquentielle unilatérale continue-discrète (II.17), à l'équation (II.92), qui est de la forme générale de l'équation (II.20), et dont les pôles sont ceux d'un système physiquement réalisable. Dans de telles circonstances, et en vertu de la relation (II.21), la fonction de transfert d'un filtre numérique récursif, est représentée par le modèle fréquentiel paramétrique général suivant :

$$H_f(z) = \frac{\sum_{i=0}^{i=n-1} (Bf_i z^i)}{z^n + \sum_{i=0}^{i=n-1} (Af_i z^i)} \quad (\text{II.95})$$

Les coefficients  $Af_i$  et  $Bf_i$ , de la fonction de transfert discrète, d'un filtre passe-bas de Butterworth, dépendent de l'ordre et de la fréquence de coupure du filtre, ainsi que de la période d'échantillonnage.

### d.2 Comparaison des comportements dynamiques simulé et réel

Pour pouvoir calculer les paramètres du filtre numérique d'un signal causal donné, nous devons d'abord passer par une étude spectrale du signal, dans le domaine fréquentiel. Il est clair, que

le signal du courant de démarrage représenté à la figure (II.24), est composé d'une partie transitoire apériodique, suivie d'une autre partie permanente périodique.

Dans notre cas, la visualisation graphique du spectre d'amplitude, de la fonction densité spectrale de puissance, de la partie de signal transitoire du courant d'enroulement  $i_{as}$ , montre que la quasitotalité de la puissance du signal apériodique, est concentrée dans un domaine de fréquence très étroit [43], en proximité immédiate de l'origine de l'axe des fréquences.

Par contre le spectre de puissance, du morceau de signal périodique du courant  $i_{as}$ , correspondant au régime établi non saturé de la machine, illustré à la figure (II.28), est constitué d'une seule raie, associée à la fréquence fondamentale ( $f_s = 50$  Hz), relativement loin de l'origine de l'axe des fréquences. On pourra conclure que la répartition fréquentielle de la puissance de la partie de signal périodique, est plus étendue que celle de la partie de signal apériodique. Par conséquent l'entendu fréquentiel au sens énergétique du signal périodique l'emporte, lors de la conception d'un filtre sur la base d'une étude spectrale.

Pour récupérer la composante harmonique unique fondamentale. ( $f_s = 50$  Hz), du signal de courant de démarrage direct à vide  $i_{as}$ , sous tension simple réduite ( $V_{1eff} = 70$  V), en régime établi non saturé, sans que l'atténuation du filtre à cette fréquence n'excède 0.1%, nous avons calculé un filtre digital passe-bas, du type Butterworth, à l'aide du logiciel Matlab, dont les arguments sont les suivants :

fréquence d'échantillonnage :  $f_c = 2$  kHz.

ordre du filtre :  $n = 4$ .

fréquence de coupure :  $f_c = 130$  Hz.

Les paramètres de la fonction de transfert du filtre numérique de courant non saturé, correspondant à de tels choix sont :

$$\begin{cases} Af_3 = -2.944968283765618e + 000 & Bf_3 = 9.328242259285524e - 004 \\ Af_2 = 3.356068682560017e + 000 & Bf_2 = 8.237195770223416e - 003 \\ Af_1 = -1.738747553495650e + 000 & Bf_1 = 6.654818825650777e - 003 \\ Af_0 = 3.439637382956872e - 001 & Bf_0 = 4.917447726345836e - 004 \end{cases} \quad (II.96)$$

Les figures (II.29) mettent en évidence, le diagramme de Bode, des réponses fréquentielles du filtre numérique du courant mesuré  $i_{as}$ , lors du démarrage du moteur sous tension réduite.

Nous avons effectué un filtrage, sans déphasage, et sans distorsion d'amplitude, du courant d'enroulement statorique  $i_{as}$  (figure (II.24)), afin de nettoyer au mieux le signal à l'état brut, des

parasites qu'ils l'affecte, pour permettre une bonne comparaison visuelle des signaux de sorties objet-modèle. L'examen des courbes des réponses dynamiques, simulée et expérimentale filtrée, du courant statorique  $i_{as}$  (figure (II.24 et 25)), montre que les comportements dynamiques du système et du modèle sont proches, avec une légère différence notée, au niveau de l'enveloppe des amplitudes de courant, du régime transitoire.

Nous abordons maintenant, le problème de filtrage d'un signal aperiodique. Le signal asymptotique de vitesse de démarrage sous tension réduite, est représenté à l'état brut, à la figure (II.26). Cette catégorie de signal, est caractérisée par un spectre de puissance continu à décroissance exponentielle (figure (II.30)) où plus de 99 % de la puissance du signal aperiodique, est concentrée dans une bande de fréquence assez serrée [43] :  $[0; 20 \text{ Hz}]$ , très loin de la fréquence de Shannon ( $f_c / 2 = 1 \text{ kHz}$ ), ce qui explique la sélection des spécifications du filtre numérique de vitesse, dont les caractéristiques fréquentielles sont tracées à la figure (II.31), soient :

cadence d'échantillonnage :  $f_c = 2 \text{ kHz}$ .

ordre du filtre :  $n = 4$ .

fréquence de coupure :  $f_c = 20 \text{ Hz}$ .

Les coefficients de la fonction de transfert discrète du filtre de vitesse en régime non saturé, sont par conséquent affectés des valeurs numériques suivantes :

$$\begin{cases} Af_3 = -3.835857194628818e + 000 & Bf_3 = 6.283592282052552e - 007 \\ Af_2 = 5.520908902725941e + 000 & Bf_2 = 6.687682324368893e - 006 \\ Af_1 = -3.533620210928845e + 000 & Bf_1 = 6.471644890204686e - 006 \\ Af_0 = 8.485828599276166e - 001 & Bf_0 = 5.694094515895642e - 007 \end{cases} \quad (\text{II.97})$$

La figure (II.26) montre la superposition des signaux de vitesse expérimentaux, avant et après filtrage, lors de la mise en marche de la machine, à partir de l'état d'arrêt.

Nous constatons que les réponses dynamiques temporelles d'établissement de vitesse, expérimentale filtrée et simulée (figure (II.27)), ont un même temps de réponse après quelques légères oscillations, mais elles sont un peu décalées en régime transitoire, vu que cette grandeur stratégique, représente les phénomènes électromécanique qui se produisent, difficile à métiser simultanément. Néanmoins les résultats de la théorie et de la pratique sont globalement concordantes.

### II.5.2.3.2 Identification des paramètres électriques de la machine en état de saturation nominale

On se propose d'estimer les inductances cycliques de la machine, à partir de l'essai d'identification à caractère statique, en régime permanent unidirectionnel, correspondantes au niveau de saturation nominal, du régime alternatif synchrone. Dans ces conditions, les caractéristiques d'aimantation représentées aux figures (II.4), nous fournissent les coefficients de degré de saturation dans les deux régimes, qui doivent être pris égaux :  $K_{\text{sat dc}} = K_{\text{sat ac}} = 0.333.$ ; ainsi que les points de fonctionnements saturés nominaux, qui leurs sont associés, ils sont définis comme suit :

- Régime alternatif synchrone :  $I_{10\text{eff}} = 2.45 \text{ A}$ ;  $V_{10\text{eff}} = 220\text{V}$ .
- Régime établi unidirectionnel :  $I_0 = 3.2 \text{ A}$ ;  $U_0 = 18.92\text{V}$ .

Les figures (II.32) et (II.33) sont les illustrations graphiques, des signaux expérimentaux enregistrés entrée-sortie, du circuit réel du test d'identification stochastique, en régime unidirectionnel permanent de saturation nominale.

Les signaux entrée-sortie du circuit d'axe d de Park de la machine, sont respectivement visualisés aux figures (II.34) et (II.35), ils sont obtenus en faisant subir aux grandeurs originales réelles, des changements de coordonnées, à travers les règles de transformation matricielles (II.74 à 76).

Les résultats d'identification linéaire stochastique, de la fonction de transfert discrète de la machine, en régime saturé, calculés par la structure de modèle ARX, pour un intervalle d'échantillonnage :  $T_e = 2.5 \times 10^{-5} \text{ s}$ , sont résumés dans le tableau (II.3).

Paramètres de la fonction de transfert discrète de structure de modèle ARX	Valeurs numériques des paramètres identifiés	Erreurs relatives en (%)
$A_1$ (MKSA)	-1.9935688883906400e+000	2.7975925325786470e+000
$A_0$ (MKSA)	9.9356999507546920e-001	5.6030708982366600e+000
$B_1$ (MKSA)	6.7434633879705920e-004	8.6260722227230500e+000
$B_0$ (MKSA)	-6.7398032407241660e-004	8.6208468100274480e+000
Coefficient d'Akaike	6.8049677796880310e-003	

Tableau (II.3) Résultats d'estimation paramétrique dans un contexte aléatoire de la machine en état saturé sur la base de la structure de modèle discret ARX.

Le coefficient d'Akaïke étant relativement réduit (de l'ordre de  $10^{-3}$ ), ce qui est acceptable du point de vu qualité d'estimation.

Afin de valider les paramètres électriques estimés de la machine saturée, nous devons vérifier les diverses étapes de la procédure d'identification stochastique, ainsi utilisée. On terminera par un test de validation conjointe des paramètres électriques et mécaniques identifiés, au cours d'un régime de démarrage direct à vide de la machine sous tension nominale.

#### a. Validation de l'estimateur linéaire stochastique

Nous avons effectué la simulation numérique en temps discret, sous forme canonique d'état, de la réponse du système linéaire en régime établi saturé, représentant le signal de courant d'axe direct du stator (figure (II.36)), pour l'entrée en créneaux de tension unidirectionnel de la figure (II.34), grâce aux paramètres électriques saturés, identifiés par la structure de modèle discret ARX, qui sont rangés dans le tableau (II.3).

On remarque que l'écart en amplitude des signaux de sorties objet-modèle, est un peu plus accentué en régime magnétique saturé qu'en linéaire (figure (II.21 et 36)), à cause du caractère variable des inductances dans la réalité, lors du basculement entre niveaux de tension, qui entraîne à son tour une variation non linéaire du courant magnétisant de la machine. Malgré cet inconvénient, nous notons une concordance acceptable entre les deux courbes, ainsi le modèle discret estimé traduit bien le système physique saturé.

#### b. Validation de la technique de conversion fréquentielle discrète-continue utilisée

La conversion de la forme de modèle fréquentiel discret, vers celui continu, est réalisée à l'aide de la méthode combinée décrite précédemment.

Les paramètres électriques continus saturés, résultant d'une telle opération, sont donnés par :

$$\begin{cases} a_1 = 2.5803065807452360e + 002 \\ a_0 = 1.7764132024582640e + 003 \\ b_1 = 2.7053601283594620e + 001 \\ b_0 = 5.8751450486330530e + 002 \end{cases} \quad (\text{II.98})$$

La comparaison des figures (II.36 et 37), montre que les réponses temporelles simulées, des modèles d'état saturés discret et continu sont parfaitement superposables, vu que l'étendu fréquentiel du spectre du signal d'entrée du système, est contenu dans la bande de fréquence, où le phénomène d'échantillonnage de distorsion n'apparaît pas, ce qui rejustifie la très bonne qualité des résultats, rapportée par cette transformation fréquentielle inverse ainsi optée.

### c. Validation de l'hypothèse de P.L.Alger en régime saturé

Les paramètres électriques saturés de la machine, calculés à partir de ceux de la fonction de transfert continue estimée (II.98), en adoptant l'hypothèse de P.L.Alger sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} r_1 = 3.0236073965043220e + 000 \Omega \\ L_1 = 2.9996057573484280e - 001 \text{ H} \\ M' = 2.8087133635641950e - 001 \text{ H} \\ r'_2 = 6.5141489772097470e + 000 \Omega \\ L'_2 = 2.9996057573484280e - 001 \text{ H} \\ \sigma = 1.2322837922205940e - 001 \end{array} \right. \quad (\text{II.99})$$

La figure (II.38) compare le courant simulé délivré par le hacheur, au courant mesuré correspondant, où les écarts en amplitude reste relativement invariants. L'hypothèse de P.L.Alger est donc valable en régime magnétique saturé, pour la gamme de puissance de la machine utilisée.

### d. Validation des paramètres estimés de la machine en régime alternatif dynamique saturé

En vu de donner un intérêt concret aux résultats d'identification, des paramètres électriques saturés et des paramètres mécaniques, on est contraint d'effectuer un test de validation dynamique, d'un régime transitoire d'établissement des courants et de la vitesse, qui se produit par une application directe d'une tension nominale par phase ( $V_{10\text{eff}} = 220\text{V}$ ).

La simulation numérique du modèle d'état non linéaire (I.31), est réalisée à l'aide de la méthode de Runge-Kutta d'ordre quatre [42], avec un pas d'intégration fixe :  $T_e = 1.25 \times 10^{-4}$  s.

Le courant instantané de la phase d'indice as, enregistré pendant le démarrage direct à vide de la machine saturée, en mode moteur sous la pleine tension simple ( $V_{10\text{eff}} = 220\text{V}$ ), est représenté par le graphe de la figure (II.39).

Le spectre d'amplitude de la fonction densité spectrale de puissance, du tronçon de signal périodique du courant  $i_{as}$ , en régime permanent saturé de la machine, est constitué d'une façon significative de deux raies (figure (II.44)), correspondantes respectivement aux harmoniques temporels de rang 1 et 3. Pour extraire la composante harmonique fondamentale du signal de courant  $i_{as}$ , en régime établi saturé, et éliminer ainsi tous le reste (harmoniques nuisibles, bruits hautes fréquences), on est conduit à concevoir un filtre numérique récursif passe-bas, par l'approche de Butterworth, dont les paramètres de conception sont les suivants :

fréquence d'échantillonnage :  $f_c = 8$  kHz.

ordre du filtre :  $n = 4$ .

fréquence de coupure :  $f_c = 130$  Hz.

Les coefficients de la fonction de transfert du filtre digital de courant saturé, caractérisé par le gain et la phase dynamique des figures (II.45), sont donnés par :

$$\begin{cases} Af_3 = -3.733387154292435e + 000 & Bf_3 = 4.291844956316737e - 006 \\ Af_2 = 5.235128122992339e + 000 & Bf_2 = 4.473974734242603e - 005 \\ Af_1 = -3.267468441329736e + 000 & Bf_1 = 4.241505066326922e - 005 \\ Af_0 = 7.658225762430668e - 001 & Bf_0 = 3.656970273824278e - 006 \end{cases} \quad (II.100)$$

En observant les figures (II.39 et 40), on constate que la distorsion d'amplitude du signal de courant  $i_{as}$  à l'état brut, due à l'effet de saturation magnétique, est supprimée, après avoir subie l'opération de filtrage sans déphasage. La figure (II.40) visualise le signal de courant mesuré et filtré  $i_{as}$ , en apportant une action corrective, par le faite de négliger la dynamique du phénomène de saturation.

La figure (II.41) met en évidence, les signaux de réponse réelle filtrée et simulée, représentant le courant de phase d'indice  $a_s$ . Nous remarquons qu'ils ont une même première pointe de courant, et un même temps d'établissement, avec quelques petits écarts en amplitude, pendant le régime transitoire.

Le présent paragraphe porte sur l'étude du problème d'adaptation du filtre digital, passe-bas de Butterworth, aux variations fréquentielles du signal asymptotique de vitesse, mesuré à l'état brut, lors du démarrage à vide sous tension nominale (figure (II.42)), dont le module du spectre de puissance continu, est mis en évidence à la figure (II.46).

La quasitotalité de la puissance du signal d'établissement de vitesse, est contenue dans une plage de fréquences très réduite [43] :  $[0, 160 \text{ Hz}]$ , mais elle est relativement plus large que dans le cas précédent, vu que l'évolution dynamique de la vitesse est plus rapide, dans la présente situation. Ainsi nous adoptons les sélectivités du filtre numérique de vitesse, dont les réponses fréquentielles sont visualisées aux figures (II.47), nous avons donc :

cadence d'échantillonnage :  $f_e = 8 \text{ KHz}$

ordre du filtre :  $n = 4$ .

fréquence de coupure :  $f_c = 160 \text{ Hz}$ .

Les paramètres de la fonction de transfert échantillonnée du filtre de vitesse en régime saturé, sont alors donnés par :

$$\begin{cases} Af_3 = -3.671982612133786e + 000 & Bf_3 = 9.726337822257846e - 006 \\ Af_2 = 5.068675813699370e + 000 & Bf_2 = 1.001299361167440e - 004 \\ Af_1 = -3.116574462934784e + 000 & Bf_1 = 9.376552501993984e - 005 \\ Af_0 = 7.200928701629343e - 001 & Bf_0 = 7.986994774777934e - 006 \end{cases} \quad (\text{II.101})$$

L'opération de filtrage numérique du signal de vitesse pratique, est effectuée sans apparition d'effets secondaires (figure (II.42)), c'est à dire qu'il ne se manifeste aucune sorte de distorsion, ni d'amplitude, ni de phase.

Nous pouvons admettre que les évolutions temporelles de la vitesse, en régime transitoire saturé de démarrage, de l'expérience et de la simulation, sont relativement proches (figure (II.43)). Ainsi les résultats de la validation dynamique sont très satisfaisant, et nous pouvons conclure que les paramètres électriques identifiés en régime unidirectionnel, sont utilisables en toute sûreté, en régime alternatif dynamique.

## CONCLUSION

Lors de la réalisation pratique d'un essai d'identification, la première difficulté consiste à disposer d'un générateur de signaux test, possédant les caractéristiques désirées, surtout lorsqu'on travaille à des fréquences très basses, où les puissances mises en jeu sont importantes, ce qui est souvent le cas dans les systèmes industriels. Dans notre situation, l'emploi de convertisseurs statiques comme alimentations électriques pendant la mise en oeuvre de la procédure d'identification à caractère statique au sens mécanique, solutionne le problème.

Nous avons pu procéder au positionnement statique direct, de l'enroulement triphasé du rotor bobiné d'une machine asynchrone, relativement à celui du stator, grâce à une méthodologie expérimentale simple, fondée sur les phénomènes de couplage électromagnétique.

Un autre artifice pratique, nous a permis de choisir judicieusement, le niveau de courant d'essai, influençant énormément sur les résultats d'identification, caractérisé par sa valeur moyenne, quand on utilise un hacheur série à thyristors, comme source de tension, en établissant une analogie de comportement magnétique en régime permanent, entre l'essai d'identification statique du point de vue mécanique, et les conditions de fonctionnement lors de la marche industrielle de la machine, en égalisant les degrés de saturation de leurs courbes d'aimantation associées. Cela a été mis à l'épreuve, lors de l'étape de l'adéquation paramétrique des modèles d'identification, pour deux niveaux de saturation différents, correspondant au régime magnétique linéaire et saturé nominal.

Nous souhaiterions étendre ces deux procédures pratiques, décrites ci-dessus, au cas d'une machine asynchrone triphasée à induction, dont le rotor est à cage d'écureuil.

Nous avons présenté une méthode combinée très générale, dotée d'un très bon conditionnement numérique, permettant un passage systématique, du modèle fréquentiel discret, vers celui continu, en transitant au cours du chemin, à travers la représentation linéaire d'état, là où se réalise la conversion discrète-continue proprement dite, ce qui fait la très haute précision de la transformation fréquentielle inverse adoptée, à condition que la méthode de discrétisation utilisée, soit de bonne qualité. Nous avons opté pour l'échantillonneur bloqueur d'ordre zéro, afin d'exécuter l'échantillonnage des signaux de mesure.

L'étude faite montre que l'élément déterminant, pour la réussite de l'identification paramétrique d'un système, c'est bien le choix convenable avec soin, du signal d'excitation. En effet les paramètres identifiés dépendent du type de fonction d'entrée à un processus, représentant le signal test, qui doit avoir un étendu fréquentiel suffisant, pour provoquer l'agitation dynamique totale du procédé, en excitant tous ses modes dynamiques propres, afin d'estimer ses vrais paramètres descriptifs.

Un signal d'entrée sous forme de fonction échelon, permet une identification complète, en régime transitoire, par voie numérique, d'une fonction de transfert discrète de premier ordre. Par contre la réponse indicielle, d'un système linéaire d'ordre strictement supérieur à un, ne permet qu'une identification partielle, d'une structure de modèle discret ARMA, c'est à dire qu'il n'est possible d'identifier que la partie AR, représentant tous les pôles du système, difficilement si l'ordre du modèle est élevé, à cause du mauvais conditionnement numérique du problème, alors qu'il y'a échec de l'identification de la partie MA du modèle, ce qui signifie que les zéros de la fonction de transfert sont ratés, et se trouvent régulièrement placés, dans le cas déterministe, sur la circonférence du cercle unitaire du plan complexe de l'opérateur aux différences  $z$ , ils deviennent ainsi marginalement stables. Il est à noter aussi, que le gain statique est estimable à partir de la réponse indicielle.

Par conséquent, une entrée du type échelon n'excite pas avec persistance, les divers modes de la machine, ce qui a pour effet de masquer une partie du comportement dynamique réel (dynamique interne des zéros), sur l'algorithme d'identification, qui ne fournit que des paramètres estimés, décrivant le comportement apparent du procédé (dynamique externe des pôles). Cela constitue une objection à son utilisation pour l'identification.

Le choix de la période d'échantillonnage, ayant un rapport direct avec la précision de l'identification, doit se faire en fonction de la dynamique du système, et du contenu fréquentiel du signal d'excitation, de façon à éviter d'une part le phénomène de repliement spectral, et d'autre part la redondance exagérée de l'information.

La méthode d'identification paramétrique stochastique, utilisant l'optimiseur linéaire de Gauss-Newton à variance minimale, d'une structure de modèle discret ARX, basée sur le

blanchissement de l'erreur de prédiction, n'est efficace, que lorsque le niveau de bruit de sortie est très faible, c'est à dire pour un rapport signal / bruit très grand.

L'approximation des données numériques expérimentales, provenant de l'acquisition de la courbe d'évolution temporelle de la vitesse, lors d'un essai de ralentissement de la machine, par un modèle mathématique linéaire (polynomial), au sens des moindres carrés, débouche sur un problème de programmation linéaire. Cependant le problème du lissage de données, par une forme linéaire, est optimisé en faisant le bon choix de l'ordre du polynôme d'approximation. Le modèle mathématique temporel de la vitesse au ralentissement, permet de déterminer la courbe de déaccélération angulaire de la machine, par une simple dérivation du premier ordre, et de calculer ainsi le moment d'inertie de la partie tournante, avec une meilleure relative précision, comparativement à la méthode graphique.

A partir du polynôme d'approximation du second ordre, en terme du paramètre temps, de la vitesse au ralentissement, nous pouvons déduire par un artifice mathématique simple, le modèle théorique non linéaire par rapport à la vitesse, du couple d'amortissement mécanique, dont on procède à son approximation par un modèle physique linéaire du premier ordre en terme de vitesse, ce qui permet d'estimer les paramètres mécaniques restant de la machine.

L'utilisation du modèle physique du couple d'amortissement, dans la simulation de l'équation dynamique, décrivant le phénomène de ralentissement de la machine, a montré que les grandeurs cinématiques (vitesse et accélération) issues respectivement de leurs modèles physique et mathématique, sont pratiquement superposées, ce qui permet de valider le modèle physique du couple d'amortissement.

Nous avons exposé une procédure d'identification stochastique, à l'aide de l'optimiseur linéaire de Gauss-Newton à variance minimale, sur la base de la structure de modèle discret ARX, en exploitant un essai expérimental effectué sur machine à l'arrêt.

La recherche de la solution optimale, est menée par une méthode itérative du premier ordre, qui calcule la direction de descente au sens des moindres carrés, sur laquelle s'effectue des déplacements radiaux dichotomiques, guidés par un test de détection de minimum de variance. Toute fois la méthode de Gauss-Newton, qui n'est autre que celle de Newton-Raphson, où l'on considère que la matrice hessienne comme étant identiquement nulle, permet une convergence rapide vers l'optimum, à condition que l'estimée initiale du vecteur des paramètres, soit au voisinage proche de la solution

recherchée. Pour un vecteur initial des paramètres, approché par des essais physiques classiques, les paramètres obtenus par identification varient autour des valeurs initiales.

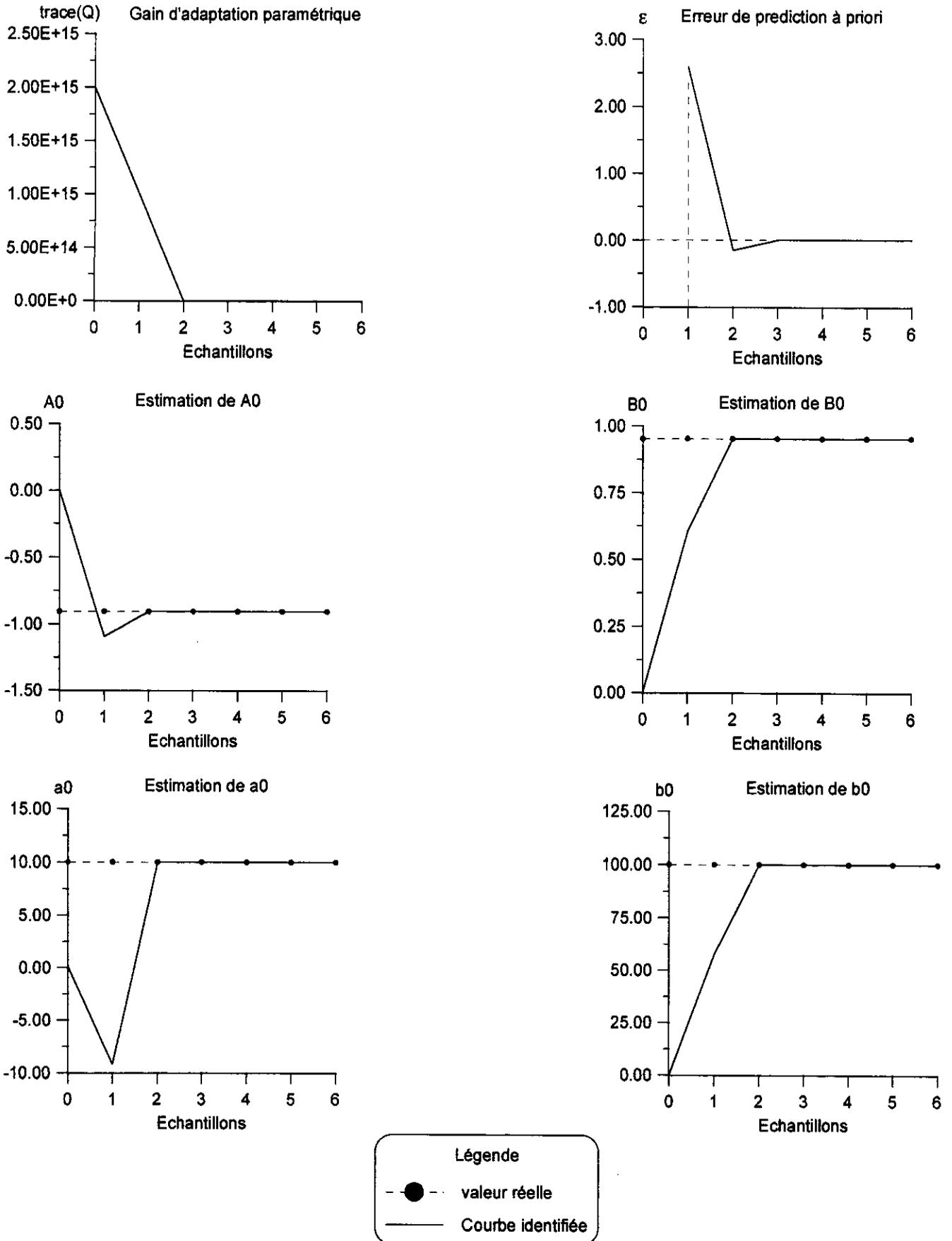
Nous avons constaté, que plus un paramètre a d'effet sur la dynamique des variables de sorties d'un système, plus ces dernières sont riches en information le concernant et plus il est déterminé avec une bonne précision [31].

Cependant, les méthodes d'approximation stochastiques (méthodes statistiques), ne permettent d'évaluer la qualité de l'identification conduite qu'à posteriori, en mesurant la différence entre la réponse du système et celle du modèle, soit d'une manière directe, par comparaison visuelle des signaux de sorties objet-modèle, soit d'une façon indirecte, par un critère utilisant des fonctions statistiques, tels que le coefficient d'Akaïke, le coefficient d'erreur quadratique, ou le calcul des écarts sur les paramètres identifiés.

Nous avons testé avec succès, la validité des paramètres estimés, en régime magnétique non saturé et saturé nominal, associés aux diverses formes de modèles, correspondant aux différentes étapes de la procédure d'identification stochastique adoptée, ce qui permet de valider dans l'ordre, l'algorithme d'optimisation linéaire de Gauss-Newton à variance minimale (qualité de l'identification) dans un environnement bruité, l'opération de transformation fréquentielle inverse en présence d'un bloqueur d'ordre zéro, et enfin l'hypothèse de P.L.Alger.

Pour étendre la validité des paramètres électriques identifiés en régime statique unidirectionnel, au régime dynamique alternatif du point de vue mécanique, il faudra les associer aux paramètres mécaniques estimés à partir de l'essai de ralentissement, et de comparer ensuite le comportement dynamique objet-modèle, à l'aide d'un essai unique, faisant intervenir simultanément tous les paramètres de la machine, nous pouvons citer à titre d'exemple, l'essai de démarrage direct à vide, à partir de l'état de repos, qui constitue un excellent moyen de test de l'ensemble des paramètres de la machine, vu la dynamique large de l'ensemble des variables d'état dans ce cas.

La conception d'un filtre numérique rationnel de structure ARMA, ayant des spécifications adéquates, concernant son ordre, sa fréquence de coupure, et sa période d'échantillonnage, repose sur une analyse spectrale au sens énergétique du signal à filtrer, qui doit tenir compte des répercussions de distorsions d'amplitude et de phase, qui peuvent éventuellement surgir sur le signal filtré.



**Fig. (II.7) Evolution temporelle du gain d'adaptation paramétrique, de l'erreur de prédiction à priori, et des paramètres estimés des fonctions de transfert discrète et continue de la structure de modèle discret SISO d'un système du premier ordre identifié à partir de la réponse indicielle**

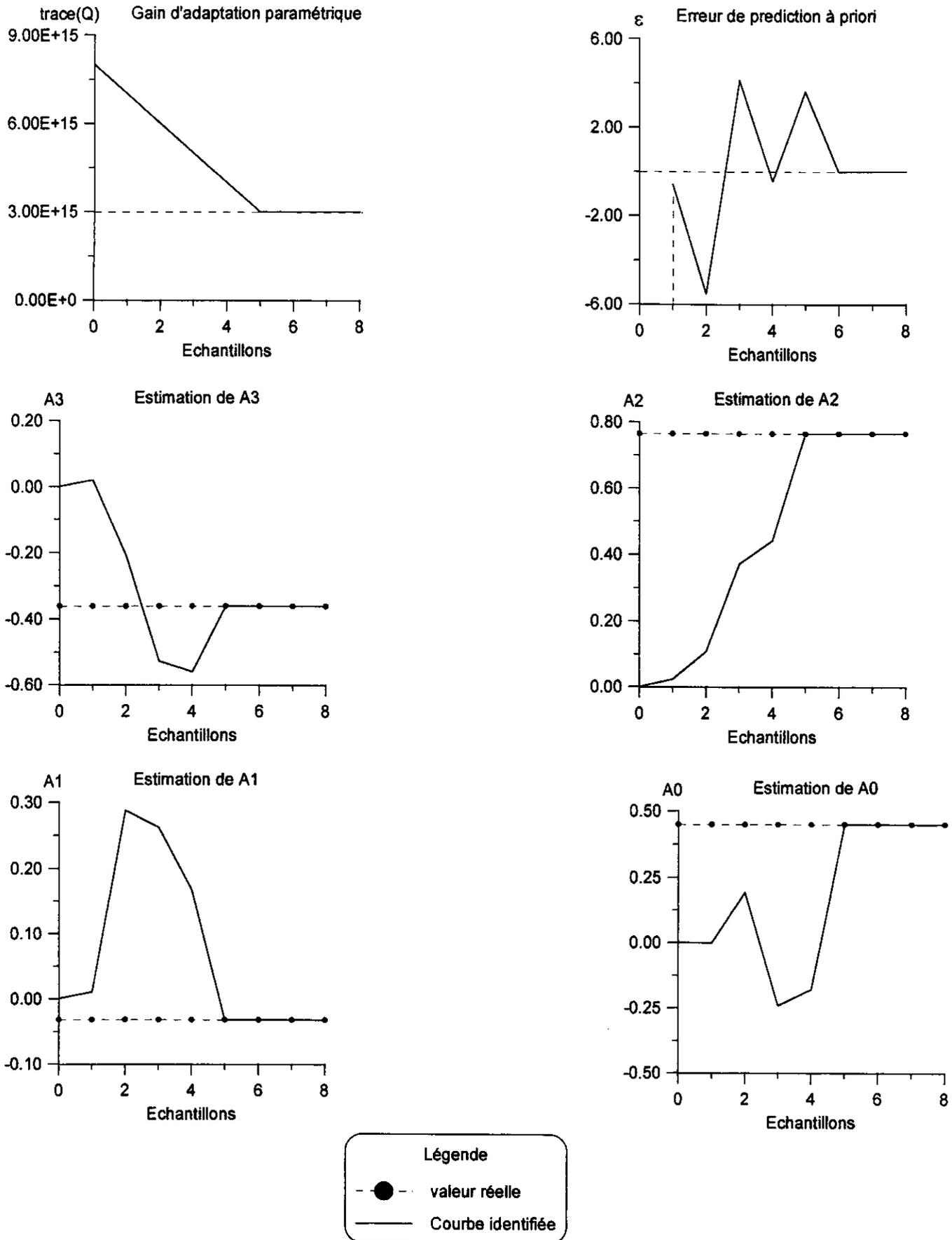
paramètres de la fonction de transfert discrète de la structure de modèle discret SISO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$A_0$ (MKSA)	-9.0483741803595960e-001	-9.0483741803595940e-001	2.4539723987874140e-014
$B_0$ (MKSA)	9.5162581964040340e-001	9.5162581964040440e-001	9.3332736603946460e-014

**a / Paramètres de la fonction de transfert discrète de la structure de modèle discret SISO d'un système du premier ordre**

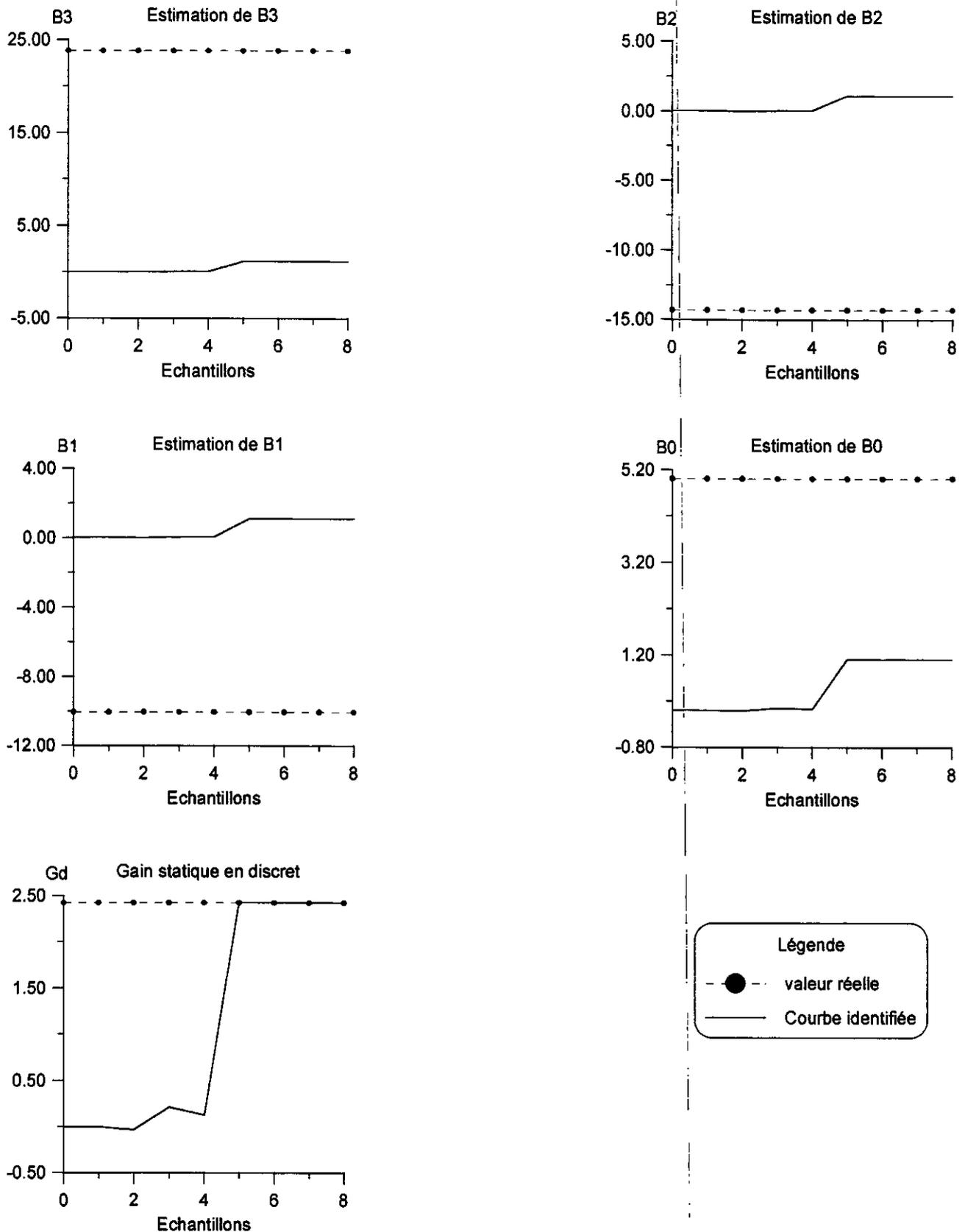
paramètres de la fonction de transfert continue issue de la structure de modèle discret SISO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$a_0$ (MKSA)	9.999999999999920e+000	1.0000000000000000e+001	7.1054273576010010e-014
$b_0$ (MKSA)	9.999999999999880e+001	1.0000000000000000e+002	1.1368683772161600e-013

**b / Paramètres de la fonction de transfert continue issue de la structure de modèle discret SISO d'un système du premier ordre**

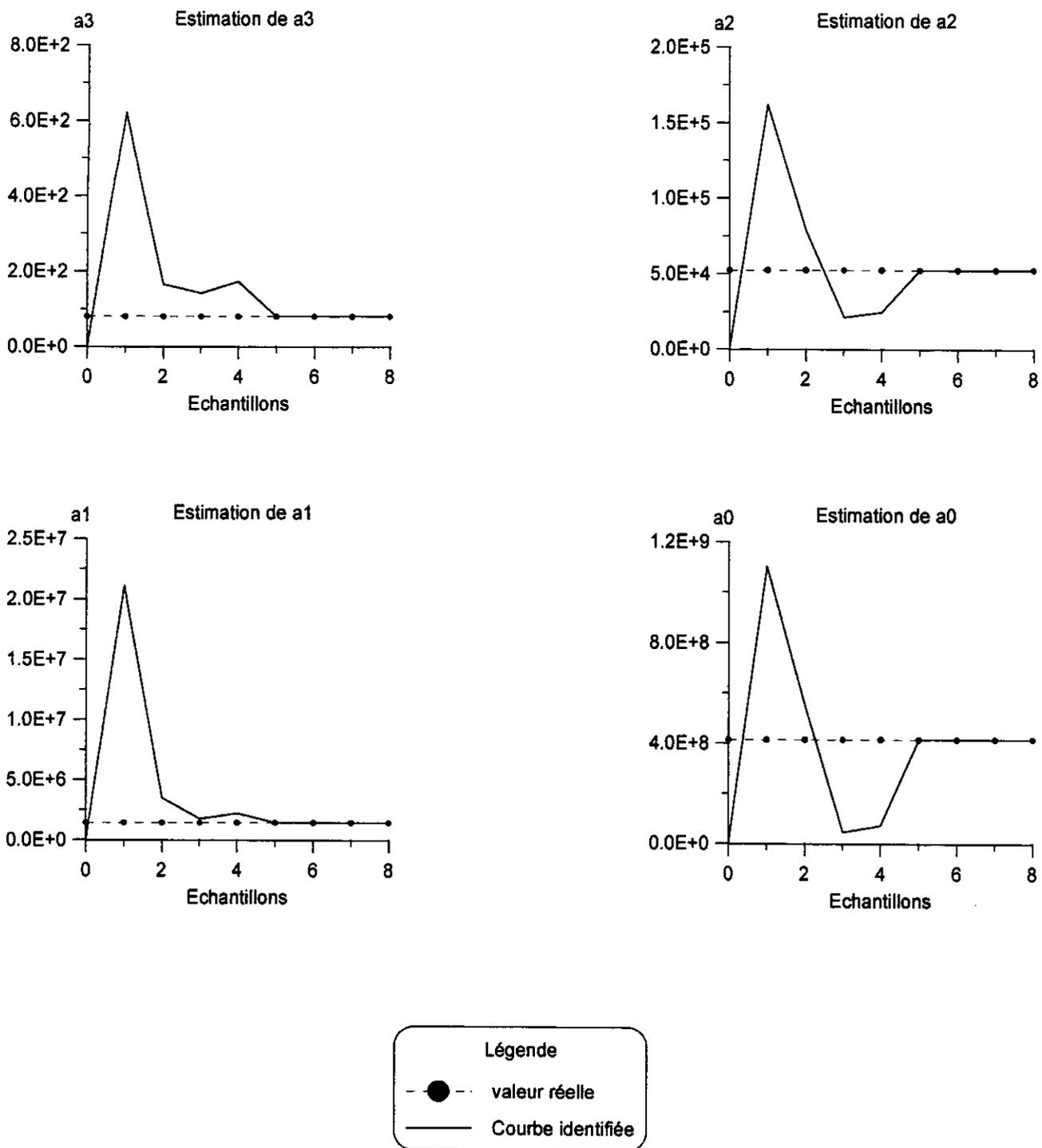
**Tableaux (II.4) Résultats d'identification théorique des paramètres de la structure de modèle discret SISO d'un système du premier ordre identifié à partir de la réponse indicielle.**



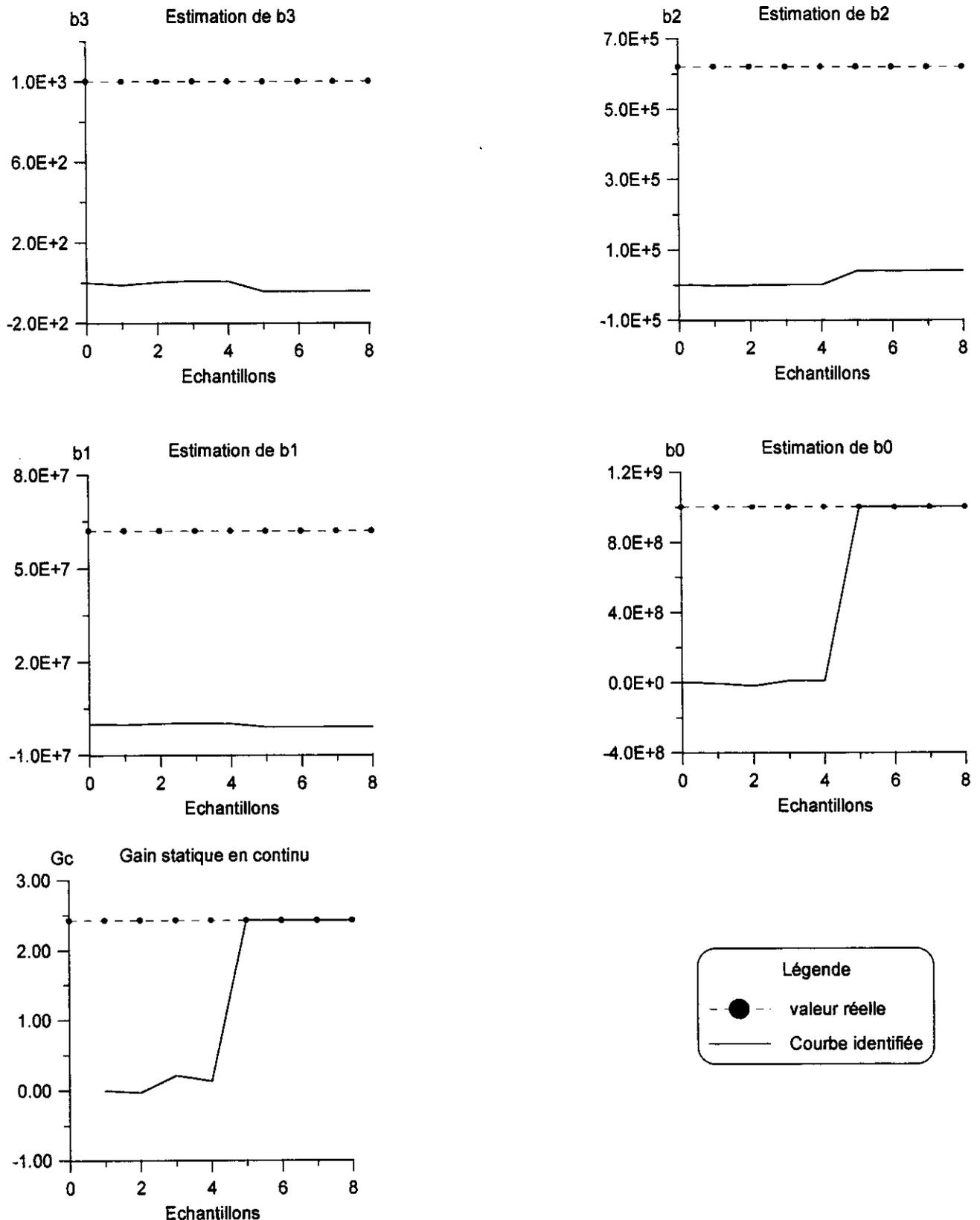
**Fig. (II.8a) Evolution temporelle du gain d'adaptation paramétrique, de l'erreur de prédiction à priori, et des paramètres estimés du dénominateur de la fonction de transfert discrète de la structure de modèle discret SISO d'un système du 4<sup>ème</sup> ordre identifié à partir de la réponse indicielle**



**Fig. (II.8b) Courbes de variation temporelle des paramètres estimés non exploitables du numérateur de la fonction de transfert discrète, et du gain statique en discret de la structure de modèle discret SISO d'un système du 4<sup>ème</sup> ordre identifié à partir de la réponse indicielle**



**Fig. (II.9a) Courbes d'évolution temporelle des paramètres estimés du dénominateur de la fonction de transfert continue issue de la structure de modèle discret SISO d'un système du 4<sup>ème</sup> ordre identifié à partir de la réponse indicielle**



**Fig. (II.9b) Courbes d'évolution temporelle des paramètres estimés du numérateur de la fonction de transfert continue et du gain statique en continu de la structure de modèle discret SISO d'un système du 4<sup>ème</sup> ordre identifié à partir de la réponse indicielle**

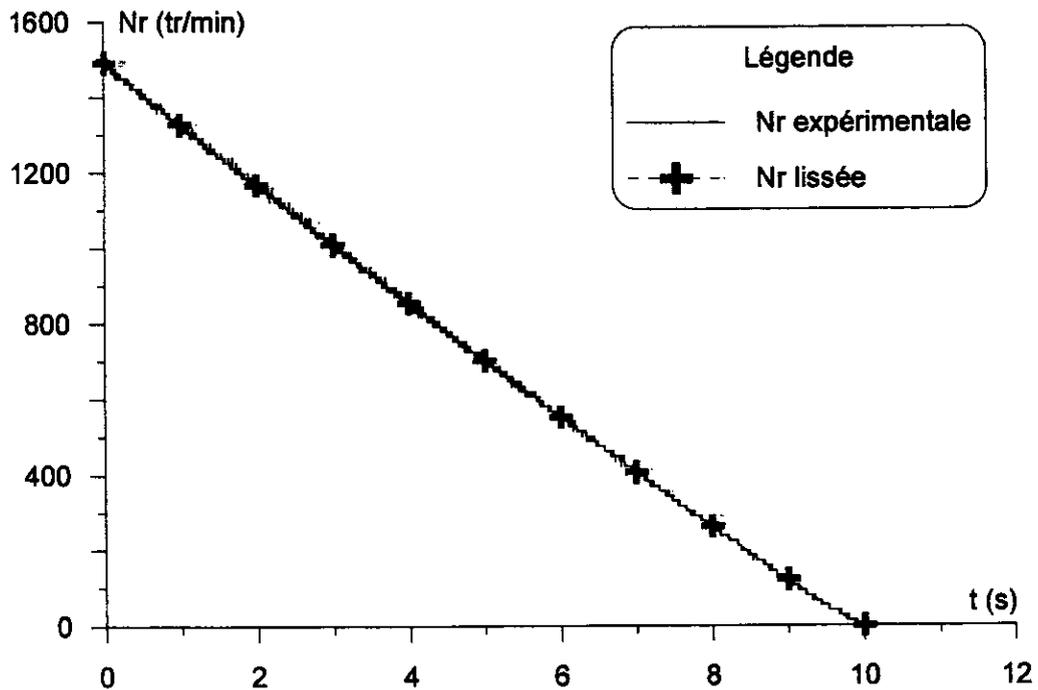
paramètres de la fonction de transfert discrète de la structure de modèle discret SISO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$A_3$ (MKSA)	-3.6119317031702830e-001	-3.6119317031702720e-001	2.9200770116116940e-013
$A_2$ (MKSA)	7.6466969010495500e-001	7.6466969010495590e-001	1.1615190600509050e-013
$A_1$ (MKSA)	-3.1800737799308820e-002	-3.1800737799308530e-002	8.9461650813140050e-013
$A_0$ (MKSA)	4.4932896305147700e-001	4.4932896305147780e-001	1.7295927508429360e-013
$B_3$ (MKSA)	1.1020629554324240e+000	2.3789307361508400e+001	9.5367402090841940e+001
$B_2$ (MKSA)	1.1020629554324240e+000	-1.4311584833802730e+001	1.0770049556516930e+002
$B_1$ (MKSA)	1.1020629554324240e+000	-1.0072797981685390e+001	1.1094098141783660e+002
$B_0$ (MKSA)	1.1020629554324250e+000	5.0033272757094120e+000	7.7973398606506990e+001
$G_d$ (MKSA)	2.4207799753056860e+000	2.4207799753056760e+000	4.0358738573371200e-013

**a / Paramètres de la fonction de transfert discrète de la structure de modèle discret SISO d'un système du 4<sup>ème</sup> ordre**

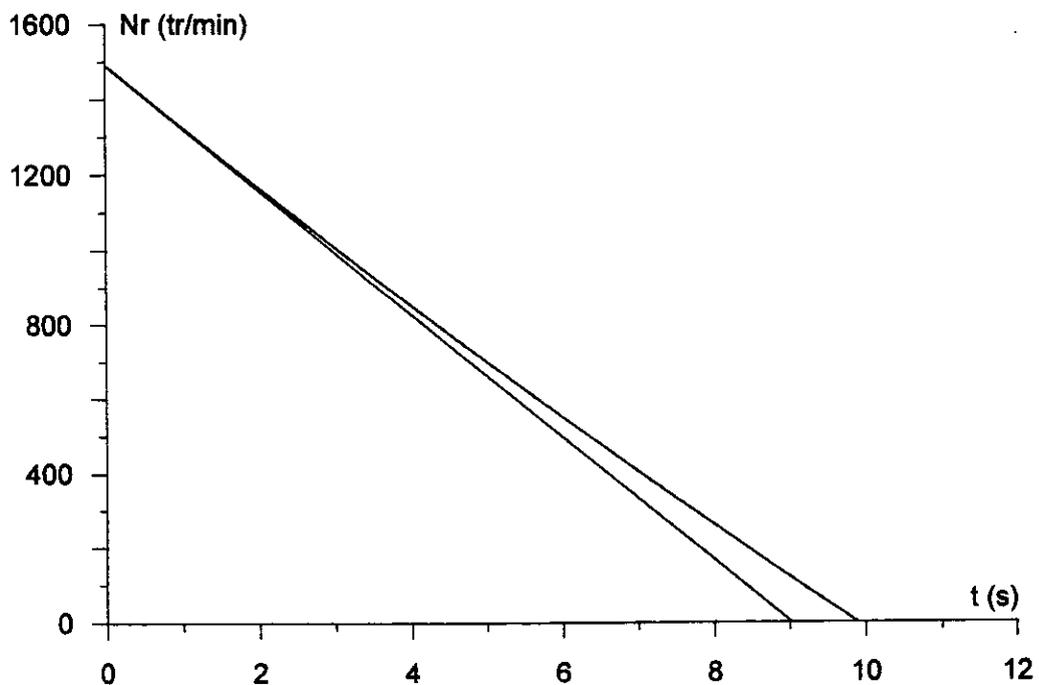
paramètres de la fonction de transfert continue issus de la structure de modèle discret SISO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$a_3$ (MKSA)	8.0000000237185930e+001	8.0000000000000000e+001	2.9648241195445740e-007
$a_2$ (MKSA)	5.2200000007241280e+004	5.2200000000000000e+004	1.3872184674701580e-008
$a_1$ (MKSA)	1.4240000000275370e+006	1.4240000000000000e+006	1.9337860291844680e-009
$a_0$ (MKSA)	4.130899999997590e+008	4.1309000000000000e+008	5.8293051125076410e-012
$b_3$ (MKSA)	-4.2334368695139490e+001	1.0000000000000000e+003	1.0423343686951400e+002
$b_2$ (MKSA)	4.0040661199780100e+004	6.2000000000000000e+005	9.3541828838745160e+001
$b_1$ (MKSA)	-9.2275652150498100e+005	6.2000000000000000e+007	1.0148831697016930e+002
$b_0$ (MKSA)	9.999999999896900e+008	1.0000000000000000e+009	1.0309219360351560e-010
$G_c$ (MKSA)	2.4207799753056900e+000	2.4207799753080440e+000	9.7264559961729460e-011

**b / Paramètres de la fonction de transfert continue issue de la structure de modèle discret SISO d'un système du 4<sup>ème</sup> ordre**

**Tableaux (II.5) Résultats d'identification théorique des paramètres de la structure de modèle discret SISO d'un système du 4<sup>ème</sup> ordre identifié à partir de la réponse indicielle.**



**Fig. (II.10) Courbes de vitesse expérimentale et lissée de l'essai de ralentissement de la machine.**



**Fig. (II.11) Pente à l'origine de la courbe de vitesse lissée au ralentissement de la machine.**

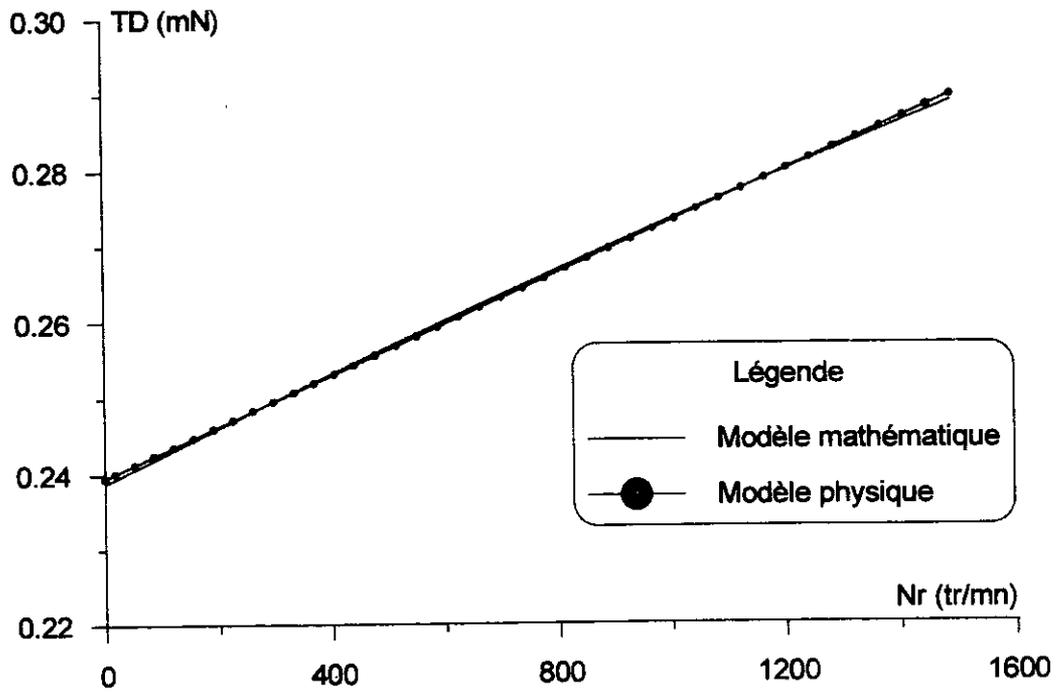


Fig. (II.12) Evolution du couple d'amortissement mécanique de la machine.

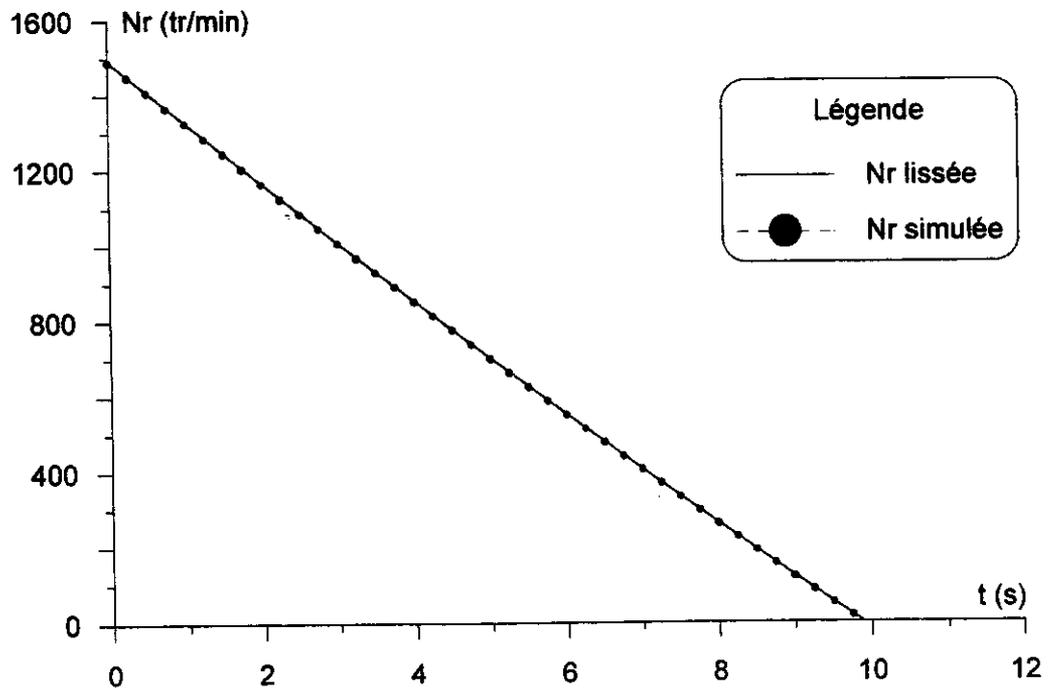
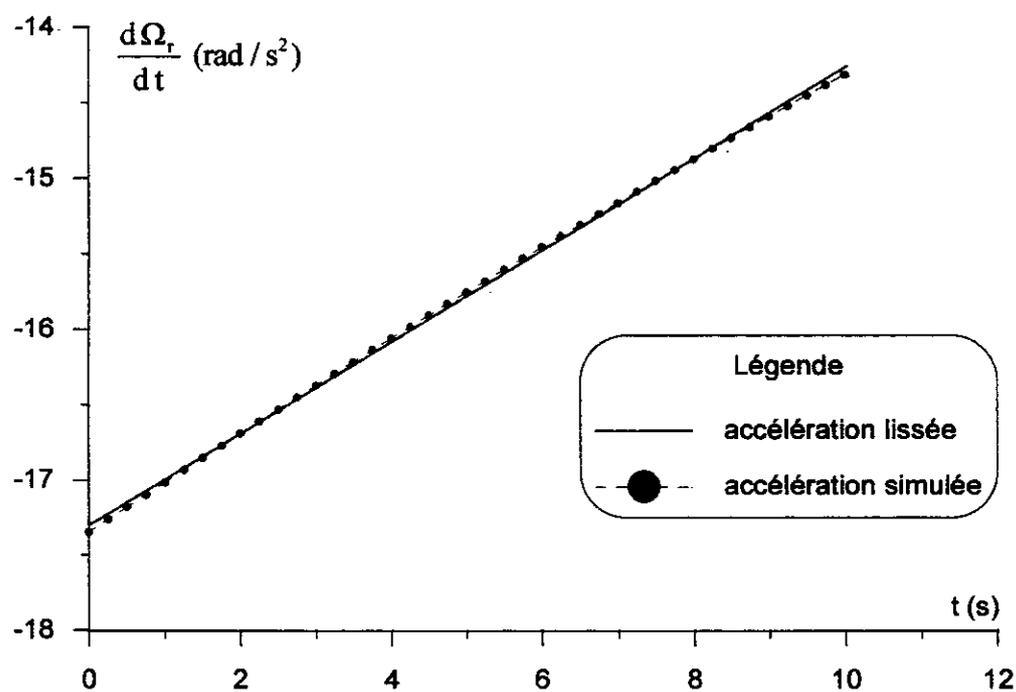
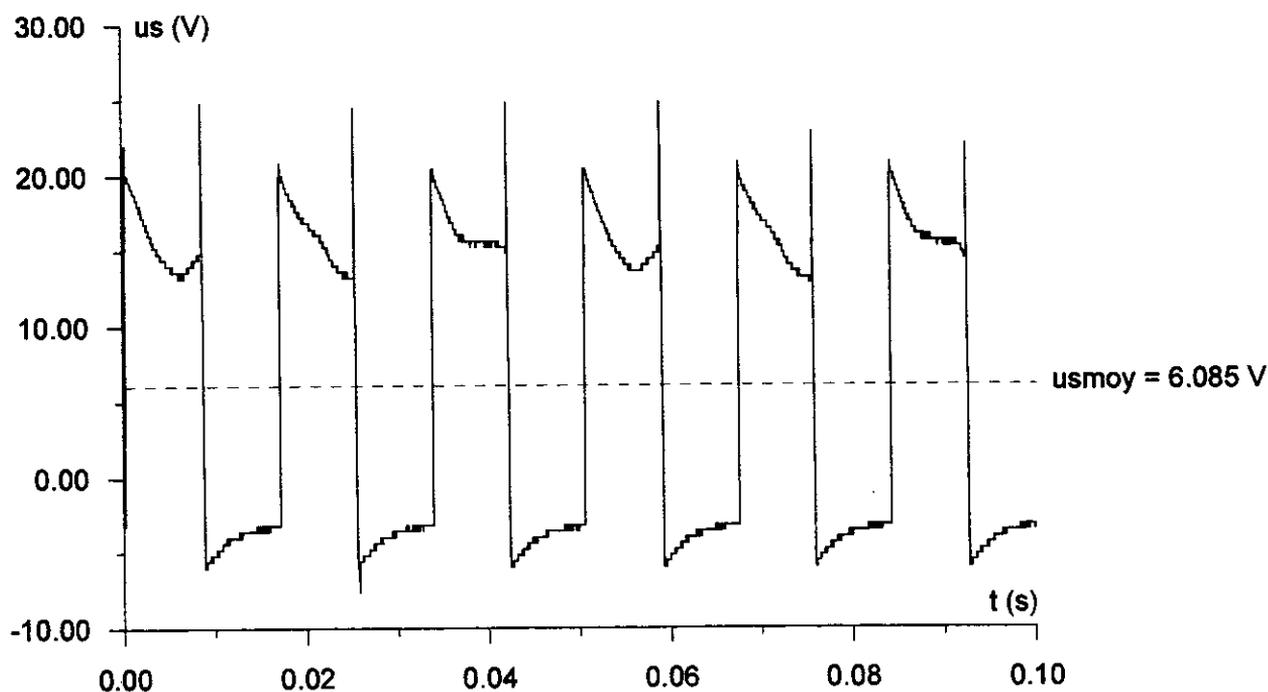


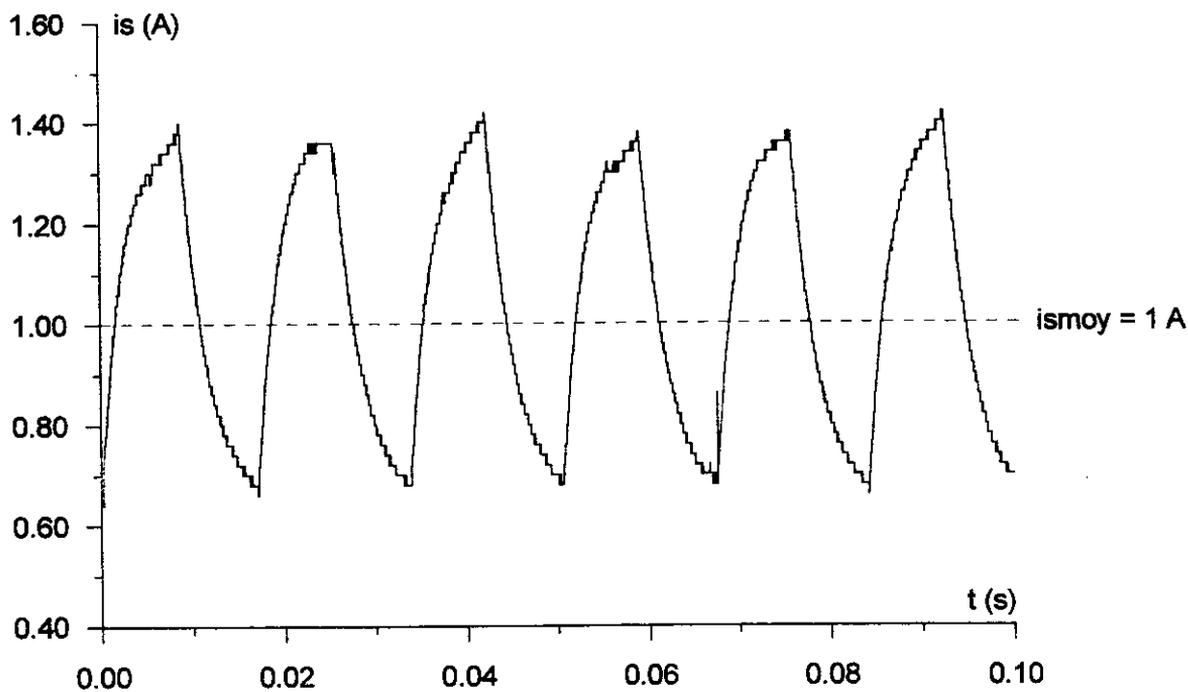
Fig. (II.13) Comparaison des courbes de vitesse de rotation lissée et simulée de l'essai de ralentissement de la machine.



**Fig. (II.14) Comparaison des courbes d'accélération angulaire lissée et simulée de l'essai de ralentissement de la machine.**



**Fig. (II.15) Signal de tension en créneaux  $u_s$ , aux bornes du circuit d'essai d'identification de la machine non saturée.**



**Fig. (II.16) Réponse expérimentale du système non saturé représentée par le signal de courant  $i_s$ , en régime établi**

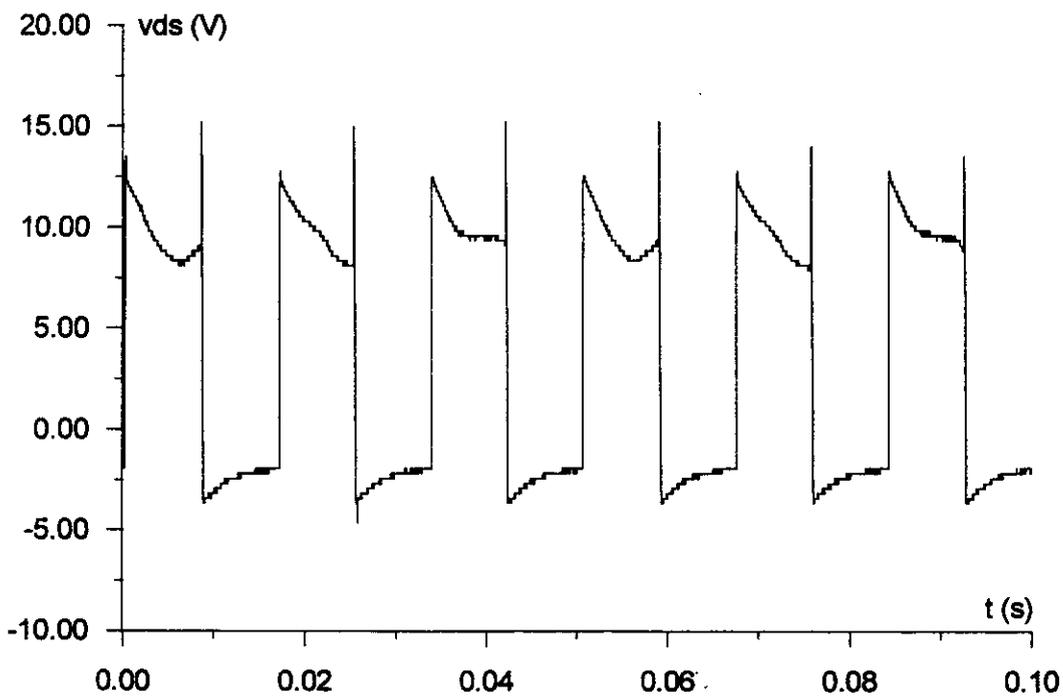


Fig. (II.17) Signal d'excitation du système non saturé par la tension de Park  $v_{ds}$ .

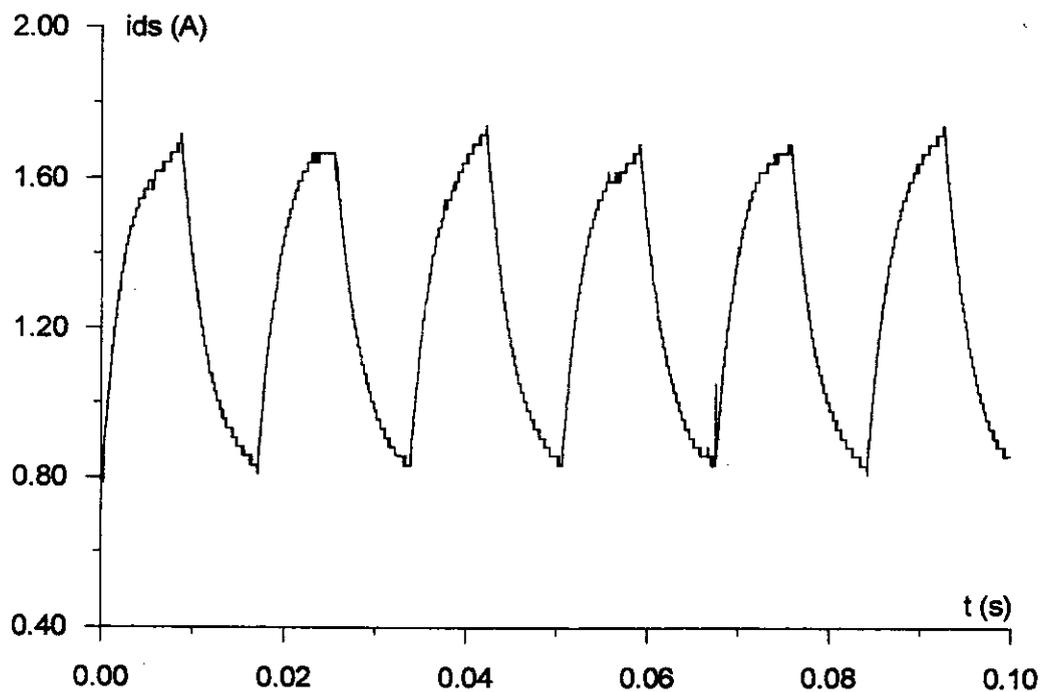
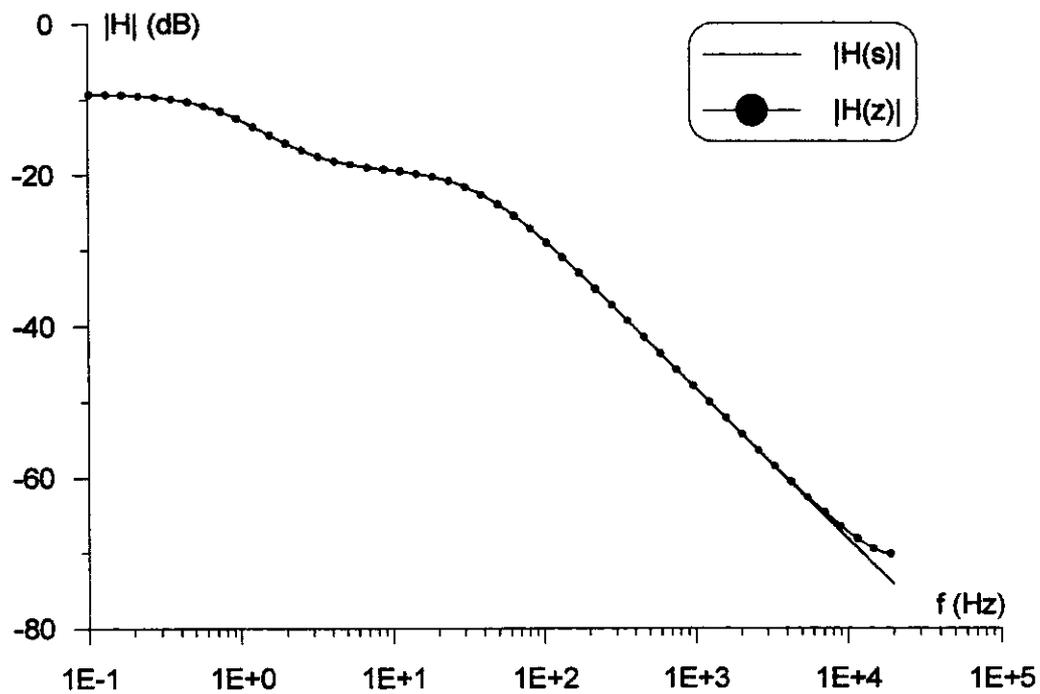
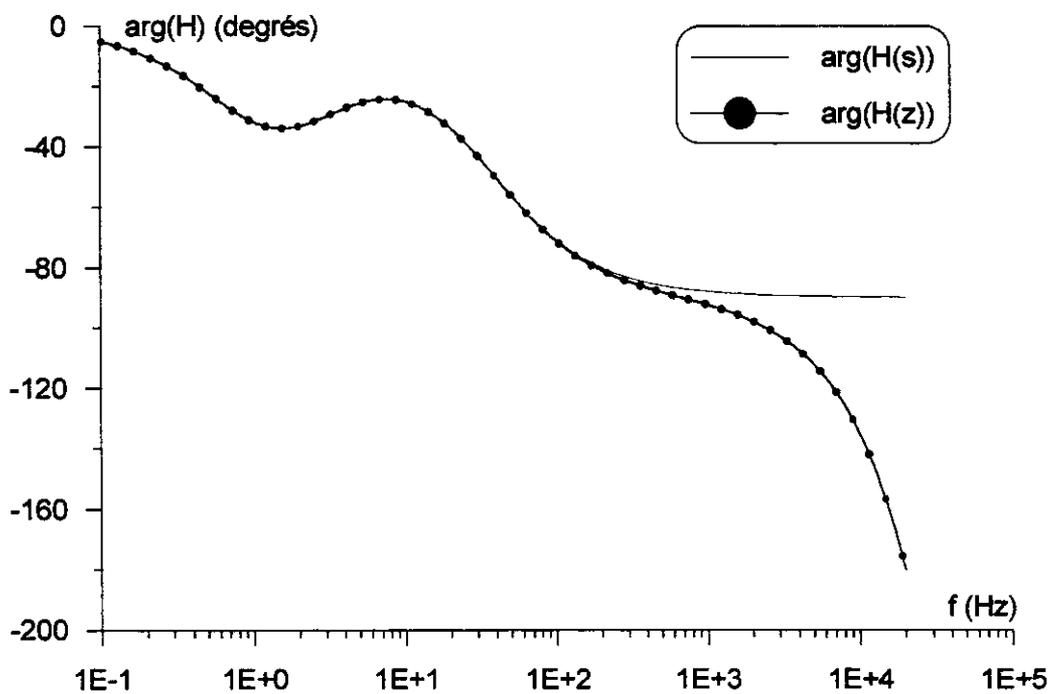


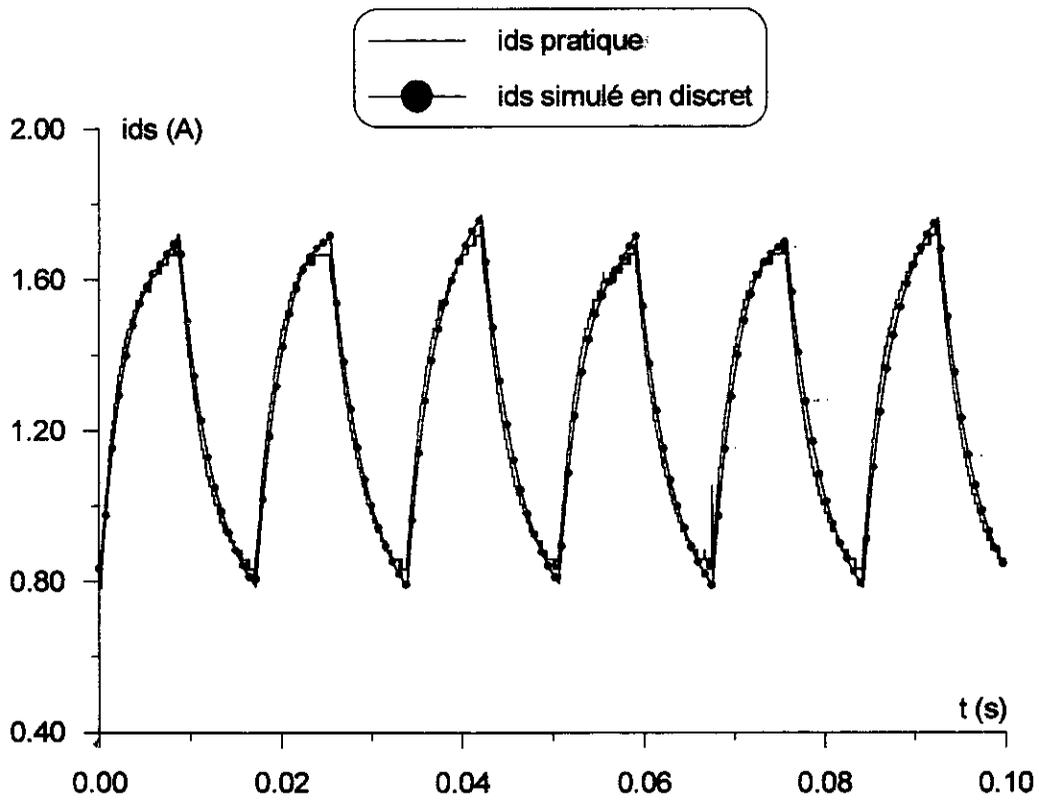
Fig. (II.18) Réponse pratique du système non saturé représentée par le signal de courant de Park  $i_{ds}$  en régime établi



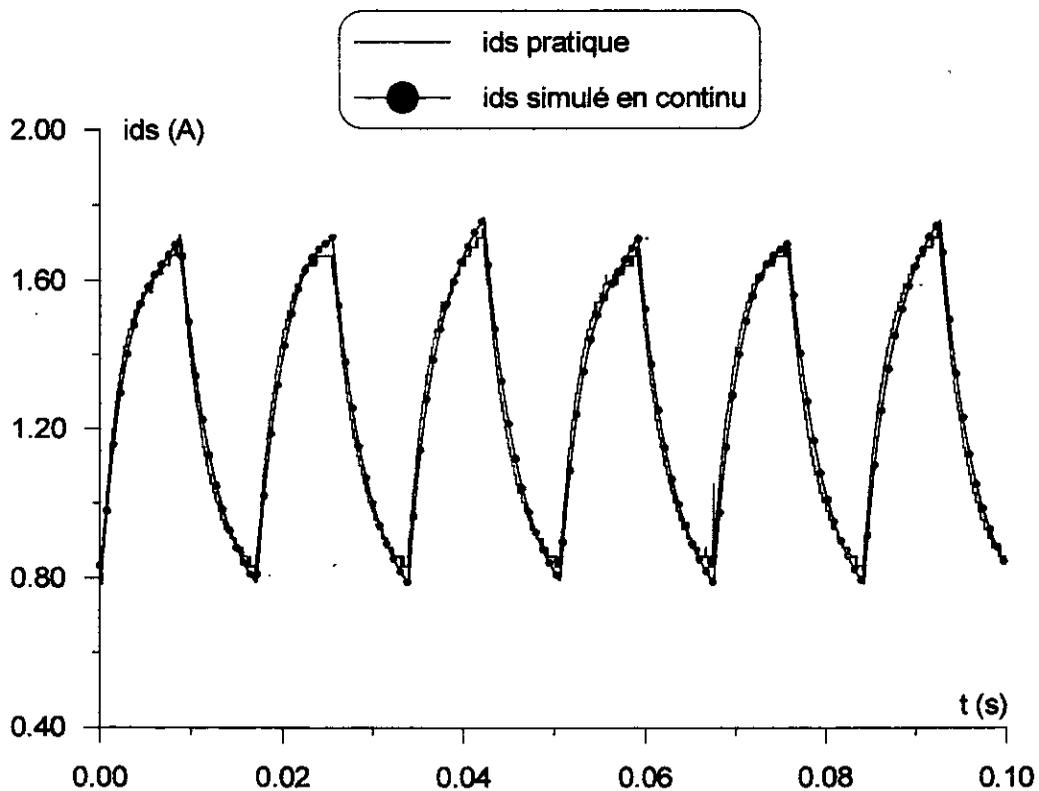
**Fig. (II.19) Effet de l'échantillonnage en présence d'un bloqueur d'ordre zéro sur la bande passante du système linéaire.**



**Fig. (II.20) Déphasage introduit par un échantillonneur bloqueur d'ordre zéro**



**Fig. (II.21) Comparaison des réponses expérimentale et simulée dans l'espace d'état discret du courant  $i_{ds}$  en régime établi non saturé (validation de l'algorithme d'identification discret)**



**Fig. (II.22) Comparaison des réponses expérimentale et simulée dans l'espace d'état continu du courant  $i_{ds}$  en régime établi non saturé (validation de la méthode de transformation fréquentielle inverse)**

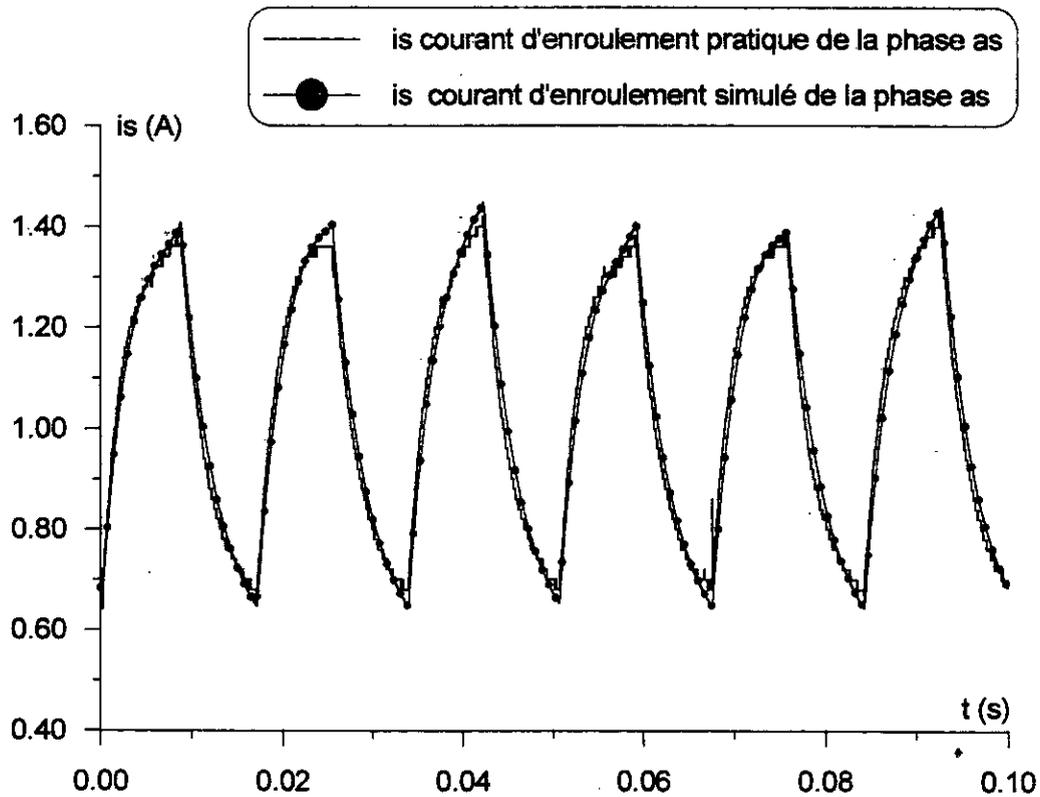


Fig. (II.23) Comparaison des réponses expérimentale et simulée du courant  $i_s$  en régime établi non saturé (validation de l'hypothèse de P.L.Alger).

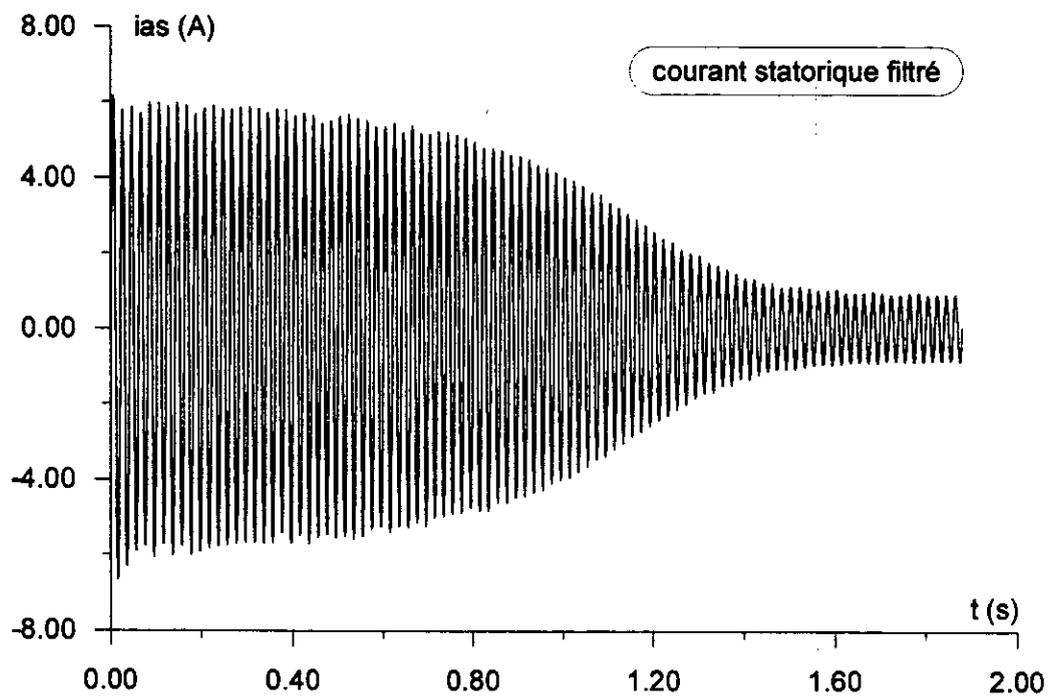


Fig. (II.24) Courant statorique filtré  $i_{as}$  de démarrage direct à vide sous tension simple réduite ( $V_{1eff} = 70$  V) en régime alternatif dynamique non saturé

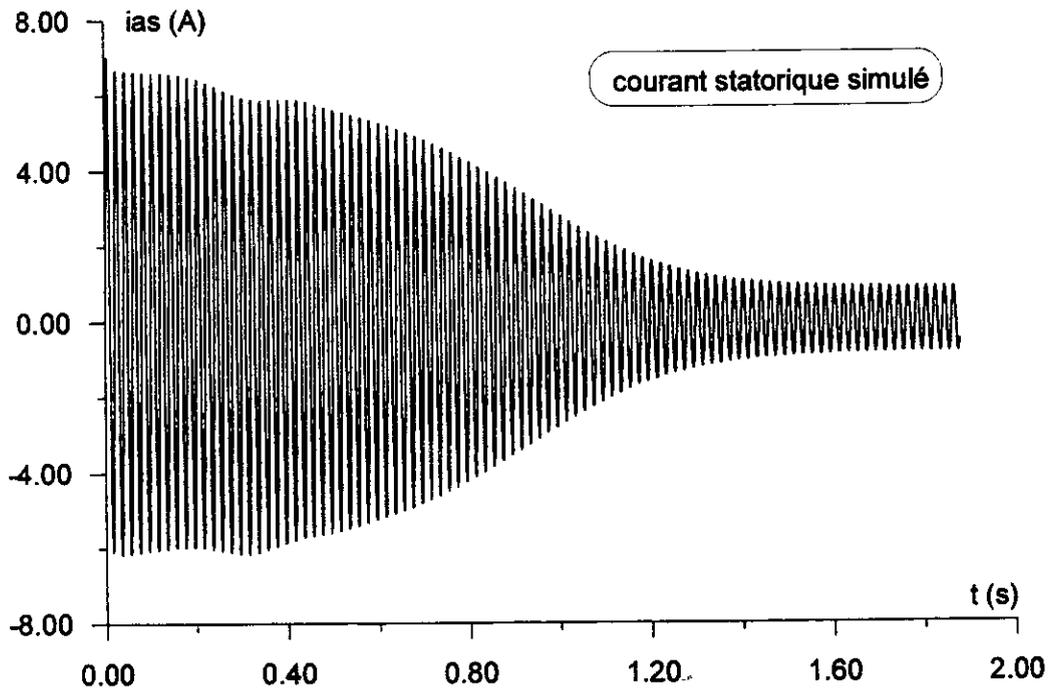


Fig. (II.25) Courant statorique simulé  $i_{as}$  de démarrage direct à vide sous tension simple réduite ( $V_{1eff} = 70$  V) en régime alternatif dynamique non saturé

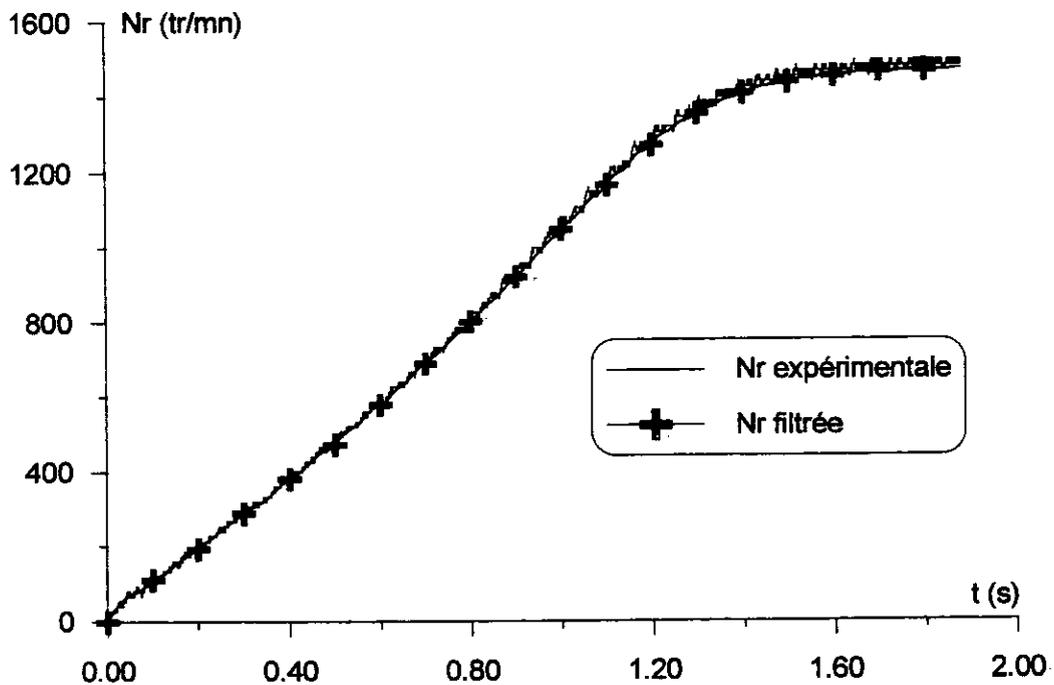
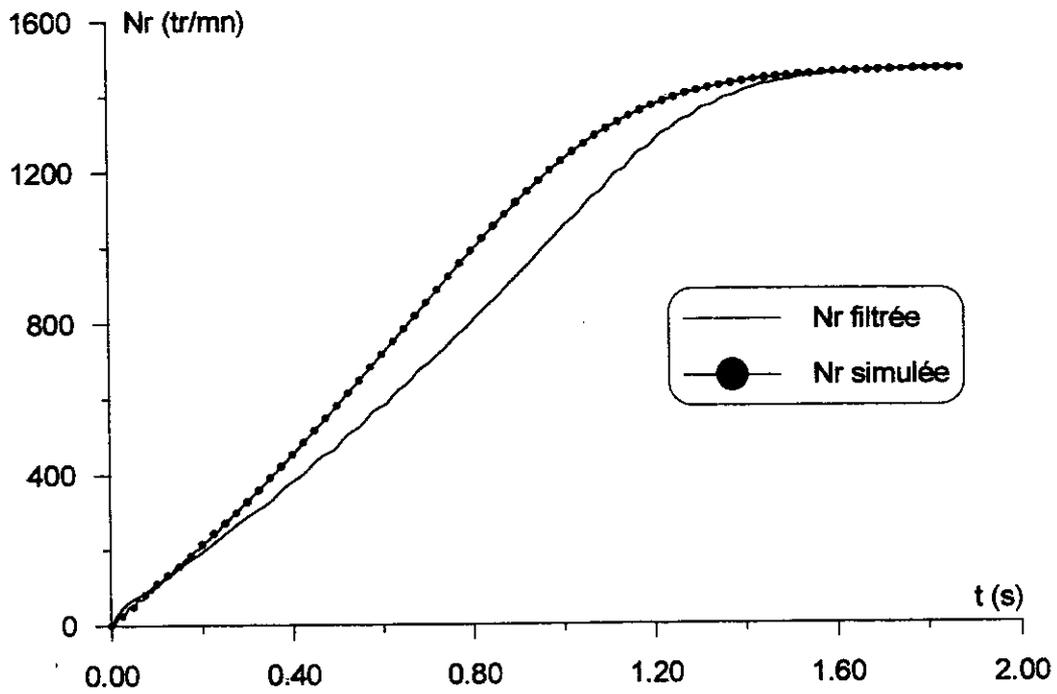
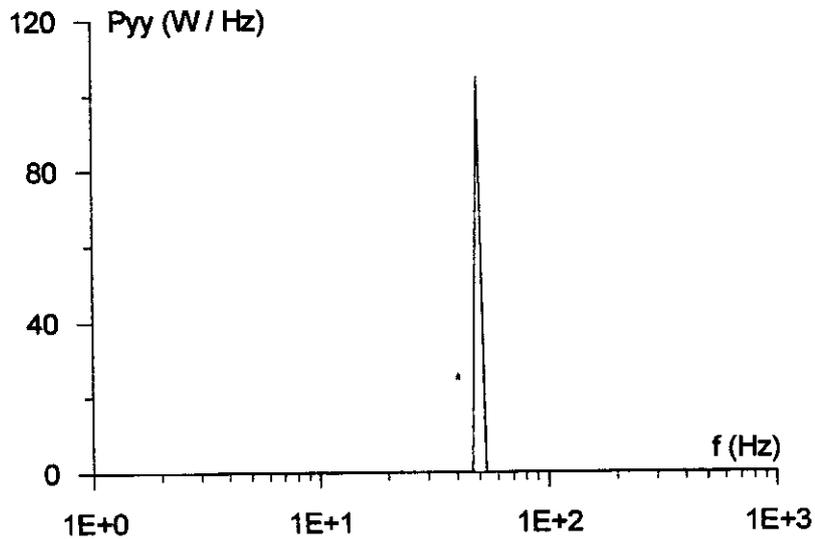


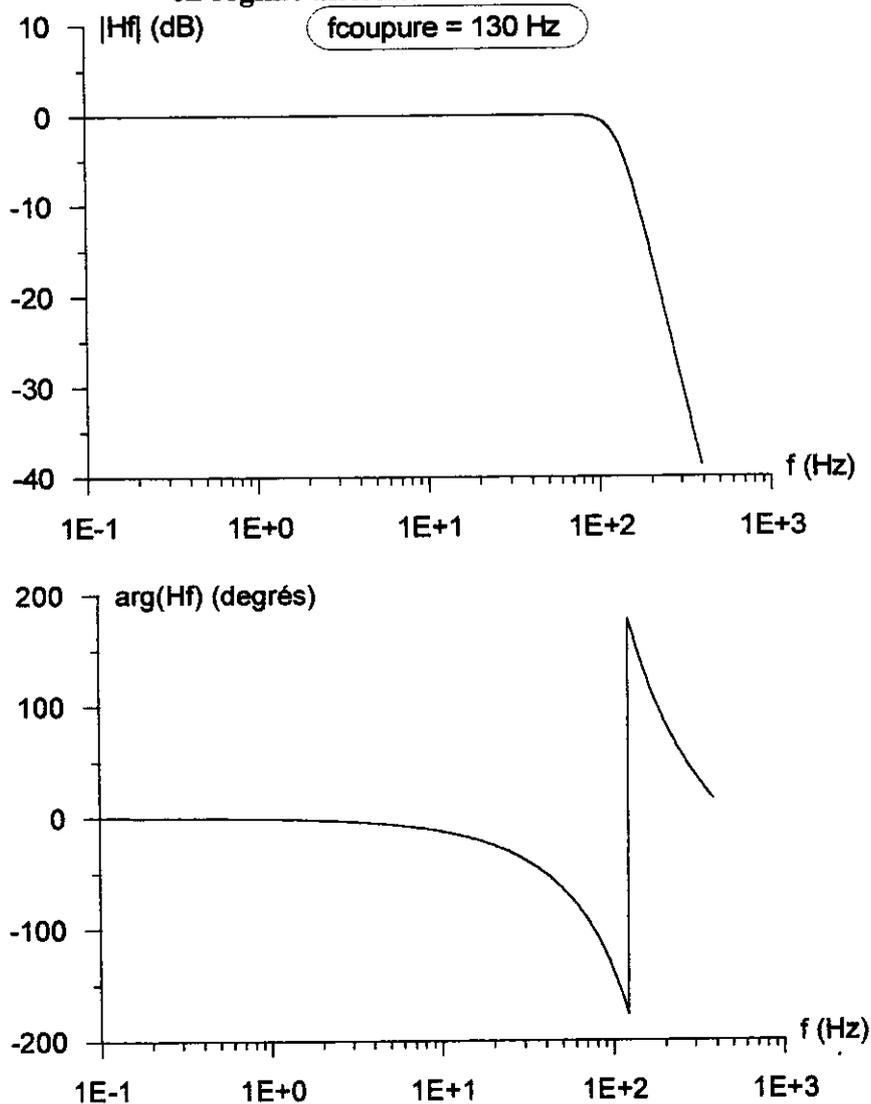
Fig. (II.26) Courbes d'établissement de vitesse mesurée et filtrée au démarrage direct à vide sous tension simple réduite ( $V_{1eff} = 70$  V) en régime alternatif dynamique non saturé



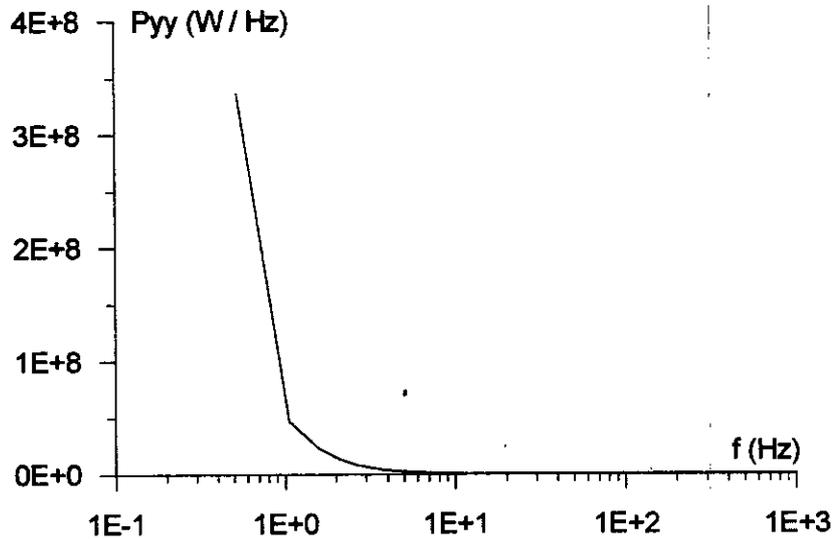
**Fig. (II.27) Comparaison des courbes d'établissement de vitesse filtrée et simulée au démarrage direct à vide sous tension simple réduite ( $V_{1eff} = 70 V$ ) en régime alternatif dynamique non saturé**



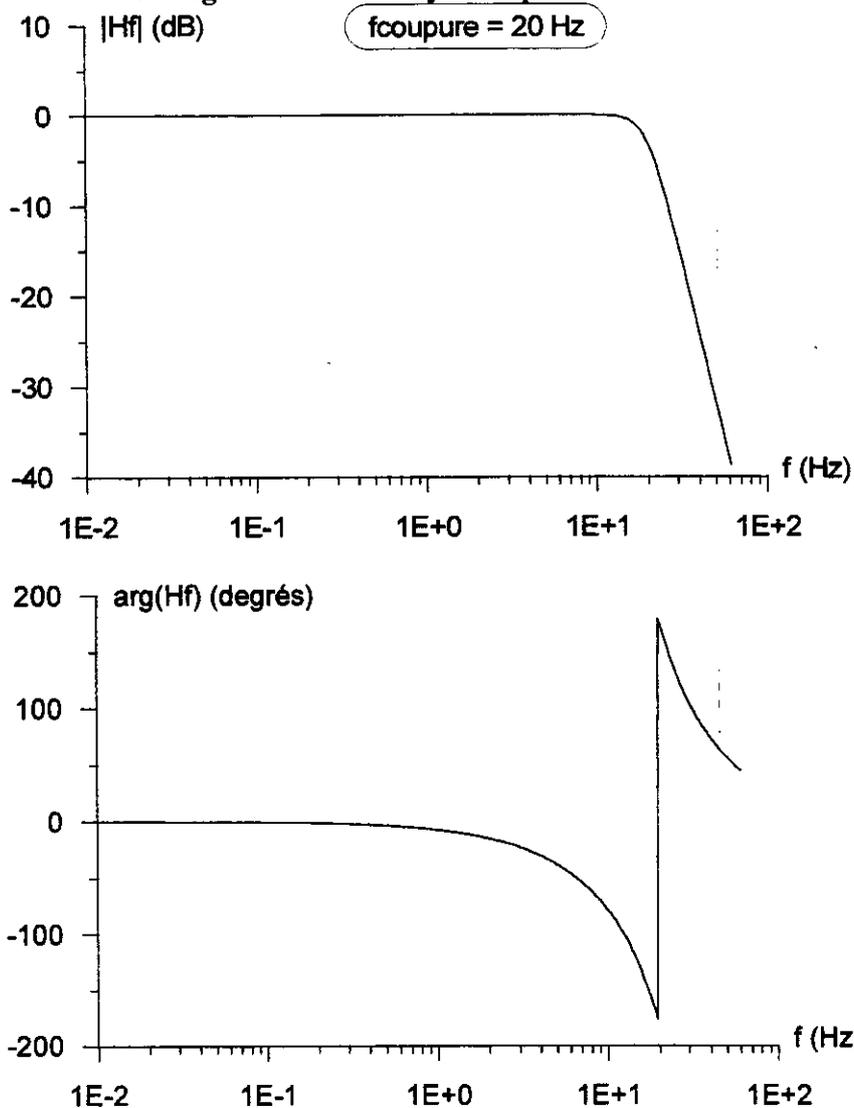
**Fig. (II.28) Spectre d'une raie du signal périodique de courant statorique à l'état brut  $i_{sa}$  après démarrage direct à vide sous tension simple réduite ( $V_{1eff} = 70\text{ V}$ ) en régime alternatif établi non saturé.**



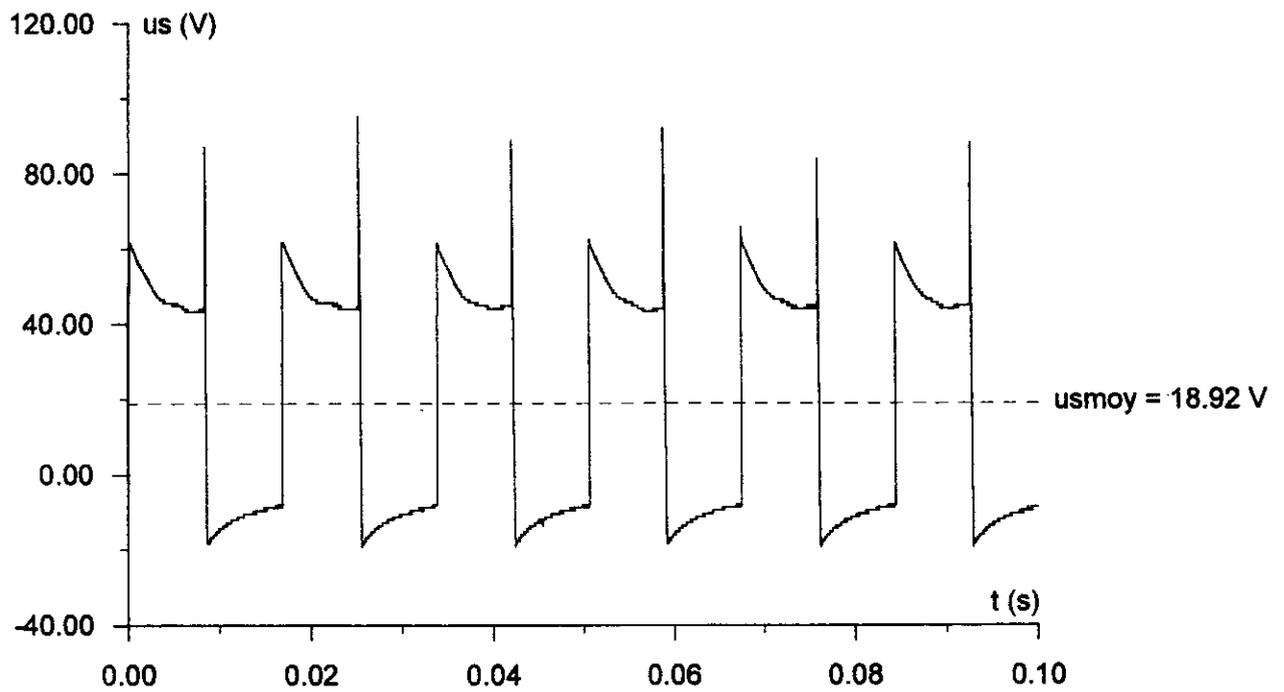
**Fig. (II.29) Module et phase de la réponse fréquentielle complexe du filtre numérique passe-bas type Butterworth du courant statorique  $i_{sa}$  au démarrage direct à vide sous tension simple réduite ( $V_{1eff} = 70\text{ V}$ ) en régime alternatif dynamique non saturé.**



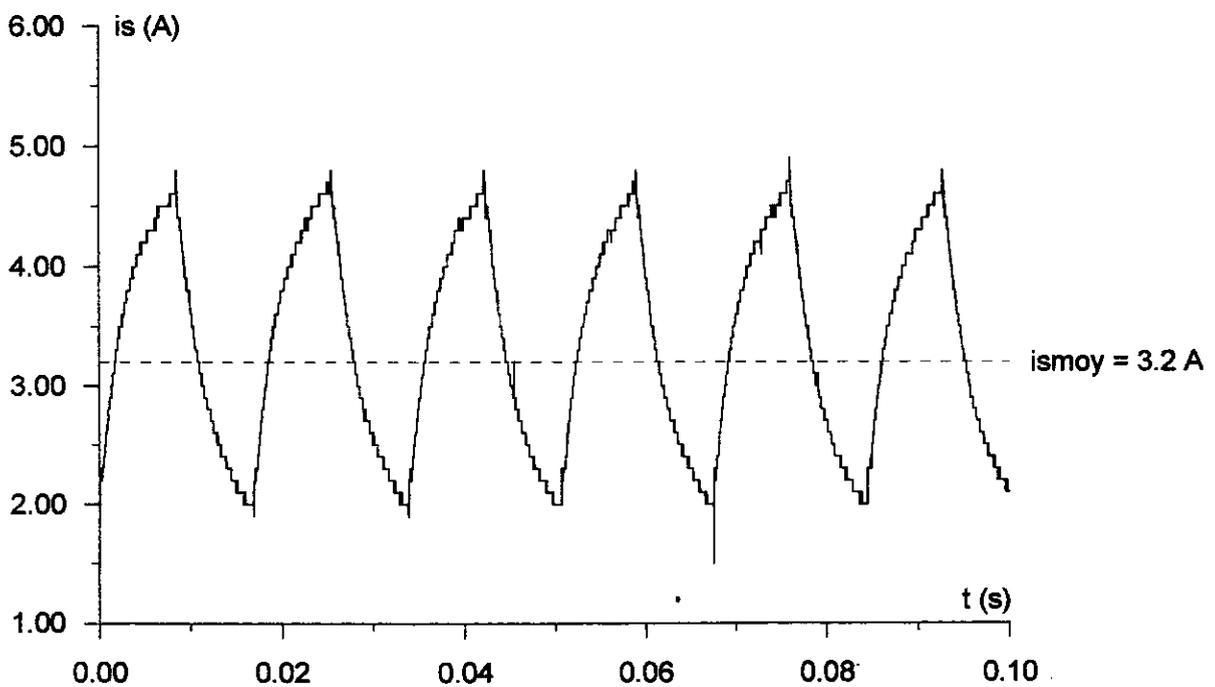
**Fig. (II.30) Spectre continu du signal apériodique d'établissement de vitesse à l'état brut au démarrage direct à vide sous tension simple réduite ( $V_{1eff} = 70 \text{ V}$ ) en régime alternatif dynamique non saturé.**



**Fig. (II.31) Caractéristiques fréquentielles du filtre numérique passe-bas type Butterworth du signal d'établissement de vitesse au démarrage direct à vide sous tension simple réduite ( $V_{1eff} = 70 \text{ V}$ ) en régime alternatif dynamique non saturé.**



**Fig. (II.32) Signal de tension en créneaux  $u$ , aux bornes du circuit d'essai d'identification de la machine saturée.**



**Fig. (II.33) Réponse expérimentale du système saturé représentée par le signal de courant  $i_s$ , en régime établi**

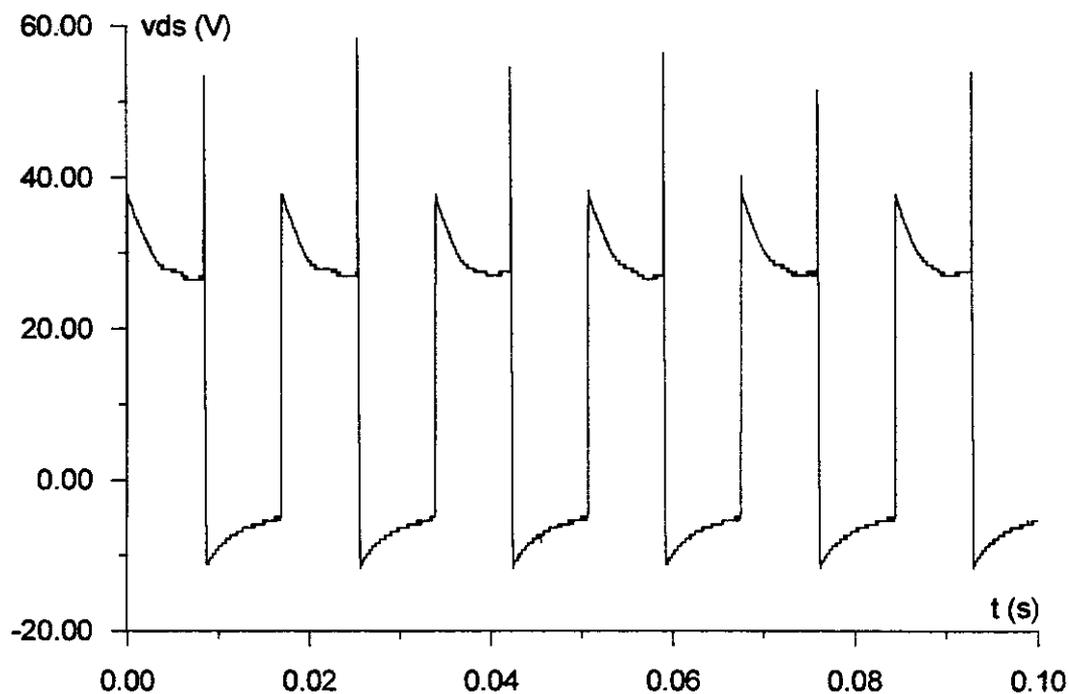


Fig. (II.34) Signal d'excitation du système saturé par la tension de Park  $v_{ds}$ .

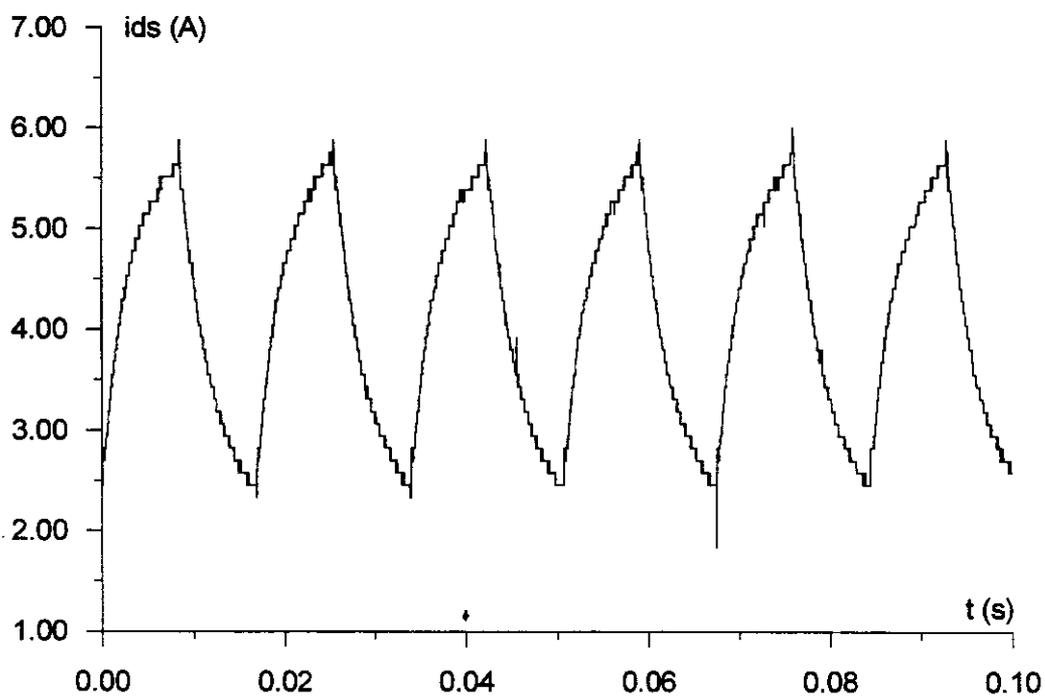
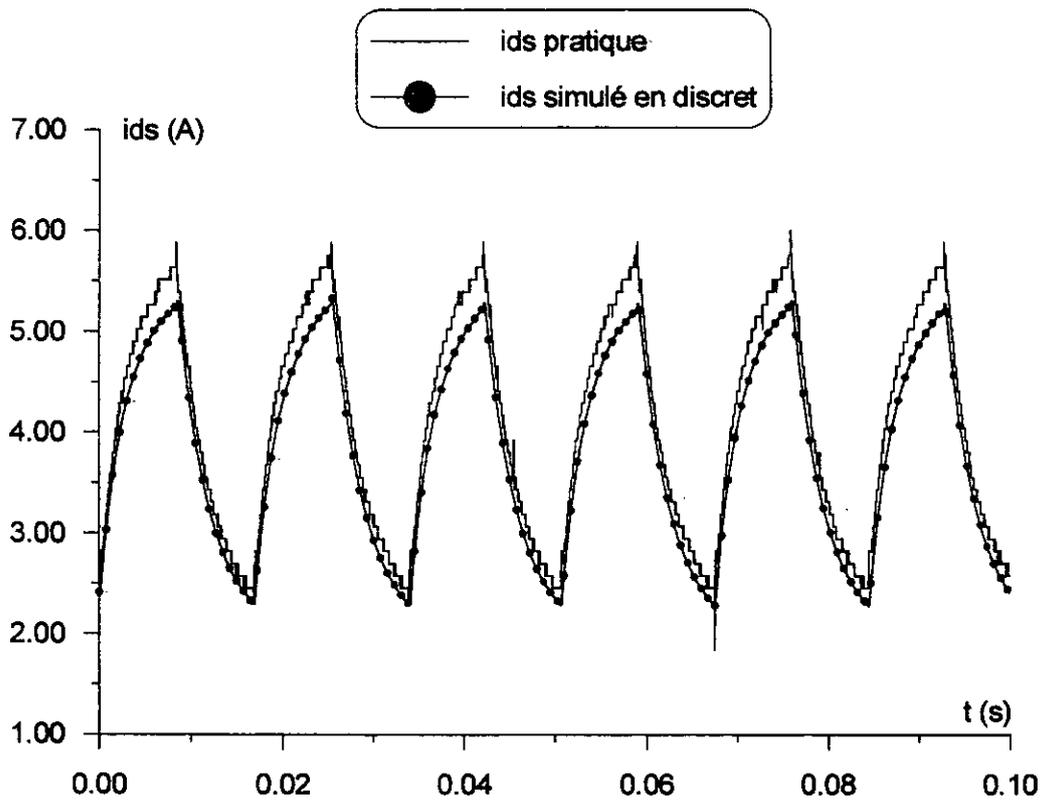
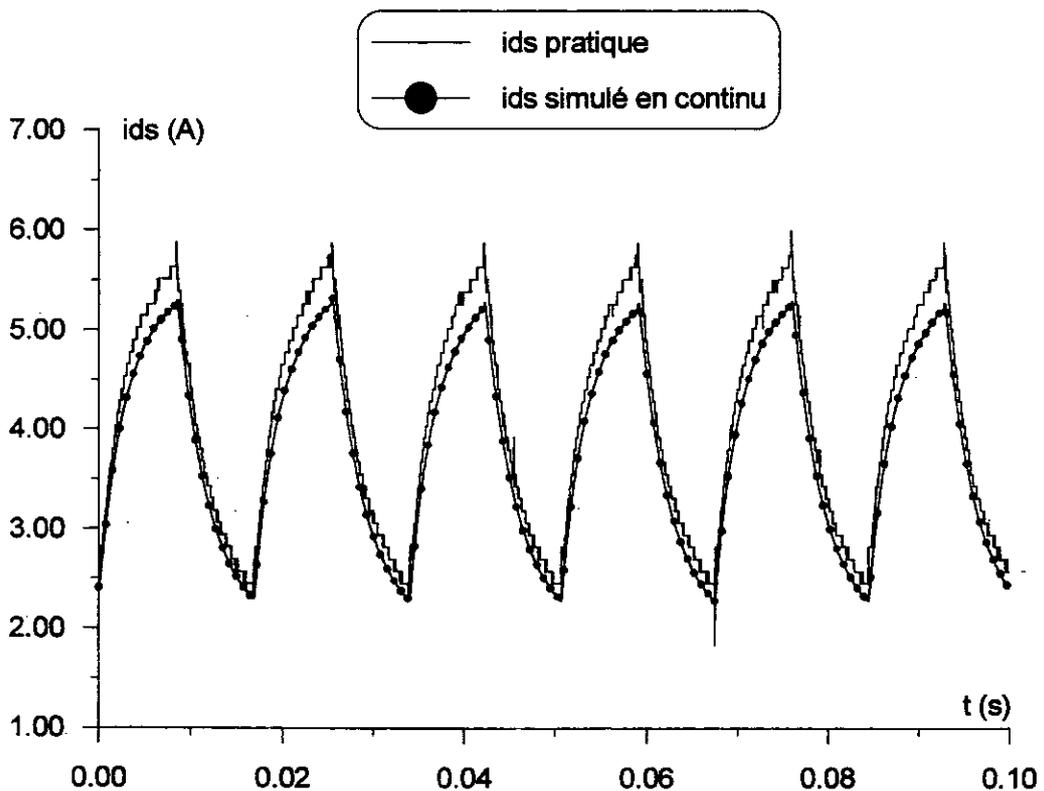


Fig. (II.35) Réponse pratique du système saturé représentée par le signal de courant de Park  $i_{ds}$  en régime établi



**Fig. (II.36) Comparaison des réponses expérimentale et simulée dans l'espace d'état discret du courant  $i_{ds}$  en régime établi saturé (validation de l'algorithme d'identification discret).**



**Fig. (II.37) Comparaison des réponses expérimentale et simulée dans l'espace d'état continu du courant  $i_{ds}$  en régime établi saturé (validation de la méthode de transformation fréquentielle inverse)**

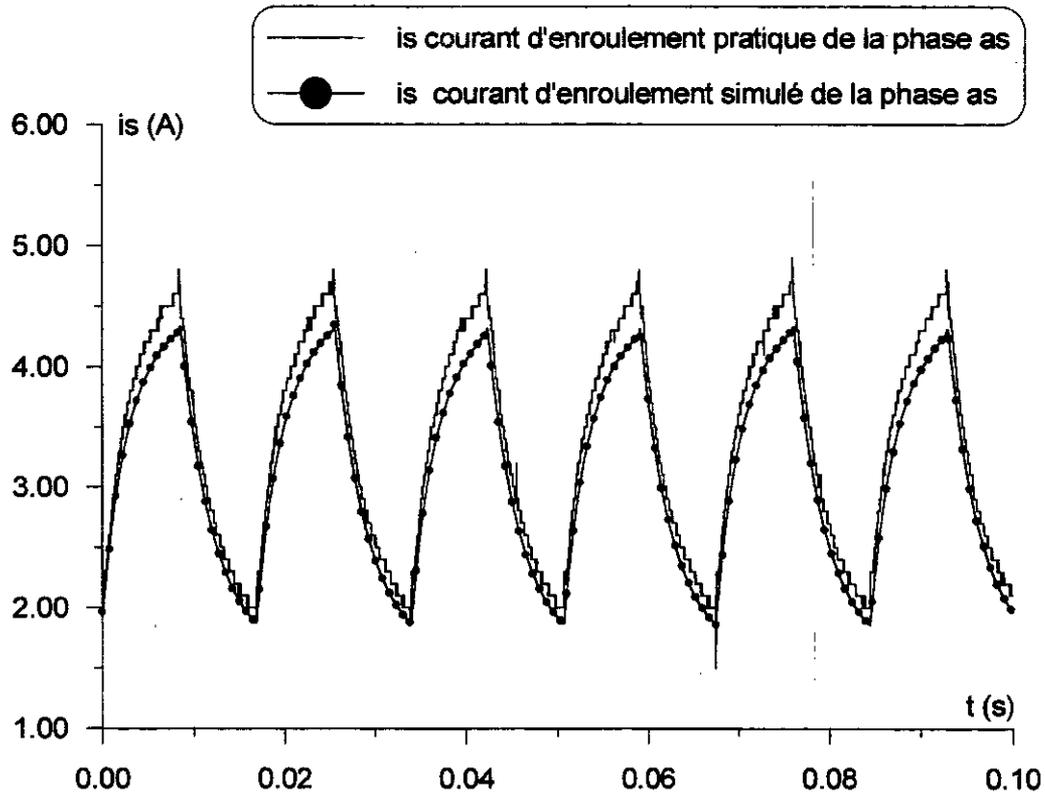


Fig. (II.38) Comparaison des réponses expérimentale et simulée du courant  $i_s$  en régime établi saturé (validation de l'hypothèse de P.L.Alger)

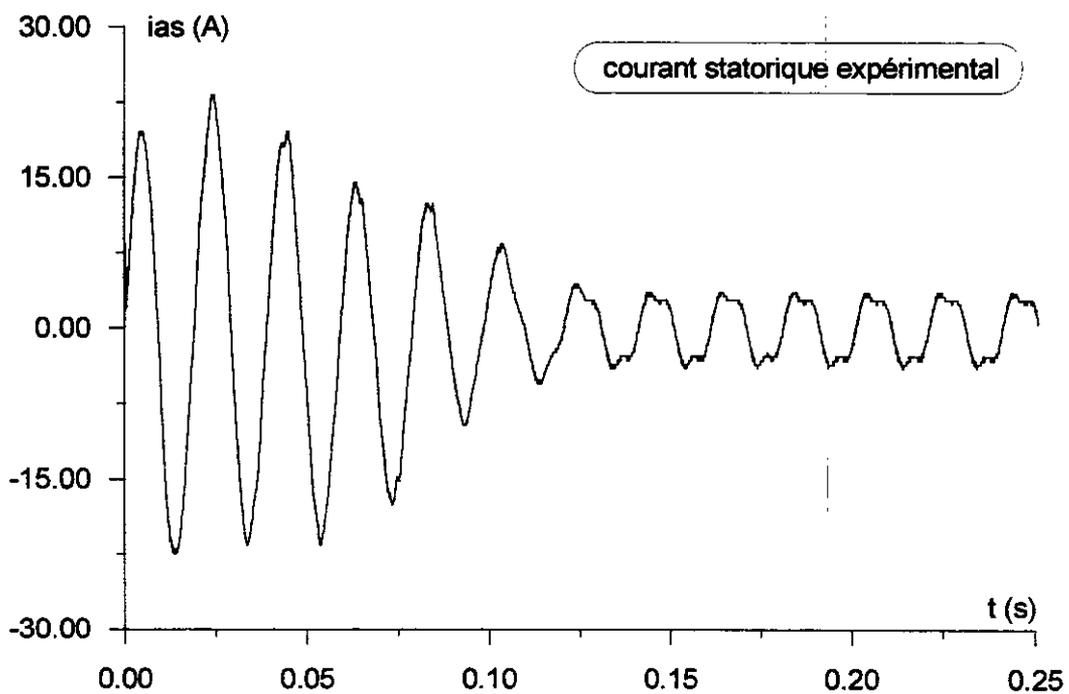
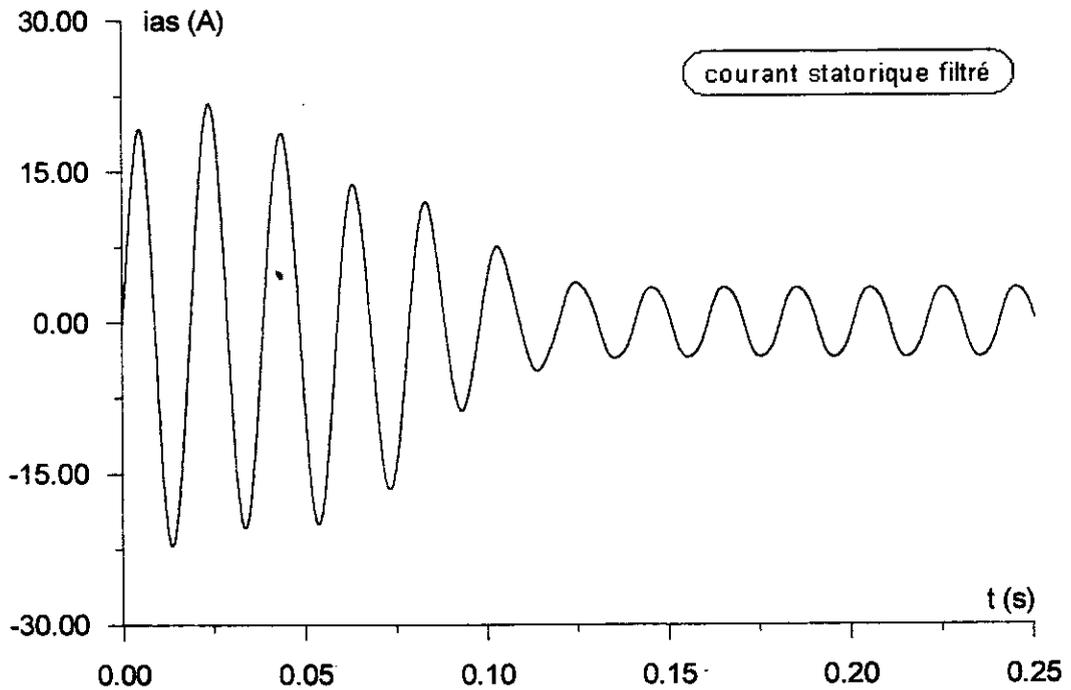
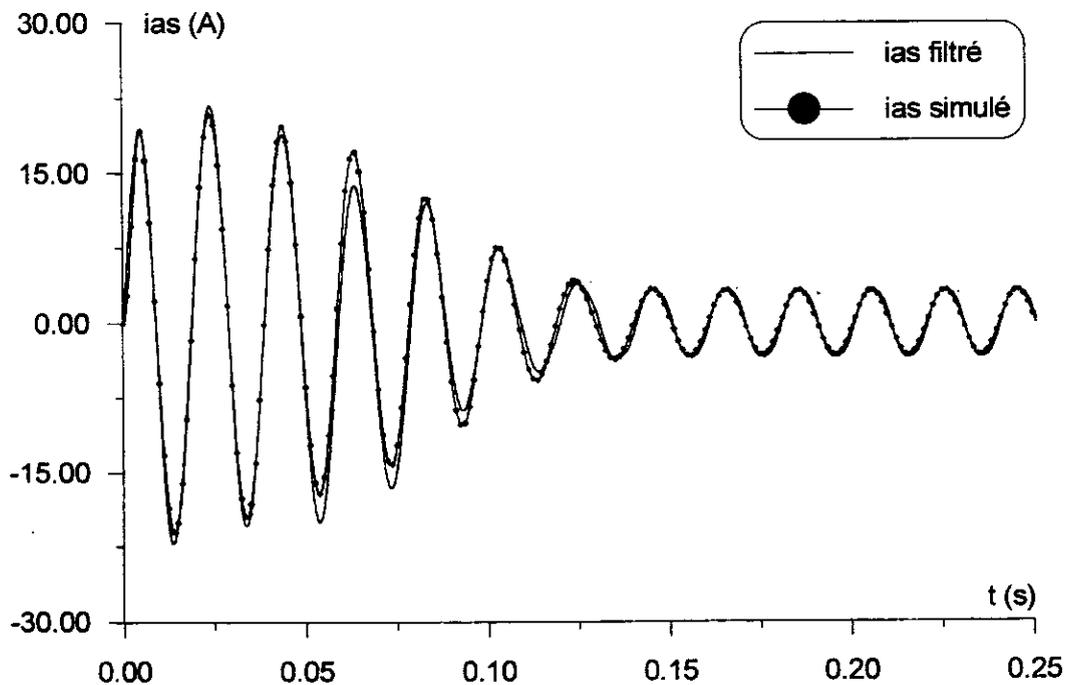


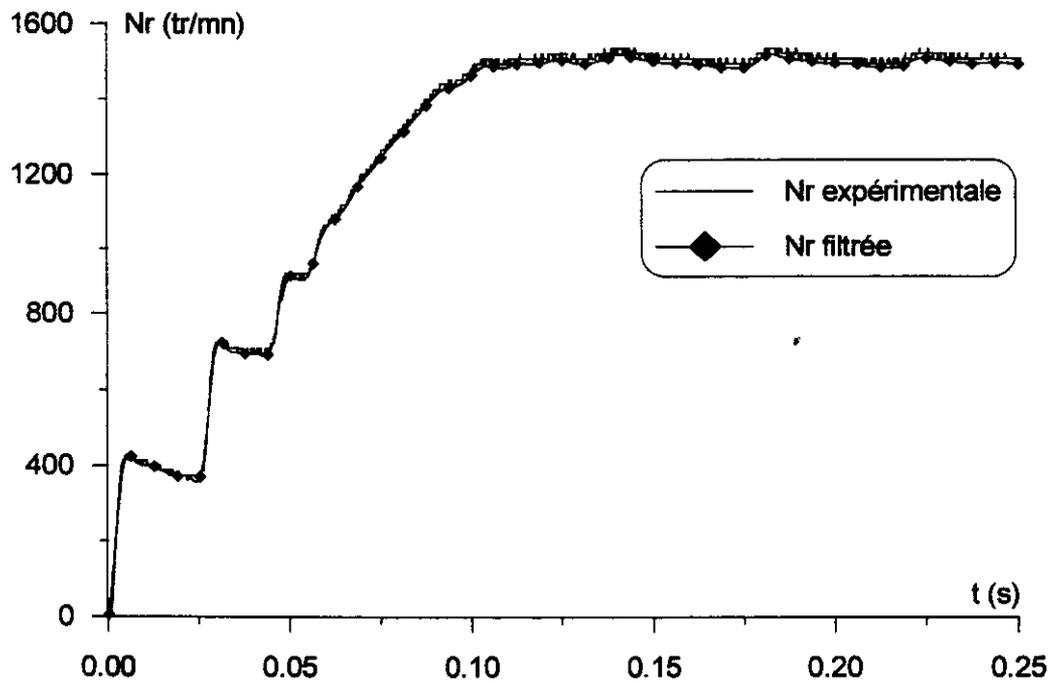
Fig. (II.39) Courant statorique mesuré  $i_{as}$  de démarrage direct à vide sous tension simple nominale ( $V_{1eff} = 220$  V) en régime alternatif dynamique saturé



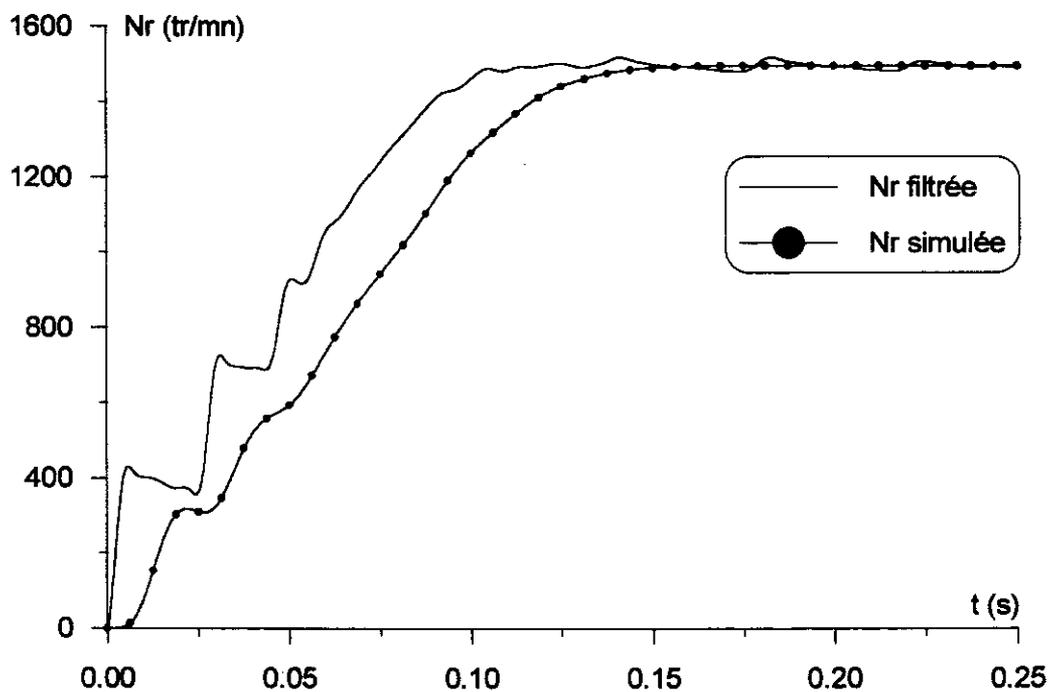
**Fig. (II.40) Courant statorique filtré  $i_{as}$  de démarrage direct à vide sous tension simple nominale ( $V_{1eff} = 220$  V) en régime alternatif dynamique saturé.**



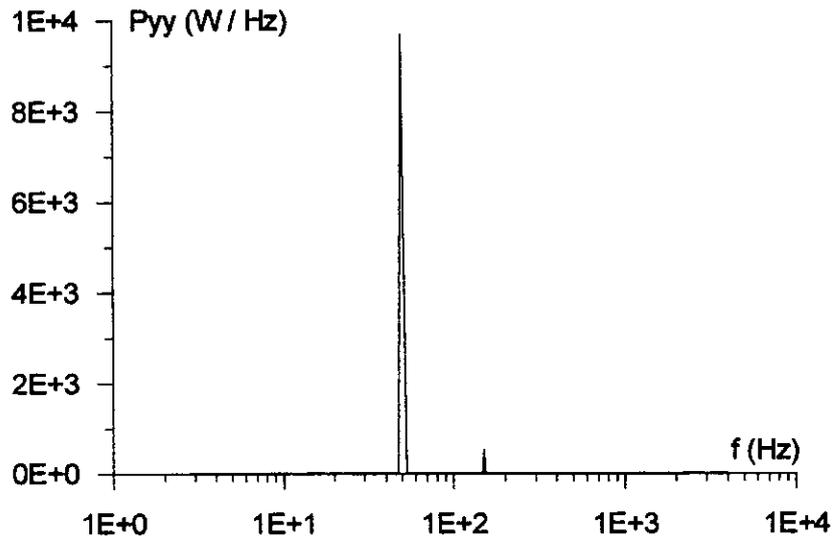
**Fig. (II.41) Comparaison des courants statorique filtré et simulé  $i_{as}$  de démarrage direct à vide sous tension simple nominale ( $V_{1eff} = 220$  V) en régime alternatif dynamique saturé.**



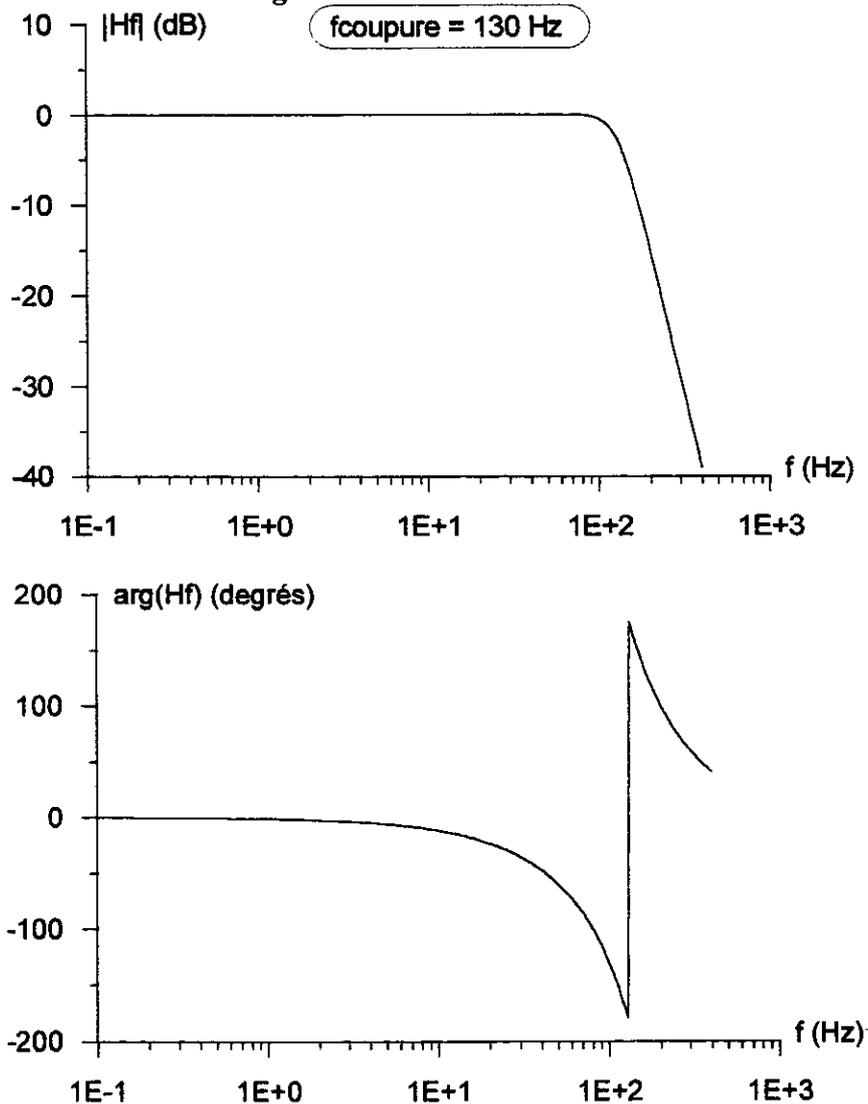
**Fig. (II.42) Courbes d'établissement de vitesse mesurée et filtrée au démarrage direct à vide sous tension simple nominale ( $V_{1\text{eff}} = 220 \text{ V}$ ) en régime alternatif dynamique saturé.**



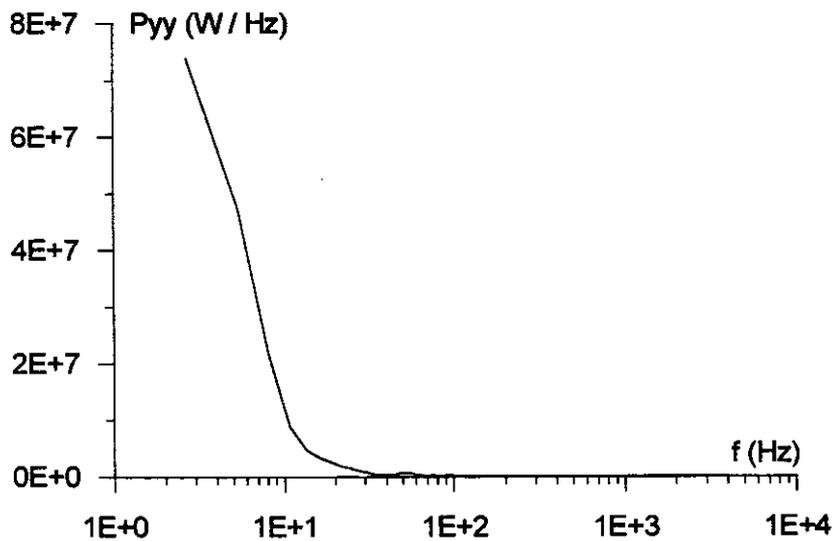
**Fig. (II.43) Comparaison des courbes d'établissement de vitesse filtrée et simulée au démarrage direct à vide sous tension simple nominale ( $V_{1\text{eff}} = 220 \text{ V}$ ) en régime alternatif dynamique saturé**



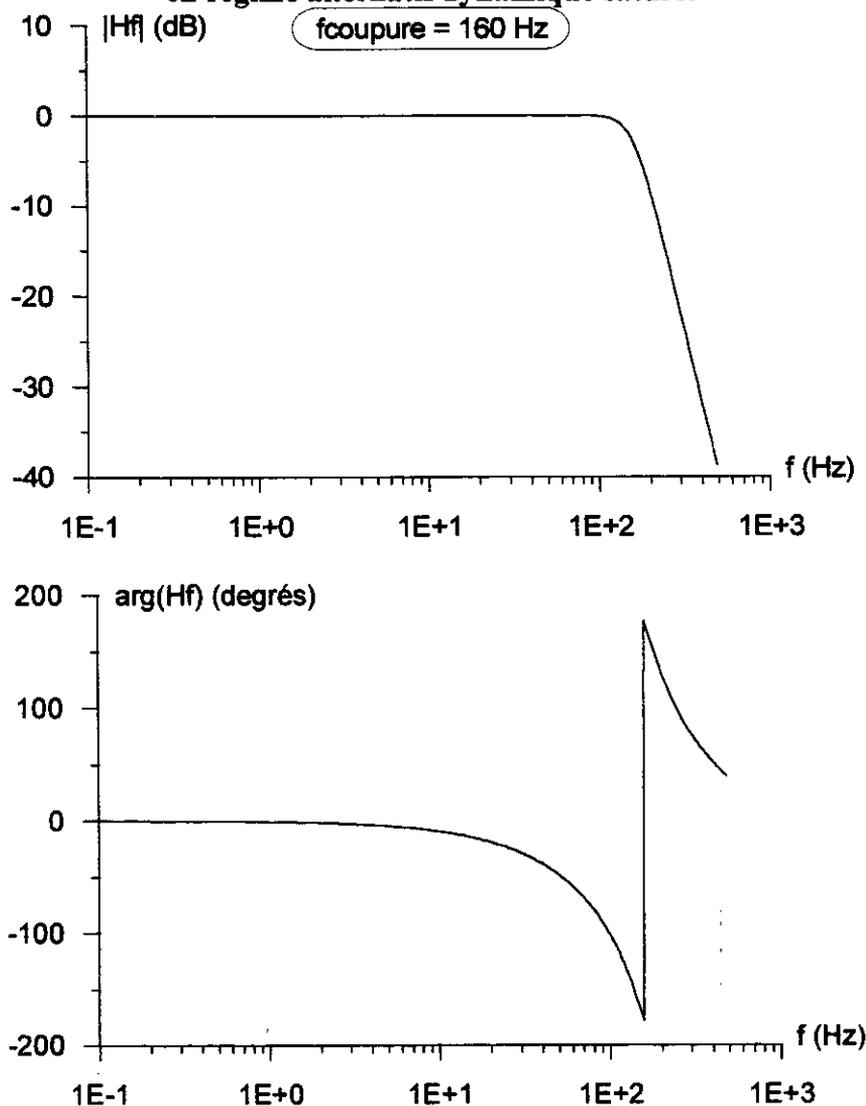
**Fig. (II.44) Spectre de raies du signal périodique de courant statorique à l'état brut  $i_{as}$  après démarrage direct à vide sous tension simple nominale ( $V_{1eff} = 220$  V) en régime alternatif établi saturé.**



**Fig. (II.45) Module et phase de la réponse fréquentielle complexe du filtre numérique passe-bas type Butterworth du courant statorique  $i_{as}$  au démarrage direct à vide sous tension simple nominale ( $V_{1eff} = 220$  V) en régime alternatif dynamique saturé.**



**Fig. (II.46) Spectre continu du signal apériodique d'établissement de vitesse à l'état brut au démarrage direct à vide sous tension simple nominale ( $V_{1\text{eff}} = 220 \text{ V}$ ) en régime alternatif dynamique saturé.**



**Fig. (II.47) Caractéristiques fréquentielles du filtre numérique passe-bas type Butterworth du signal d'établissement de vitesse au démarrage direct à vide sous tension simple nominale ( $V_{1\text{eff}} = 220 \text{ V}$ ) en régime alternatif dynamique saturé**

**PARTIE III**

# **IDENTIFICATION PARAMETRIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE EN REGIME DYNAMIQUE LINEAIRE**

## **Introduction**

La commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée, repose sur des fondements théoriques purement électrotechnique [44; 45], elle consiste à annuler instantanément la composante transversale du flux au niveau, soit du stator, de l'entre fer, ou du rotor, dans un référentiel généralisé de Park, et de maintenir en permanence, constant le module du vecteur flux orienté.

Pour réaliser l'autopilotage de la machine asynchrone triphasée en contrôle vectoriel, on fait appel aux outils de l'automatique moderne, dans le but d'implanter une commande découplée, du flux orienté et du couple électromagnétique, à travers des variables de réglage appropriées. Si on se place, dans le cas du contrôle vectoriel indirect, par orientation du flux rotorique, qui exige la présence d'un capteur de position du rotor, les grandeurs de réglage pour une alimentation en tension, sont les composantes relatives de Park du courant statorique  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , facilement mesurables, avec une intervention directe de la constante de temps rotorique  $\tau_r$  sur  $i_{ds}$ , qui a un poids assez lourd, sur les performances de ce type de contrôle dynamique [46; 47], très sensible en global, aux variations des paramètres de la machine [48; 49]. En effet, si la constante de temps du rotor est mal estimée, une erreur intolérable, est commise sur la phase du flux rotorique, ce qui introduit un couplage entre le flux mal orienté et le couple électromagnétique, qui peut conduire à son tour, à des instabilités de fonctionnement de la machine. Motivé par l'importance du rôle dominant de la constante de temps rotorique, dans la commande par orientation du flux des machines asynchrone, qui tend à s'imposer de plus en plus, du fait de ses performances dynamiques élevées, ces deux dernière décennies ont connue une grande intensification des travaux de recherche, concernant les diverses méthodes d'estimation paramétrique linéaire des machines asynchrones, sans cesse améliorées, en se basant sur la mesure des grandeurs statoriques (tensions et courants).

Dans le sens de cet axe de recherche, plusieurs méthodes de faisabilité pour l'identification en ligne de la constante de temps rotorique ou de la résistance du rotor [50; 51; 52; 53], ont vu le jour. Ainsi en général, pour une question d'efficacité de la commande, il est nécessaire de faire une poursuite des paramètres variables de la machine, dans sa plage de fonctionnement.

Pour toutes ces raisons, cette partie du travail est consacrée au développement de divers modèles linéaires, d'identification paramétrique réursive de la machine asynchrone triphasée, au sens des moindres carrés, dans le domaine temporel continu et discret. Ces structures récursives sont facilement convertibles en algorithmes d'identification en ligne.

Nous consacrerons la première section, au thème de l'identification du modèle paramétrique linéaire de la machine à induction triphasée, dans l'espace temporel continu, à partir de la réponse harmonique. On débutera par une formulation analytique, du modèle linéaire de la machine, à l'aide de la représentation spatio-temporelle continue complexe, des composantes relatives de Park [31], dans le but d'aboutir, après passage au domaine fréquentiel de Laplace, sous réserve de l'hypothèse de nullité des conditions initiales, à une fonction de transfert continue complexe particulière entrée-sortie de la machine, permettant ainsi une manipulation mathématique beaucoup plus aisée, que l'exploitation des équations d'état, en vue d'élaborer des modèles statistiques de régression linéaire, continus ou discrets, correspondant aux diverses structures de modèles SISO, MIMO ou MISO de la machine, selon son régime de fonctionnement.

Il est triviale de déduire l'équation différentielle linéaire complexe, à partir de la fonction de transfert continue complexe, par simple application de la transformée inverse de Laplace. La séparation des parties réelles et imaginaires, permet d'une manière générale, de formuler un problème de prédiction vectoriel, des variables de sorties, dans l'espace temporel continu.

Les essais d'identification sont réalisés, soit à rotor bloqué, où la machine se transforme du point de vue automatique, en un système linéaire monovarié, soit en régime de synchronisme, où l'objet est représenté par un modèle linéaire multivarié.

Dans la seconde section, nous aborderons le problème de l'identification paramétrique linéaire, de la machine à induction triphasée, dans le domaine temporel discret, lorsqu'elle se trouve alimentée par un onduleur de tension harmonique triphasé, à commande en pleine onde [54].

Une simple manipulation algébrique, permet de transformer la fonction de transfert continue complexe entrée-sortie de la machine, en une matrice de transfert continue réelle, anti-symétrique, à éléments diagonaux identiques, dont on procédera à son échantillonnage à une fréquence constante, à l'aide d'un extrapolateur d'ordre zéro.

L'application du théorème de retard temporel, à la matrice de transfert discrète réelle, permet d'obtenir un système de deux équations aux différences linéaires, régissant le comportement dynamique de la machine asynchrone, en rotation à une vitesse constante non nulle, ce qui donne le modèle de regression linéaire discret, de prédiction d'une variable vectorielle de sortie du système d'étude.

### **III.1 IDENTIFICATION DIRECTE DU MODELE LINEAIRE CONTINU DE LA MACHINE A PARTIR DE LA REPONSE HARMONIQUE**

Dans le cas, où l'expérimentateur ne dispose que d'une alimentation électrique, à partir d'une source de tension sinusoïdale triphasée, il ne lui est possible de mener une identification paramétrique de la machine asynchrone triphasée, qu'à partir du modèle continu, vu qu'elle ne nécessite pas la satisfaction à la condition de richesse fréquentielle des signaux d'entrées du système, par contre les signaux d'excitation doivent être continûment différentiables par rapport au temps en chaque point.

#### **III.1.1 Modèle à un axe de la machine formulé à l'aide de la représentation complexe du vecteur spatio-temporel de Park**

La représentation spatio-temporelle continue complexe, des composantes relatives de Park, dans le cas où la composante homopolaire est nulle, permet une écriture condensée des équations de la machine asynchrone triphasée, ce qui facilite leurs manipulation mathématique.

Si l'on désigne par :

$$\begin{cases} \underline{F}_s = \underline{f}_{dq_s} = \begin{bmatrix} f_{ds} & f_{qs} \end{bmatrix}^T \\ \underline{F}_r = \underline{f}_{dq_r} = \begin{bmatrix} f_{dr} & f_{qr} \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

les vecteurs représentatifs d'une grandeur électromagnétique triphasée équilibrée (sans régime de neutre) via la transformation de Park, respectivement statorique et rotorique, la représentation complexe associée à ces vecteurs, tout en attribuant l'axe réel à l'axe d, et l'axe imaginaire à l'axe q, est définie en notation complexe de la manière générale suivante :

$$\begin{cases} \underline{F}_s = f_{ds} + j f_{qs} \\ \underline{F}_r = f_{dr} + j f_{qr} \end{cases} \quad (j : \text{étant l'opérateur complexe}) \quad (\text{III.2})$$

Les nombres complexes  $\underline{F}_s$  et  $\underline{F}_r$ , sont les affixes respectifs des vecteurs spatio-temporel de Park  $F_s$  et  $F_r$ .

Réciproquement, les vecteurs  $F_s$  et  $F_r$ , sont les images vectorielles respectives des nombres complexes  $\underline{F}_s$  et  $\underline{F}_r$ .

Bien que ces grandeurs diphasées complexes, définies dans le plan électrique complexe, rapportées au repère orthogonal (d,q) de Park, puissent ne pas avoir de signification physique, ils permettent une réduction du modèle à deux axes, en un modèle à un seul axe, rapportant ainsi une grande souplesse lors de l'exploitation des équations de fonctionnement de la machine asynchrone.

L'application de l'analyse : « du vecteur spatial complexe » à l'aide du concept de Park, aux équations matricielles de tension et de flux de Park (I.20) et (I.22), en absence de la composante homopolaire donne respectivement :

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_s \\ \underline{V}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} j\omega & 0 \\ 0 & j(\omega - \omega_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{\Phi}_s \\ \underline{\Phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\underline{\Phi}}_s \\ \dot{\underline{\Phi}}_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

$$\begin{bmatrix} \underline{\Phi}_s \\ \underline{\Phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

D'après les règles de notation (III.2), on définit les variables électromagnétiques spatio-temporelle continue complexe de Park suivantes :

$$\begin{cases} \underline{V}_s = v_{ds} + j v_{qs} \\ \underline{V}_r = v_{dr} + j v_{qr} \\ \underline{I}_s = i_{ds} + j i_{qs} \\ \underline{I}_r = i_{dr} + j i_{qr} \\ \underline{\Phi}_s = \phi_{ds} + j \phi_{qs} \\ \underline{\Phi}_r = \phi_{dr} + j \phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

avec:

$\underline{V}_s, \underline{V}_r$  : représentation spatiale complexe de Park de la tension, respectivement au stator et au rotor dans un référentiel choisi arbitrairement.

$\underline{I}_s, \underline{I}_r$  : vecteur spatial complexe de Park du courant, respectivement au stator et au rotor.

$\underline{\Phi}_s, \underline{\Phi}_r$  : vecteur spatial complexe de Park du flux, respectivement au niveau du stator et du rotor.

Le système se trouvant initialement en état de repos, effectuons le passage de l'espace temporel continu, vers l'espace fréquentiel de Laplace, tout en exprimant les flux donnés par l'équation vectorielle (III.4), en fonction des courants dans l'équation matricielle des tensions de Park (III.3), qui s'écrit en représentation spatio-fréquentielle continue complexe, des composantes relatives de Park, de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_s \\ \underline{V}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + L_1 (s + j\omega) & M (s + j\omega) \\ M (s + j(\omega - \omega_r)) & r_2 + L_2 (s + j(\omega - \omega_r)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

$$\text{or : } \underline{V}_r = \underline{0} \quad ; \text{ (rotor en court-circuit).} \quad (\text{III.7})$$

En tenant compte de la condition (III.7) la seconde équation scalaire du système (III.6), permet d'aboutir à la relation fréquentielle entre courants induit et inducteur :

$$\frac{\underline{I}_r}{\underline{I}_s} = - \frac{M}{L_2} \frac{s + j(\omega - \omega_r)}{s + j(\omega - \omega_r) + \frac{1}{\tau_r}} \quad (\text{III.8})$$

Il est grandement souhaitable, de pouvoir conduire une identification paramétrique efficace et précise, vue du stator de la machine asynchrone, c'est à dire, à partir de l'observation des grandeurs statoriques entrées-sorties, il convient donc d'éliminer le courant rotorique dans la première équation scalaire de (III.6), à l'aide de la relation (III.8), ce qui permet de déboucher, après développement et arrangement, à une fonction de transfert entrée-sortie à coefficients complexes, exprimée dans un référentiel de Park, tournant à une vitesse angulaire électrique arbitraire  $\omega$ , définit par :

$$\frac{\underline{I}_s}{\underline{V}_s} = \underline{H}(s) \quad (\text{III.9})$$

avec :

$$\underline{H}(s) = \frac{1}{\sigma L_1} \frac{s + j(\omega - \omega_r) + \frac{1}{\tau_r}}{(s + j\omega) (s + j(\omega - \omega_r) + \frac{1}{\sigma \tau_r}) + \frac{1}{\sigma \tau_s} (s + j(\omega - \omega_r) + \frac{1}{\tau_r})} \quad (\text{III.10})$$

Cette fonction de transfert complexe n'a de sens que si la vitesse angulaire électrique  $\omega_r$  du rotor est constante, elle peut se mettre sous une forme plus explicite :

$$\underline{H}(s) = \frac{\underline{b}_1 s + \underline{b}_0}{s^2 + \underline{a}_1 s + \underline{a}_0} \quad (\text{III.11})$$

où, les paramètres complexes, exprimés en fonction des paramètres physiques de la machine, sont définis comme suit :

$$\begin{cases} \underline{a}_1 = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) + j(2\omega - \omega_r) \\ \underline{a}_0 = \frac{1}{\sigma \tau_s \tau_r} - \omega(\omega - \omega_r) + j \left( \frac{\omega - \omega_r}{\sigma \tau_s} + \frac{\omega}{\sigma \tau_r} \right) \\ \underline{b}_1 = \frac{1}{\sigma L_1} \\ \underline{b}_0 = \frac{1}{\sigma L_1} \left( \frac{1}{\tau_r} + j(\omega - \omega_r) \right) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Puisque, la machine opère dans des régimes transitoires électrique, à vitesse rotorique constante, on choisit un système d'axes de référence de Park, fixe par rapport au stator ( $\omega = 0$ ), ainsi le système d'équations paramétriques complexes (III.12) devient :

$$\begin{cases} \underline{a}_1 = a_{1r} - j\omega_r \\ \underline{a}_0 = a_{0r} - j a_{om} \omega_r \\ \underline{b}_1 = b_{1r} \\ \underline{b}_0 = b_{0r} - j b_{om} \omega_r \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

avec :

$$\begin{cases} a_{1r} = \frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{1}{\sigma \tau_r} \\ a_{0r} = \frac{1}{\sigma \tau_s \tau_r} \\ b_{1r} = \frac{1}{\sigma L_1} \\ b_{0r} = \frac{1}{\sigma L_1 \tau_r} \\ a_{om} = \frac{1}{\sigma \tau_s} \quad \text{et} \quad a_{om} = \frac{b_{1r}}{b_{0r}} a_{0r} \\ b_{om} = \frac{1}{\sigma L_1} \quad \text{et} \quad b_{om} = b_{1r} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

On pourra remonter aux paramètres physiques de la machine, grâce aux mêmes relations (II.11) jusqu'à (II.14), à l'exception faite de prendre les parties réelles des paramètres complexes de la

fonction de transfert complexe identifiée (III.11), par une simple manipulation algébrique, seulement des quatre premières équations indépendantes du système (III.14), les deux dernières équations restantes, provenant de l'extraction des parties imaginaires des paramètres complexes, constituent des équations redondantes, vu qu'elles peuvent s'écrire comme une combinaison des parties réelles de ces paramètres complexes, soient :

$$\left\{ \begin{array}{l} r_1 = \frac{a_{0r}}{b_{0r}} \\ L_1 = \frac{a_{1r} - b_{1r} \left( \frac{a_{0r}}{b_{0r}} \right)}{b_{0r}} \\ \tau_r = \frac{b_{1r}}{b_{0r}} \end{array} \right. \quad (\text{III.15})$$

L'hypothèse de P.L.Alger, permet de séparer les paramètres rotoriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} L'_2 = L_1 \\ r'_2 = \frac{L'_2}{\tau_r} \\ \sigma = \frac{1}{b_{1r} L_1} \\ M' = L_1 \sqrt{1 - \sigma} \end{array} \right. \quad (\text{III.16})$$

### III.1.2 Modèle de regression linéaire continu

Dans le but d'aborder le problème de l'identification directe du modèle linéaire continu, il faudra le mettre sous forme d'un modèle de regression, issu de l'équation différentielle linéaire complexe finie, régissant le comportement dynamique du système.

Des équations (III.9) et (III.11), on a :

$$\frac{I_s}{V_s} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (\text{III.17})$$

Le produit des extrêmes et des moyens donne :

$$(s^2 + a_1 s + a_0) I_s = (b_1 s + b_0) V_s \quad (\text{III.18})$$

En appliquant la transformée inverse de Laplace à la relation (III.18), on obtient une équation différentielle linéaire par rapport aux paramètres complexes, soit :

$$\frac{d^2(I_s)}{(dt)^2} + \underline{a}_1 \frac{dI_s}{dt} + \underline{a}_0 I_s = \underline{b}_1 \frac{dV_s}{dt} + \underline{b}_0 V_s \quad (\text{III.19})$$

Le modèle de regression linéaire continu complexe, mis sous forme vectorielle, est donné à instant de temps continu  $t$  par :

$$\underline{Y}(t) = \underline{\Phi}^T(t) \underline{\theta}_c(t) \quad (\text{III.20})$$

Vu qu'on ne dispose que de signaux entrées-sorties numériques, enregistrés à des instants de temps équidistants :  $t = k T_e$ , la fonction de regression n'est évaluée qu'à des instants relatives  $k$ , on écrit donc sous forme discrétisée :

$$\underline{Y}(k) = \underline{\Phi}^T(k) \underline{\theta}_c(k) \quad (\text{III.21})$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{Y}(k) = \left[ \frac{d^2(I_s)}{(dt)^2} \right] \\ \underline{\Phi}(k) = \left[ -\frac{dI_s}{dt} \quad -I_s \quad \frac{dV_s}{dt} \quad V_s \right]^T \\ \underline{\theta}_c(k) = \left[ \underline{a}_1(k) \quad \underline{a}_0(k) \quad \underline{b}_1(k) \quad \underline{b}_0(k) \right]^T \end{array} \right. \quad (\text{III.22})$$

En exprimant les grandeurs statoriques spatiales complexes, en fonction de leurs composantes, définies par les équations (III.5), dans l'équation de regression complexe (III.21), tout en remplaçant les paramètres complexes par leurs formes algébriques, données par les équations de définition (III.13), ainsi que la séparation des parties réelles et imaginaires, et l'identification des deux membres de l'équation (III.21), conduisent après développement et arrangement, à un modèle de regression linéaire continu réel, d'un système multivariable double-entrées / double-sorties, mis sous la forme matricielle suivante :

$$Y(k) = \Phi^T(k) \theta_c(k) \quad (\text{III.23})$$

avec :

$$\begin{cases}
 Y(k) = \begin{bmatrix} \frac{d^2(i_{ds})}{(dt)^2} + \frac{di_{qs}}{dt} \omega_r \\ \frac{d^2(i_{qs})}{(dt)^2} - \frac{di_{ds}}{dt} \omega_r \end{bmatrix} \\
 \Phi(k) = \begin{bmatrix} \frac{-di_{ds}}{dt} & -i_{ds} & -i_{qs} \omega_r & \frac{dv_{ds}}{dt} + v_{qs} \omega_r & v_{ds} \\ \frac{-di_{qs}}{dt} & -i_{qs} & i_{ds} \omega_r & \frac{dv_{qs}}{dt} - v_{ds} \omega_r & v_{qs} \end{bmatrix}^T \\
 \theta_c(k) = [a_{1r}(k) \quad a_{0r}(k) \quad a_{0m}(k) \quad b_{1r}(k) \quad b_{0r}(k)]^T
 \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

On distingue deux situations typiques :

- Lorsque la machine asynchrone est entraînée à la vitesse de synchronisme ( $\omega_r = \omega_s$ ), le modèle de regression est celui d'un système multivariable.
- Dans le cas particulier, où la machine est en état d'arrêt forcé ( $\omega_r = 0$ ), il y'a réduction du modèle de regression qui devient celui d'un système monovariabile, puisque les parties imaginaires des paramètres complexes s'annulent, ce qui entraîne le découplage totale, magnétique et électrique des deux directions de Park d et q, et le système multivariable est décomposable en deux sous-systèmes monovariables autonomes identiques, selon les axes d et q, d'une manière parfaite, il suffit donc de considérer l'un d'eux pour mener l'identification à rotor bloqué de la machine, soit le sous-système d'axe d, dont le modèle de regression linéaire continu est donné par :

$$\left[ \frac{d^2(i_{ds})}{(dt)^2} \right] = \begin{bmatrix} \frac{-di_{ds}}{dt} & -i_{ds} & \frac{dv_{ds}}{dt} & v_{ds} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1r} \\ a_{0r} \\ b_{1r} \\ b_{0r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

Quand on a affaire, au traitement d'un modèle statistique de regression linéaire continu, la variable vectorielle de prédiction  $Y(k)$ , et la matrice d'observation  $\Phi(k)$ , ont en général des éléments, qui contiennent des dérivées temporelles des grandeurs entrées-sorties du système, qui doivent étre connues numériquement à chaque instant. A cet égard, il s'avère nécessaire d'implanter des dérivateurs analogiques (Hard), ou numérique (soft).

La première alternative est retenue, si l'on désire que les fonctions dérivées soient des quantités directement mesurables, dans ce cas tous les problèmes seront liés à la réalisation technologique.

La seconde solution qui consiste à utiliser des dérivateurs numériques, est basée sur l'approximation analytique locale, des signaux entrées-sorties, sur un intervalle de temps limité, par des fonctions d'interpolations fixées a priori, dont on peut calculer leurs fonctions dérivées, et les évaluer à un instant de temps donné.

Trois types d'approximation sont envisageables [42] :

- L'interpolation polynomiale exacte (de Lagrange, de Newton, etc...);
- L'interpolation par une fonction spline cubique;
- L'approximation polynomiale au sens des moindres carrés.

Dans notre cas, nous avons opté une fonction d'interpolation globale de tout le signal, formée de morceaux de polynômes d'interpolation locale de Lagrange de degré ( $n_i = 4$ ), se raccordant entre eux en  $n_i$  points au maximum, pour approximer analytiquement le signal, sur des intervalles de temps restreints de la forme :  $[(k-2) T_e, (k+2) T_e]$ , ( $k = 2, \dots, N-2$ ), de centre l'instant courante d'identification ( $k T_e$ ), et de rayon optimal ( $2 T_e$ ), (voir figure (III.1)), choisi de telle manière à ce que le nombre de points d'interpolation locale ( $n_i + 1 = 5$ ) soit raisonnable, ce qui permet une évaluation peu « coûteuse » du polynôme d'interpolation et ses dérivées. Au delà, la simulation montre que l'algorithme d'identification en continu, présente des oscillations qui peuvent aller jusqu'à la divergence, à cause de la manifestation à grande échelle du phénomène d'accumulation d'erreurs.

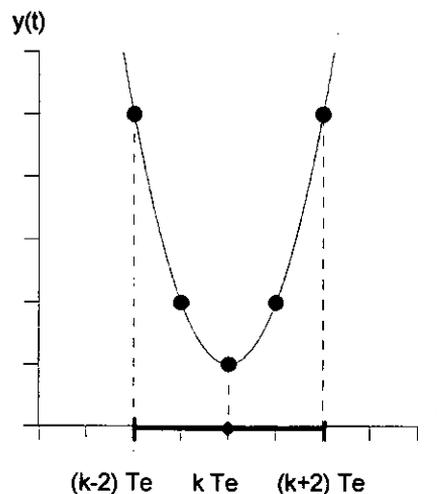


Fig. (III.1) Mécanisme d'interpolation locale

D'autre part, la méthode d'approximation par interpolation polynomiale exacte, doit être utilisée avec précaution, elle ne donne des résultats avec une précision satisfaisante, que si le diamètre de l'intervalle d'interpolation est faible numériquement, le nombre  $(n_i + 1)$  de points d'interpolation petit, et la fonction représentative du signal régulière ( la fonction et ses dérivées sont continues, bornées sur l'intervalle d'interpolation). Si ces conditions ne sont pas vérifiées, l'approximation par une fonction spline cubique d'interpolation est préférable.

L'approximation polynomiale au sens des moindres carrés, est d'intérêt pratique, elle permet de s'affranchir « au mieux », aux erreurs dans les mesures, c'est à dire que les erreurs dans les données, provenant de diverses sources (incertitudes dans les mesures, bruits de mesures), ne sont pas répercutées entièrement par la fonction d'interpolation au sens des moindres carrés, en introduisant une sorte de lissage des données.

Récapitulons nous, dans notre cas, la réalisation d'un dérivateur numérique d'ordre  $n_d$ , s'effectue en deux étapes successives :

- La détermination de l'expression analytique de la fonction d'interpolation, de la fonction représentative du signal, définie dans notre situation, par une suite séquentielle de valeurs numériques (non toutes nulles), qu'elle prend sur  $N$  abscisses distincts (échantillons).
- La déduction de l'expression analytique de la fonction dérivée d'ordre  $n_d$ , de la fonction d'interpolation, et le calcul d'une valeur approchée de la dérivée en un point d'abscisse donné, sous réserve que cette fonction dérivée existe et soit continue sur l'intervalle d'interpolation.

On notera que dans le cas général, la dérivation numérique est une opération moins précise que l'interpolation. Plus l'ordre de dérivation augmente, plus la précision des résultats diminue. On évitera donc de prendre  $n_d$  trop grand.

En pratique, lorsque l'on dispose de réalisations aléatoires des signaux entrées-sorties du système, il est nécessaire de filtrer ces signaux bruités par des filtres type variables d'état [55], intégrés dans l'algorithme d'identification récursif.

### III.1.3 Algorithme d'identification linéaire des moindres carrés récursifs dans le cas multivariable

Pour les systèmes dynamiques multivariables, la fonction scalaire représentant le critère d'optimalité des moindres carrés récursifs (fonction objective) est formulée en termes de la somme arithmétique, des carrés des normes euclidiennes, dans une fonction vectorielle d'erreur  $\varepsilon(t)$ , exprimant les distances de sorties objet-modèle, sur l'horizon d'observation  $[0, k T_e]$ . La fonction coût pondérée [27], s'écrit sous forme discrète comme :

$$J(\hat{\theta}_p) = \sum_{i=1}^{i=k} (\lambda(i) \varepsilon^T(i) \Lambda^{-1}(i) \varepsilon(i)) \quad (\text{III.26})$$

avec :

- $\lambda(i)$  : Facteur de pondération scalaire positif, fixe ou variable, entre échantillons de chaque séquence. Dans le cas où le nombre  $\lambda(i)$ , prend ses valeurs dans l'intervalle semi-ouvert  $]0; 1]$ , il constitue donc un facteur d'oubli, c'est à dire qu'il donne plus de poids aux dernières mesures qu'aux premières.
- $\Lambda(i)$  : Matrice de pondération relative, entre composantes du vecteur d'erreur  $\varepsilon(i)$ , à un instant de temps discret relatif  $i$ , elle permet de donner un poids numérique à l'importance relative entre ces composantes. Cette matrice de pondération interne, joue un rôle analogue que celui de la matrice de covariance d'erreur de sortie, elle doit être donc symétrique, semi-définie positive, de norme choisie préalablement.
- $\varepsilon(i)$  : Vecteur d'erreur de prédiction à priori des sorties à un instant  $i$ , quantifié dans le cas linéaire de la manière générale suivante :

$$\varepsilon(i) = Y(i) - \Phi^T(i) \theta_p(i) \quad (\text{III.27})$$

où :

$Y(i)$  : est le vecteur de sortie observé.

$\Phi(i)$  : est la matrice d'observation des entrées-sorties.

$\theta_p(i)$  : est le vecteur des paramètres structuraux inconnues, du modèle discret ou continu.

Dans le cas, où il représente des paramètres physiques (ou continus), il sera noté par :  $\theta_c$ .

S'il représente des paramètres fictifs (ou discrets), il sera désigné par :  $\theta_d$ .

La méthode des moindres carrés ordinaire, consiste à obtenir la meilleure estimée du vecteur des paramètres  $\theta_p$ , en traitant à la fois un bloc de données sur un horizon de temps bien défini, au

sens de la minimisation de la fonction d'erreur, à l'aide de la condition d'optimalité traditionnelle, définie par :

$$\frac{\partial(J(\hat{\theta}_p))}{\partial(\hat{\theta}_p)} = 0 \quad (\text{III.28})$$

sous réserve que la courbe multidimensionnelle, représentative de la fonction scalaire multivariable  $J(\hat{\theta}_p)$ , soit convexe.

Les algorithmes d'identification récursifs, possèdent des avantages certains, ils permettent l'estimation des paramètres du modèle, au fur et à mesure que le processus évolue, et développe les données, ce qui rend possible, la poursuite des paramètres variables dans le temps, et ainsi la réalisation de système d'identification en temps réel, de plus la capacité mémoire nécessaire lors du traitement des données, est réduite.

La formulation mathématique dans le domaine temporel, de l'estimateur linéaire récursif du type gradient, des moindres carrés pondérés, appliquée à un système multivariable [27], dans le but d'estimer le vecteur des paramètres, en se basant sur l'observation des données entrée-sortie, dans une fenêtre temporelle glissante, de largeur extrêmement réduite, égale à l'ordre du modèle, est donnée par les équations récurrentes suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\theta}_p(k) = \hat{\theta}_p(k-1) + L(k) \varepsilon(k) \\ S(k) = \lambda(k) \Lambda(k) + \Phi^T(k) Q(k-1) \Phi(k) \\ L(k) = Q(k-1) \Phi(k) S^{-1}(k) \\ \varepsilon(k) = Y(k) - \Phi^T(k) \hat{\theta}_p(k-1) \\ Q(k) = \frac{1}{\lambda(k)} \left[ Q(k-1) - Q(k-1) \Phi(k) S^{-1}(k) \Phi^T(k) Q(k-1) \right] \end{array} \right. \quad (\text{III.29})$$

avec :

$k$  : instant de temps discret relatif variant de :  $n_p + 1$  jusqu'à  $N$ .

où :  $n_p$  : désigne le nombre total de paramètres inconnues du modèle.

$N$  : longueur des enregistrements.

Soient  $n_e$  et  $n_s$ , respectivement le nombre de variables d'entrées et de sorties, du système physique multivariable considéré. Il semble nécessaire de définir la dimension de chaque variable vectorielle, intervenant dans les relations (III.29), on a donc :

$$\begin{aligned} \dim(\theta_p(K)) &= n_p \times 1 & \dim(\Lambda(K)) &= n_s \times n_s \\ \dim(Y(K)) &= n_s \times 1 & \dim(S(K)) &= n_s \times n_s \\ \dim(\Phi(K)) &= n_p \times n_s & \dim(Q(K)) &= n_p \times n_p \\ \dim(\varepsilon(K)) &= n_s \times 1 & \dim(L(K)) &= n_p \times n_s \\ \dim(\lambda(K)) &= 1 \times 1 & & \end{aligned}$$

#### Remarques :

Si :  $n_s = 1$ , on pourra utiliser l'algorithme d'identification des systèmes monovariables, quelque soit le nombre d'entrées  $n_e$  du système mono-sortie (structure de modèle MISO ou SISO).

Si :  $n_s > 1$ , on devra utiliser l'algorithme d'identification des systèmes multi-sorties, sans tenir compte de  $n_e$  (structure de modèle MIMO ou SIMO)

Dans le cas où le critère d'optimalité n'est pas pondéré, on a :  $\lambda(k) = 1$ , et  $\Lambda(k) = I(n_s, n_s)$  qui est la matrice identité carrée d'ordre  $n_s$ .

Vu que le domaine de convergence des méthodes d'identification récursives du type gradient, est très large, on peut choisir une estimée initiale du vecteur des paramètres relativement éloignée des valeurs réelles, soit :  $\theta_p(0) = [0, \dots, 0]^T$ .

La matrice de gain initiale, doit être symétrique définie positive, de trace suffisamment élevée, pour permettre la convergence de l'algorithme d'identification, nous avons pris comme gain initiale :

$$Q(0) = g_0 I(n_p, n_p); \quad g_0 = 10^{15}.$$

### **III.1.4 Simulation numérique de l'algorithme d'identification linéaire directe du modèle paramétrique continu de la machine.**

Dans cette partie du travail, nous procéderons à l'étude des performances de l'algorithme d'identification à partir de la réponse harmonique, dans le domaine temporel continu, à travers un fichier de points, obtenu par simulation du modèle continu de la machine, en régime transitoire électrique, à vitesse de rotation constante.

Deux cas peuvent se présenter :

- Cas où le rotor de la machine est en équilibre statique forcé (rotor bloqué).
- Cas où le rotor de la machine est en équilibre dynamique, du point de vue mécanique, c'est à dire qu'il tourne à vitesse angulaire constante non nulle, maintenue à une valeur numérique fixe à l'aide d'une machine d'entraînement auxiliaire, soit celle de synchronisme.

Le mode opératoire expérimentale étant le même pour les deux tests d'identification, à l'exception faite, sur le niveau de tension d'alimentation, qui doit être réduit pour l'essai à rotor calé, et préalablement choisi en régime de synchronisme.

Au départ, la machine est hors tension. On alimente la machine à l'aide d'une source de tension triphasée alternative sinusoïdale, par une manoeuvre d'enclenchement d'un contacteur électronique statique à contrôle de phase, afin d'éviter le problème de retard à la fermeture des contacts, qui constitue un aléas technologique. On relève les enregistrements des signaux entrées-sorties, qui sont respectivement, les courants et les tensions d'enroulements monophasés du stator. On effectue ensuite un changement de variables, en transformant les grandeurs réelles, en grandeurs fictives de Park. On suppose que les signaux sont de nature déterministe.

#### **III.1.4.1 Résultats de l'identification théorique en continu de la machine à rotor bloqué**

Lors du test d'identification à rotor calé, la machine se trouve alimentée sous tension réduite, ainsi l'expérience montre que l'état magnétique de la machine est situé en général, dans la zone linéaire de la caractéristique d'aimantation à rotor bloqué. Par conséquent, cet essai permet d'obtenir les paramètres électriques non saturés de la machine.

La simulation numérique est faite à l'aide du logiciel de calcul Matlab. Dans tout ce qui suit, les paramètres physiques de la machine, utilisés pour remplir les fichiers de données théoriques entrées-sorties, sont ceux obtenus par les essais d'identification classiques soient :

$$\left\{ \begin{array}{l} r_1 = 3.2000000000000000e + 000 \Omega \\ L_1 = 3.0800000000000000e - 001 \text{ H} \\ M' = 2.8695287417971610e - 001 \text{ H} \\ r_2' = 6.0570733829533020e + 000 \Omega \\ L_2' = 3.0800000000000000e - 001 \text{ H} \\ \sigma = 1.3200000000000000e - 001 \end{array} \right.$$

La fréquence des signaux statoriques étant :  $f_s = 50$  Hz, et le pas d'intégration constant du système d'équations différentielles linéaire est :  $h = 2 \times 10^{-4}$  s, soit un total de 100 points par période des signaux d'excitation.

L'horizon temporel de simulation numérique de la réponse du système, est étendu sur 10 périodes des signaux d'entrées, pour permettre de regrouper toutes les informations données, par la région transitoire et le régime permanent, du point de vu électrique.

Tous les fichiers formatés, de données entrées-sorties, contiennent 7 colonnes, qui sont dans l'ordre, l'instant d'échantillonnage, suivie des courants et des tensions d'enroulements monophasés du stator, soient de la forme :  $\left[ k \ T_e, i_{as}(k), i_{bs}(k), i_{cs}(k), v_{as}(k), v_{bs}(k), v_{cs}(k) \right]$ .

A rotor calé :  $\omega_r = 0$ , la valeur efficace de la tension réduite par phase statorique étant :  $V_{\text{eff}} = 63$  V.

Pour l'estimation paramétrique de la structure de modèle continu SISO, de la machine à l'arrêt forcé, à partir de la réponse harmonique, nous appliquons l'algorithme des moindres carrés récursifs factorisé de Bierman, dans le domaine temporel continu.

Les figures (III.3), montre l'évolution temporelle des différents paramètres continus estimés, de la fonction de transfert de la structure de modèle continu SISO de la machine, à rotor bloqué.

Le fichier des résultats d'identification à rotor bloqué en régime transitoire, de la structure de modèle continu SISO, englobe les divers types de paramètres continus identifiés en unité M.K.S.A, ainsi que leurs précisions en pour-cent, ils sont consignés dans les tableaux (III.1a) et (III.1b).

On observe une convergence asymptotique accélérée des paramètres identifiés dans un contexte déterministe, qui se stabilisent au bout de quelques pas d'identification, malgré une initialisation très éloignée des valeurs réelles, du vecteur des paramètres continus, ce qui nécessite un gain initiale très élevé, qui se traduit du point de vu géométrique, par un pas de descente initial très grand, dans la direction négative, du gradient du critère d'optimalité par rapport au vecteur des paramètres, pour permettre l'atteinte du minimum globale du critère.

Les paramètres les plus sensibles, sont les mieux identifiés, ils convergent le plus vite. Nous constatons bien que les paramètres  $(a_{1r}, b_{1r})$  liés aux fonctions dérivées des grandeurs entrées-sorties, convergent sensiblement plus rapidement que ceux  $(a_{0r}, b_{0r})$ , qui sont directement liés à ces

grandeurs. Ce comportement s'explique facilement en analysant la sensibilité de la sortie par rapport aux paramètres [31], nous avons d'après l'équation (III.21) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d \underline{Y}}{d a_1} = - \frac{d I_s}{dt} \\ \frac{d \underline{Y}}{d b_1} = \frac{d V_s}{dt} \\ \frac{d \underline{Y}}{d a_0} = - I_s \\ \frac{d \underline{Y}}{d b_0} = V_s \end{array} \right. \quad (\text{III.30})$$

Dans le cas, où l'on dispose de signaux statoriques de forme globalement sinusoïdales, de pulsation supérieure à l'unité numérique, amortis ou non selon qu'il s'agit respectivement d'un courant ou d'une tension, il est évident que dans l'ensemble, le gradient d'une fonction par rapport au temps prend, à un instant donné, une valeur numérique absolue, plus grande que celle de la fonction elle-même.

#### **III.1.4.2 Identification en continu des paramètres électriques de la machine en fonctionnement**

L'essai d'identification est effectué sur machine en rotation, à la vitesse de synchronisme. En pratique, en se fixant un degré de saturation désiré, à partir de la courbe de magnétisation en régime alternatif, de la machine asynchrone, à vitesse constante, il est recommandé dans la mesure de disponibilité des moyens expérimentaux, d'utiliser des signaux test de petite amplitude, superposés aux signaux de fonctionnement normal du système, pour demeurer autour d'un niveau de saturation donné, ce qui permet d'identifier les différentes inductances, associées à chaque état magnétique de la machine.

Au synchronisme :  $\omega_r = \omega_s = 100 \pi \text{ rad/s}$ , la valeur efficace de la tension par phase du stator est celle nominale :  $V_{\text{1eff}} = 220 \text{ V}$ .

Il existe deux méthodes, permettant l'estimation du modèle paramétrique, d'un système linéaire multi-sorties :

### **a. Méthode d'identification réursive à variable de prédiction vectorielle**

On traite tout le système multi-sorties en un seul bloc, en posant un problème d'identification vectoriel au sens de la prédiction.

### **b. Méthode d'identification réursive à variable de prédiction scalaire**

On transforme le problème de prédiction vectorielle, en une séquence de problèmes scalaires, en décomposant le système multi-sorties en une suites de sous-systèmes mono-sortie, on traite ensuite séparément chacun d'eux, comme étant un problème de prédiction scalaire.

#### **III.1.4.2.1 Identification paramétrique directe du modèle continu multi-sorties de la machine**

D'après les équations (III.23, 24, 26 et 27), le critère d'optimalité complet, non pondéré, s'écrit dans le cas où la prédiction est faite par rapport à toutes les variables de sorties du système multivariable, de la façon suivante :

$$J(\hat{\theta}_c) = \sum_{i=1}^{i=k} \left( [Y(i) - \hat{Y}(i)]^T [Y(i) - \hat{Y}(i)] \right) \quad (\text{III.31})$$

avec :

- **Vecteur de sortie observé de la structure de modèle continu MIMO :**

$$Y(i) = \begin{bmatrix} y_1(i) \\ y_2(i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d^2(i_{ds})}{(dt)^2} + \frac{d(i_{qs})}{dt} \omega_r \\ \frac{d^2(i_{qs})}{(dt)^2} - \frac{d(i_{ds})}{dt} \omega_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

- **Vecteur de sortie prédit par la structure du modèle continu MIMO :**

$$\hat{Y}(i) = \begin{bmatrix} \hat{y}_1(i) \\ \hat{y}_2(i) \end{bmatrix} = \Phi^T(i) \hat{\theta}_c(i) \quad (\text{III.33})$$

où :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi^T(i) = \begin{bmatrix} \phi_1^T(i) \\ \phi_2^T(i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{di_{ds}}{dt} & -i_{ds} & -i_{qs} \omega_r & \frac{dv_{ds}}{dt} + v_{qs} \omega_r & v_{ds} \\ -\frac{di_{qs}}{dt} & -i_{qs} & i_{ds} \omega_r & \frac{dv_{qs}}{dt} - v_{ds} \omega_r & v_{qs} \end{bmatrix} \\ \hat{\theta}_c(i) = [\hat{a}_{1r}(i) \quad \hat{a}_{0r}(i) \quad \hat{a}_{0m}(i) \quad \hat{b}_{1r}(i) \quad \hat{b}_{0r}(i)]^T \end{array} \right. \quad (\text{III.34})$$

$$\hat{\theta}_c(i) = [\hat{a}_{1r}(i) \quad \hat{a}_{0r}(i) \quad \hat{a}_{0m}(i) \quad \hat{b}_{1r}(i) \quad \hat{b}_{0r}(i)]^T \quad (\text{III.35})$$

La relation (III.31) devient :

$$J(\hat{\theta}_c) = \sum_{i=1}^{i=k} \left( (y_1(i) - \hat{y}_1(i))^2 + (y_2(i) - \hat{y}_2(i))^2 \right) \quad (\text{III.36})$$

L'estimation paramétrique de la structure de modèle continu MIMO, de la machine asynchrone triphasée en fonctionnement, à vitesse de rotation constante non nulle, à partir de la réponse harmonique, est réalisée à l'aide de l'algorithme d'identification des moindres carrés récursifs, d'un système linéaire multi-sorties, dans le domaine temporel continu, défini par les équations (III.29).

Le mécanisme de convergence asymptotique temporelle, des paramètres continus identifiés, de la structure de modèle continu MIMO de la machine, est visualisé aux figures (III.4).

Les résultats de l'identification en régime transitoire synchrone, de la structure de modèle continu MIMO, issus de la réponse harmonique, sont rangés dans les tableaux (III.2a) et (III.2b).

On constate que la vitesse de convergence des paramètres continus estimés est la même, que se soit pour la structure de modèle continu SISO de l'essai d'identification à rotor bloqué, ou pour la structure de modèle continu MIMO du test d'identification en régime de synchronisme, avec une précision en global, légèrement minime, dans le dernier cas.

Le coefficient identifié  $a_{0m}$ , provenant des parties imaginaires des paramètres continus complexes, obtenus directement par l'algorithme d'identification, ou indirectement à l'aide de la relation de dépendance :  $a_{0m} = (b_{1r} / b_{0r}) a_{0r}$ , est exactement identique pour les deux cas (figures (III.3)), mais ils suivent des transitoires différents.

#### **III.1.4.2.2 Identification paramétrique directe d'un modèle continu mono-sortie de la machine**

On décompose le système à double-sorties, de la structure de modèle MIMO, en deux autres sous-systèmes mono-sortie, ayant une même paramétrisation, de structure de modèle MISO. Pour mener l'identification paramétrique du système, il suffit de considérer l'un de ces deux sous-systèmes couplés mono-sortie, soit celui d'indice 1, (voir équations (III.31 à 36)).

Dans de telles circonstances, le critère d'optimalité tronqué, est défini par :

$$J(\hat{\theta}_c) = \sum_{i=1}^{i=k} \left( (y_1(i) - \hat{y}_1(i))^2 \right) \quad (\text{III.37})$$

avec :

- Sortie observée de la structure de modèle continu MISO :

$$y_1(i) = \frac{d^2(i_{ds})}{(dt)^2} + \frac{d(i_{qs})}{dt} \omega_r \quad (\text{III.38})$$

- Sortie prédite par la structure de modèle continu MISO :

$$\hat{y}_1(i) = \phi_1^T(i) \cdot \hat{\theta}_c(i) \quad (\text{III.39})$$

où :

$$\left\{ \phi_1^T(i) = \left[ \frac{-d i_{ds}}{dt} \quad -i_{ds} \quad -i_{qs} \omega_r \quad \frac{d v_{ds}}{dt} + v_{qs} \omega_r \quad v_{ds} \right] \right. \quad (\text{III.40})$$

$$\left. \hat{\theta}_c(i) = \left[ \hat{a}_{1r}(i) \quad \hat{a}_{0r}(i) \quad \hat{a}_{0m}(i) \quad \hat{b}_{1r}(i) \quad \hat{b}_{0r}(i) \right]^T \right. \quad (\text{III.41})$$

L'identification paramétrique de la structure de modèle continu MISO, de la machine en rotation, à vitesse constante, à l'issue de la réponse harmonique, est effectuée en utilisant la méthode des moindres carrés récurrents à factorisation U-D, dans l'espace temporel continu, comme dans le cas du test d'identification à rotor calé.

Les figures (III.5) illustrent la nature de convergence des paramètres continus identifiés, de la structure de modèle continu MISO de la machine, elle est toujours asymptotique, accompagnée d'oscillations amorties lentes, les paramètres estimés finissent par se stabiliser à la solution optimale.

Les résultats de l'estimation paramétrique, en régime transitoire synchrone, de la structure de modèle continu MISO, obtenus à partir de la réponse harmonique, sont ordonnancés dans les tables (III.3a) et (III.3b).

La vitesse de convergence des paramètres continus estimés, pour la structure de modèle continu MIMO, est nettement supérieure que pour celle de la structure de modèle continu MISO, avec une précision pratiquement identique pour les deux cas. Ce phénomène montre l'effet de troncature, des termes d'un critère d'optimalité adopté. Plus le nombre de termes tronqués du critère

d'optimalité augmente, plus la convergence des paramètres identifiés est lente, malgré qu'ils conduisent tous aux mêmes résultats que le critère d'optimalité complet, sur des horizons d'observation plus large.

### **III.2 IDENTIFICATION PARAMETRIQUE INDIRECTE DE LA MACHINE A PARTIR DU MODELE LINEAIRE DISCRETISE - ALIMENTATION PAR ONDULEUR DE TENSION HARMONIQUE**

Les deux dernières décennies, ont vu se généraliser les « variateurs asynchrones à commande numérique », rajeunissant ainsi l'intérêt scientifique des professionnels pour cette machine, archétype de la machine électrique industrielle simple et robuste.

Pour cette raison, il nous a paru très intéressant de conduire une identification des paramètres de la machine, à partir de son modèle discrétisé, qui constitue l'avant phase de la commande digital proprement dite.

Les signaux d'excitation du système discret, devant être riche en fréquence, la machine asynchrone triphasée est alimentée par un onduleur de tension triphasé à commande en pleine onde [55], permettant ainsi à la fois, de générer des harmoniques de tension, et de faire fonctionner la machine.

#### **III.2.1 Représentation par matrice de transfert continue réelle du modèle linéaire de la machine**

Le modèle dynamique d'un système physique continu multidimensionnel, à  $n_e$  entrées et  $n_s$  sorties, linéaire invariant dans le temps (L.T.I), peut se mettre sous forme d'une matrice de transfert continue, rationnelle propre, de dimension ( $n_e \times n_s$ ).

Dans le but de mener une identification paramétrique, du modèle linéaire discrétisé de la machine asynchrone triphasée, il faudra tout d'abord transformer la fonction de transfert continue complexe entrée-sortie, définie par l'équation (III.17), en une matrice de transfert continue réelle, on peut écrire :

$$\underline{I}_s = \frac{\underline{b}_1 s + \underline{b}_0}{s^2 + \underline{a}_1 s + \underline{a}_0} \underline{V}_s \quad (\text{III.42})$$

La substitution de la représentation complexe mise sous forme algébrique, des grandeurs statoriques exprimées en fonction de leurs composantes relatives de Park données par (III.5), et des paramètres structuraux définis en (III.13), dans l'équation (III.42), débouche sur la relation spatio-fréquentielle continue complexe suivante :

$$i_{ds} + j i_{qs} = \frac{(b_{1r} s + b_{0r}) - j \omega_r b_{1r}}{(s^2 + a_{1r} s + a_{0r}) - j \omega_r (s + a_{0m})} (v_{ds} + j v_{qs}) \quad (\text{III.43})$$

En multipliant le numérateur et le dénominateur de la fraction rationnelle en  $s$  ci-dessus, par le polynôme complexe conjugué du dénominateur définit par :

$$(s^2 + a_{1r} s + a_{0r}) + j \omega_r (s + a_{0m});$$

ainsi que la séparation des parties réelle et imaginaire du second membre de l'équation (III.43), et l'identification des deux membres de cette équation, on aboutit après développement et arrangement, à la représentation par matrice de transfert continue entrées-sorties, de dimension  $(2 \times 2)$ , définie dans le corps des nombres réels, caractérisant l'état de la machine à une vitesse de rotation constante donnée, qui peut être interprétée physiquement, comme étant une matrice admittance opérationnelle continue, soit :

$$\begin{bmatrix} i_{ds}(s) \\ i_{qs}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11}(s) & | & H_{12}(s) \\ \hline H_{21}(s) & | & H_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}(s) \\ v_{qs}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{III.44})$$

La matrice de transfert continue est définit par :

$$H(s) = \begin{bmatrix} H_{11}(s) & | & H_{12}(s) \\ \hline H_{21}(s) & | & H_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 45})$$

qu'on pourra noter, en terme d'axes magnétiques (d-q) de Park :

$$H(s) = \begin{bmatrix} H_{dd}(s) & | & H_{dq}(s) \\ \hline H_{qd}(s) & | & H_{qq}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{III.46})$$

Vu la symétrie et l'isotropie de la machine asynchrone triphasée, la matrice de transfert  $H(s)$  est anti-symétrique, à éléments diagonaux identiques. Pour cette raison on définit deux fonctions de transferts monovariabiles, caractéristiques du système, on écrit donc :

$$H(s) = \begin{bmatrix} H_p(s) & | & -H_c(s) \\ \hline +H_c(s) & | & H_p(s) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 47})$$

où :

$H_p(s)$  : fonction de transfert continue monovariante, propre à chaque direction magnétique de Park (d'axe d et d'axe q).

$H_c(s)$  : fonction de transfert continue monovariante, de couplage électrique entre les directions de Park d et q.

Nous avons obtenu :

$$\begin{cases} H_p(s) = \frac{\text{numcp}(s)}{\text{denc}(s)} = \frac{c_3 s^3 + c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{s^4 + e_3 s^3 + e_2 s^2 + e_1 s + e_0} \\ H_c(s) = \frac{\text{numcc}(s)}{\text{denc}(s)} = \frac{d_1 s}{s^4 + e_3 s^3 + e_2 s^2 + e_1 s + e_0} \end{cases} \quad (\text{III.48})$$

avec :

$$\begin{cases} c_3 = b_{1r} \\ c_2 = a_{1r} b_{1r} + b_{0r} \\ c_1 = a_{1r} b_{0r} + b_{1r} (a_{0r} + \omega_r^2) \\ c_0 = a_{0r} \left( b_{0r} + \frac{b_{1r}^2 \omega_r^2}{b_{0r}} \right) \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

$$d_1 = \omega_r (b_{1r} (a_{0m} - a_{1r}) + b_{0r}) \quad (\text{III.50})$$

$$\begin{cases} e_3 = 2 a_{1r} \\ e_2 = a_{1r}^2 + 2 a_{0r} + \omega_r^2 \\ e_1 = 2 (a_{1r} a_{0r} + \omega_r^2 a_{0m}) \\ e_0 = a_{0r}^2 + \omega_r^2 a_{0m}^2 \end{cases} \quad (\text{III.51})$$

Les quatre pôles du système sont distincts et conjugués deux à deux, puisque le dénominateur commun de la matrice de transfert continue, s'écrit comme étant le produit de deux polynômes rationnels à coefficients complexes en s, du second ordre, conjugués l'un par rapport à l'autre, ce qui satisfait à la condition de réalisabilité physique d'un système. D'autre part le système admet un zéro à l'origine du plan complexe de l'opérateur de Laplace.

Il est triviale de déduire les composantes des paramètres complexes définis par les équations (III.13), à partir des paramètres réels de la matrice de transfert continue définis par les relations (III.49, 50 et 51).

Les parties réelles des paramètres complexes du dénominateur, sont issues des équations (III.51), par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} a_{1r} = \frac{e_3}{2} \\ a_{0r} = \frac{1}{2} \left( e_2 - \frac{e_3^2}{4} - \omega_r^2 \right) \end{cases} \quad (\text{III.52})$$

Les parties réelles des paramètres complexes du numérateur, sont obtenues à partir du système d'équations (III.49) :

$$\begin{cases} b_{1r} = c_3 \\ b_{0r} = c_2 - \frac{e_3}{2} c_3 \end{cases} \quad (\text{III.53})$$

Le paramètre imaginaire  $a_{0m}$ , s'écrit comme une combinaison non linéaire, des parties réelles des paramètres complexes, il est défini par les équations (III.14) comme suit :

$$a_{0m} = \frac{b_{1r}}{b_{0r}} a_{0r}$$

Les cinq équations restantes des relations (III.49, 50 et 51), constituent des équations redondantes, vu que les coefficients réels :  $[e_1 \ e_0 \ d_1 \ c_1 \ c_0]^T$ , peuvent s'écrire comme une combinaison non linéaire des paramètres réels :  $[e_3 \ e_2 \ c_3 \ c_2]^T$ .

On remonte aux paramètres physiques de la machine à l'aide des mêmes équations (III.15 et 16), comme dans le cas de l'identification en continu décrite précédemment.

### III.2.2 Modèle échantillonné du système multidimensionnel

L'utilisation croissante des calculateurs numériques, amène à associer à des équations différentielles d'évolution continue, des équations aux différences de nature récurrente.

L'opération d'échantillonnage de la matrice de transfert continue, à une même cadence gardée constante, au moyen d'un bloqueur d'ordre zéro [30], s'effectue à l'aide de la même formule (II.17) de transformation fréquentielle unilatérale continue-discrète, soit :

$$H(z) = \frac{z-1}{z} \text{TZ} \left( \frac{H(s)}{s} \right) \quad (\text{III.54})$$

Discrétiser une matrice de transfert continue, revient à échantillonner chacun de ses éléments à part. Il suffit donc de déterminer les deux fonctions de transfert discrètes monodimensionnelles, caractéristiques du système suivantes :

$$\begin{cases} H_p(z) = \frac{z-1}{z} \text{TZ} \left( \frac{H_p(s)}{s} \right) \\ H_c(z) = \frac{z-1}{z} \text{TZ} \left( \frac{H_c(s)}{s} \right) \end{cases} \quad (\text{III.55})$$

Les deux fonctions de transfert continues monovariabiles  $H_p(s)$  et  $H_c(s)$ , sont de la forme générale définie par l'équation (II.20), et satisfont à toutes les hypothèses décrites dans le paragraphe correspondant. En vertu de la relation (II.21), nous obtenons les formes de modèle discret suivants :

$$\begin{cases} H_p(z) = \frac{\text{numdp}(z)}{\text{dend}(z)} = \frac{C_3 z^3 + C_2 z^2 + C_1 z + C_0}{z^4 + E_3 z^3 + E_2 z^2 + E_1 z + E_0} \\ H_c(z) = \frac{\text{numdc}(z)}{\text{dend}(z)} = \frac{D_3 z^3 + D_2 z^2 + D_1 z + D_0}{z^4 + E_3 z^3 + E_2 z^2 + E_1 z + E_0} \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

où :  $C_i$ ,  $D_i$  et  $E_i$ , ( $i = 0, \dots, 3$ ), sont des nombres réels à identifier.

Nous pouvons écrire en terme de retard, sous une autre forme équivalente :

$$\begin{cases} H_p(z^{-1}) = \frac{\text{numdp}(z^{-1})}{\text{dend}(z^{-1})} = \frac{C_3 z^{-1} + C_2 z^{-2} + C_1 z^{-3} + C_0 z^{-4}}{1 + E_3 z^{-1} + E_2 z^{-2} + E_1 z^{-3} + E_0 z^{-4}} \\ H_c(z^{-1}) = \frac{\text{numdc}(z^{-1})}{\text{dend}(z^{-1})} = \frac{D_3 z^{-1} + D_2 z^{-2} + D_1 z^{-3} + D_0 z^{-4}}{1 + E_3 z^{-1} + E_2 z^{-2} + E_1 z^{-3} + E_0 z^{-4}} \end{cases} \quad (\text{III.57})$$

La représentation par matrice de transfert discrète réelle entrées-sorties, de dimension (2x2), du modèle linéaire de la machine est donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_{ds}(z) \\ i_{qs}(z) \end{bmatrix} = \frac{1}{dend(z)} \begin{bmatrix} numdp(z) & - numdc(z) \\ + numdc(z) & numdp(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}(z) \\ v_{qs}(z) \end{bmatrix} \quad (\text{III.58})$$

qu'on peut noter sous forme plus condensée :

$$Y(z) = H(z) U(z) \quad (\text{III.59})$$

avec :

$$Y(z) = \begin{bmatrix} i_{ds}(z) \\ i_{qs}(z) \end{bmatrix}; \quad U(z) = \begin{bmatrix} v_{ds}(z) \\ v_{qs}(z) \end{bmatrix}; \quad H(z) = \begin{bmatrix} H_p(z) & - H_c(z) \\ + H_c(z) & H_p(z) \end{bmatrix}$$

où :

$Y(z)$  : Vecteur de sortie du système.

$U(z)$  : Vecteur d'entrée du système.

$H(z)$  : Matrice de transfert discrète entrées-sorties du système, qui peut être traduite du point de vu physique comme étant une matrice admittance opérationnelle échantillonnés.

On observe l'interdépendance électrique des fonctions de transfert élémentaires. L'une des deux équations fréquentielles (III.58), pourra suffir pour l'identification complète des paramètres électriques de la machine en rotation uniforme, vue que seules deux des quatres fonctions de transfert élémentaires sont indépendantes.

### III.2. 3 Modèles discrets de regression linéaire en vue d'une identification paramétrique de la machine

Pour expliciter le problème d'identification paramétrique, nous sommes amenés à mettre les modèles fréquentielles entrée-sortie, sous forme de modèle de regression, dans le domaine temporel.

#### III.2.3.1 Modèle discret d'identification à rotor bloqué

A rotor calé ( $\omega_r = 0$ ), la relation (III.43) devient :

$$i_{ds} + j i_{qs} = \frac{b_{1r} s + b_{0r}}{s^2 + a_{1r} s + a_{0r}} (v_{ds} + j v_{qs}) \quad (\text{III.60})$$

Dans de telles conditions, la séparation des parties réelles et imaginaires de l'équation (III.60), permet de définir la matrice de transfert continue réelle, de la machine asynchrone triphasée en état

d'arrêt forcé, dont les variables entrée-sortie sont transformées vers le référentiel de Park lié au stator ( $\omega = 0$ ), soit :

$$\begin{bmatrix} i_{ds}(s) \\ i_{qs}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_p(s) & 0 \\ 0 & H_p(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}(s) \\ v_{qs}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{III.61})$$

$$\hat{a} : \omega_r = 0 : \begin{cases} H_p(s) = \frac{b_{1r} s + b_{0r}}{s^2 + a_{1r} s + a_{0r}} \\ H_c(s) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.62})$$

On constate que la matrice de transfert est diagonale, à éléments diagonaux identiques, il y'a donc indépendance totale électrique et magnétique entre les directions de Park d et q. Ainsi le système peut être partagé en deux autres sous-systèmes monovariabiles identiques, selon les axes d et q. La prise en considération de l'un d'eux, permet d'identifier tous les paramètres électriques de la machine, soit le sous-système d'axe d :

$$H_p(s) = \frac{i_{ds}(s)}{v_{ds}(s)} = \frac{b_{1r} s + b_{0r}}{s^2 + a_{1r} s + a_{0r}}; \quad (\hat{a} : \omega_r = 0) \quad (\text{III.63})$$

Cette fonction de transfert continue monovariabale, est identique à celle définie par l'équation (II.9), le modèle fréquentiel échantillonné avec un bloqueur d'ordre zéro, qui lui est associée, est exactement similaire à celui définie par la relation (II.18) :

$$H_p(z) = \frac{B_1 z + B_0}{z^2 + A_1 z + A_0}; \quad (\hat{a} : \omega_r = 0) \quad (\text{III.64})$$

Le théorème du retard temporel, permet le passage de l'espace fréquentiel discret à l'espace temporel discret :

$$i_{ds}(k) + A_1 i_{ds}(k-1) + A_0 i_{ds}(k-2) = B_1 v_{ds}(k-1) + B_0 v_{ds}(k-2) \quad (\text{III.65})$$

Il s'agit d'estimer les valeurs numériques des paramètres figurant dans l'équation aux différences linéaire, à partir de données antérieures des variables entrée-sortie, le modèle de prédiction s'écrit donc, sous forme vectorielle comme suit :

$$\hat{y}(k) = \Phi^T(k) \hat{\theta}_d(k) \quad (\text{III.66})$$

avec :

$$\begin{aligned}\hat{y}(k) &= [\hat{i}_{ds}(k)] \\ \Phi(k) &= [-i_{ds}(k-1) \quad -i_{ds}(k-2) \quad v_{ds}(k-1) \quad v_{ds}(k-2)]^T \\ \hat{\theta}_d(k) &= [\hat{A}_1(k) \quad \hat{A}_0(k) \quad \hat{B}_1(k) \quad \hat{B}_0(k)]^T\end{aligned}$$

Le critère quadratique d'optimalité discret, non pondéré, écrit sur l'horizon d'observation  $[0, k T_e]$ , est définie par :

$$J(\hat{\theta}_d) = \sum_{i=1}^{i=k} \left( (y(i) - \Phi^T(i) \hat{\theta}_d(i))^2 \right) \quad (\text{III.67})$$

Pour l'estimation paramétrique de la structure de modèle discret SISO, de la machine à rotor bloqué, alimentée par un onduleur de tension à commande en pleine onde, la solution optimale est obtenue en minimisant le critère d'optimalité au sens des moindres carrés, à l'aide de l'algorithme d'identification linéaire récursif discret de Bierman (voir annexe A).

### **III.2.3.2 Modèles discrets d'identification de la machine en mouvement de rotation uniforme**

De la même façon qu'en identification dans le domaine temporel continu, il est possible d'identifier un système linéaire multi-sorties, dans le domaine temporel discret, de deux manières différentes, en considérant soit un problème unique de prédiction vectorielle, soit une suite de problèmes de prédiction scalaire, associés à chacun des sous-systèmes mono-sortie, résultant de la décomposition du système multi-sorties considéré.

#### **III.2.3.2.1 Formulation du problème d'identification du modèle discret multi-sorties de la machine**

D'après les équations (III.57, 58 et 59), nous avons :

$$\left[ \frac{\text{dend}(z^{-1}) i_{ds}(z^{-1})}{\text{dend}(z^{-1}) i_{qs}(z^{-1})} \right] = \left[ \frac{\text{numdp}(z^{-1}) v_{ds}(z^{-1}) - \text{numdc}(z^{-1}) v_{qs}(z^{-1})}{\text{numdc}(z^{-1}) v_{ds}(z^{-1}) + \text{numdp}(z^{-1}) v_{qs}(z^{-1})} \right] \quad (\text{III.68})$$

L'application du théorème du retard temporel à l'équation matricielle (III.68), aboutie à un système de deux équations aux différences linéaires, régissant le comportement dynamique de la machine asynchrone triphasée en fonctionnement à vitesse de rotation constante, dans l'espace temporel

discret, dont la résolution pour :  $\left[ \hat{i}_{ds}(k), \hat{i}_{qs}(k) \right]^T$ , donne le modèle de régression linéaire discret de prédiction, mis sous forme vectorielle, de la structure de modèle discret MIMO de la machine :

$$\hat{Y}(k) = \Phi^T(k) \hat{\theta}_d(k) \quad (\text{III.69})$$

avec :

$$\hat{Y}(k) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}(k) \\ \hat{i}_{qs}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{y}_1(k) \\ \hat{y}_2(k) \end{bmatrix}$$

$$\Phi(k) = \begin{bmatrix} -i_{ds}(k-1) & -i_{qs}(k-1) \\ -i_{ds}(k-2) & -i_{qs}(k-2) \\ -i_{ds}(k-3) & -i_{qs}(k-3) \\ -i_{ds}(k-4) & -i_{qs}(k-4) \\ -v_{qs}(k-1) & +v_{ds}(k-1) \\ -v_{qs}(k-2) & +v_{ds}(k-2) \\ -v_{qs}(k-3) & +v_{ds}(k-3) \\ -v_{qs}(k-4) & +v_{ds}(k-4) \\ +v_{ds}(k-1) & +v_{qs}(k-1) \\ +v_{ds}(k-2) & +v_{qs}(k-2) \\ +v_{ds}(k-3) & +v_{qs}(k-3) \\ +v_{ds}(k-4) & +v_{qs}(k-4) \end{bmatrix} = [\phi_1(k) \mid \phi_2(k)]; \quad \hat{\theta}_d(k) = \begin{bmatrix} \hat{E}_3(k) \\ \hat{E}_2(k) \\ \hat{E}_1(k) \\ \hat{E}_0(k) \\ \hat{D}_3(k) \\ \hat{D}_2(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_0(k) \\ \hat{C}_3(k) \\ \hat{C}_2(k) \\ \hat{C}_1(k) \\ \hat{C}_0(k) \end{bmatrix}$$

Le critère énergétique complet, d'optimisation linéaire par rapport à toutes les variables de prédiction de sorties, du système multi-sorties, est défini par :

$$J(\hat{\theta}_d) = \sum_{i=1}^{i=k} \left( (y_1(i) - \phi_1^T(i) \hat{\theta}_d(i))^2 + (y_2(i) - \phi_2^T(i) \hat{\theta}_d(i))^2 \right) \quad (\text{III.70})$$

L'estimation du vecteur des paramètres discret  $\hat{\theta}_d$  de la structure de modèle discret MIMO, de la machine asynchrone triphasée en rotation, à vitesse constante non nulle, se trouvant alimentée par un onduleur de tension triphasé à commande en pleine onde, est effectuée à l'aide de l'algorithme d'identification des moindres carrés récursifs, d'un système linéaire multi-sorties, dans le domaine temporel discret, défini par les équations récursives (III.29).

### III.2.3.2.2 Elaboration du modèle discret mono-sortie d'identification paramétrique de la machine

Puisque le système linéaire à double-sorties de la machine, peut être partagé en deux autres sous-système mono-sortie, dont les modèles associés possèdent une même paramétrisation (voir équation (III.58), il est possible de mener l'identification paramétrique de la machine, à partir de l'observation entrée-sortie de l'un de ces deux sous-systèmes mono-sortie interdépendant, soit celui d'indice 1, dont le modèle de regression linéaire discret de prédiction, peut être déduit directement de l'équation (III.69), nous avons :

$$\hat{y}_1(k) = \phi_1^T(k) \hat{\theta}_d(k) \quad (\text{III.71})$$

avec :

$$\hat{y}_1(k) = [\hat{i}_{ds}(k)]$$

$$\phi_1(k) = \begin{bmatrix} -i_{ds}(k-1) \\ -i_{ds}(k-2) \\ -i_{ds}(k-3) \\ -i_{ds}(k-4) \\ -v_{qs}(k-1) \\ -v_{qs}(k-2) \\ -v_{qs}(k-3) \\ -v_{qs}(k-4) \\ +v_{ds}(k-1) \\ +v_{ds}(k-2) \\ +v_{ds}(k-3) \\ +v_{ds}(k-4) \end{bmatrix} ; \quad \hat{\theta}_d(k) = \begin{bmatrix} \hat{E}_3(k) \\ \hat{E}_2(k) \\ \hat{E}_1(k) \\ \hat{E}_0(k) \\ \hat{D}_3(k) \\ \hat{D}_2(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_0(k) \\ \hat{C}_3(k) \\ \hat{C}_2(k) \\ \hat{C}_1(k) \\ \hat{C}_0(k) \end{bmatrix}$$

Le critère quadratique discret tronqué d'optimalité, du système mono-sortie considéré, s'écrit donc :

$$J(\hat{\theta}_d) = \sum_{i=1}^{i=k} \left( (y_1(i) - \phi_1^T(i) \hat{\theta}_d(i))^2 \right) \quad (\text{III.72})$$

L'estimation paramétrique de la structure de modèle discret MISO, de la machine asynchrone triphasée, associée à un onduleur de tension triphasé harmonique, à stratégie de commande en pleine onde, dont le rotor est animé d'un mouvement de rotation uniforme, est réalisée à l'aide de la méthode des moindres carrés récurrents discrète, à factorisation U-D, dite algorithme de Bierman (Annexe A).

### III.2.4 Passage de la représentation par matrice de transfert discrète à la représentation par matrice de transfert continue

La transformation fréquentielle discrète-continue, entre modèles multidimensionnel, peut s'effectuer de deux façons différentes, soit en traitant individuellement à part, chacun des éléments constitutifs de la matrice de transfert, soit en traitant à la fois, en un seul bloc, tous les éléments formant la matrice de transfert. Pour se faire, nous avons utilisé la même méthode combinée générale, décrite dans la section (II.2.4) de la deuxième partie du travail, qui se réalise en trois étapes de conversion entre formes de modèles, et ceci quelque soit la méthode de discrétisation adoptée du système.

Nous nous intéresserons particulièrement à la seconde manière, de voir le problème de transformation fréquentielle unilatérale inverse en  $z$ , dans le cas de présence d'un bloqueur d'ordre zéro, en opérant sur la matrice de transfert toute entière. Cela est d'une grande importance, dans l'étude de tout problème de commande de structures multidimensionnelles, dans l'espace d'état.

Soit un système dynamique multidimensionnel, linéaire invariant dans le temps, représenté par une matrice de transfert discrète, rationnelle propre au sens stricte, de dimension  $(n_e \times n_s)$ , définie par :

$$H(z) = [H_{ij}(z)] \quad \begin{array}{l} i = 1, \dots, n_s \\ j = 1, \dots, n_e \end{array} \quad (\text{III.73})$$

On suppose que la matrice de transfert est associée, à un espace vectoriel cyclique unique, de dimension finie égale au degré du polynôme caractéristique minimal  $\Delta(z)$ , qui représente le dénominateur commun des éléments de  $H(z)$ . L'ensemble des numérateurs de  $H(z)$  sont regroupés dans la matrice polynomiale rationnelle  $M(z)$ , définie par :

$$M(z) = [M_{ij}(z)]; \quad \begin{array}{l} i = 1, \dots, n_s \\ j = 1, \dots, n_e \end{array} \quad (\text{III.74})$$

Nous écrivons donc :

$$H(z) = \frac{M(z)}{\Delta(z)} \quad (\text{III.75})$$

### III.2.4.1 Passage de la matrice de transfert discrète vers l'espace d'état discret

La matrice de transfert ne représente pas la totalité du système malgré son unicité, mais seulement la partie complètement gouvernable et observable au sens de Kalman du système. Cette propriété fondamentale de la matrice de transfert, réagit non seulement sur les problèmes de représentation, mais aussi sur les problèmes de stabilité et de compensation.

On a souvent besoin, lorsqu'on veut effectuer une commande performante numérique ou analogique de haute qualité, d'un système multidimensionnel, de passer de la matrice de transfert, à la représentation d'état, dans le but d'utiliser des techniques de commande sophistiquées, ou de concevoir des dispositifs de contrôle, tels que les régulateurs ou les compensateurs, dans l'espace d'état. Pour cette raison une réalisation minimale d'état [56; 57] à partir de la matrice de transfert est nécessaire, afin d'éviter toutes éventuelle pertes de commandabilité et d'observabilité du système.

L'application des critères de commandabilité et d'observabilité d'un système, permet d'obtenir une réalisation minimale d'état du système, elle consiste à éliminer tout état redondant ou inutile, en les isolant puis en les supprimant du modèle d'état, d'une façon numérique.

Dans notre cas de figure, la réalisation discrète minimale d'état du modèle linéaire de Park de la machine asynchrone triphasée, mise sous forme compagne, du polynôme caractéristique minimal commun de la matrice de transfert, est formulée littéralement en annexe B, soit le quadruplet matriciel  $(A_d, B_d, C_d, D_d)$  le résultat de cette opération, dont la représentation d'état linéaire discrète est donnée par :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k) = C_d X(k) + D_d U(k) \end{cases} \quad (\text{III.76})$$

### III.2.4.2 Conversion discrète-continue entre modèles temporels d'état dans le cas multidimensionnel

C'est cette étape, qui caractérise la méthode combinée indirecte d'extraction de la matrice de transfert continue, à partir de celle discrète, qu'on a adopté. En effet, le faite de réaliser la

transformation discrete-continue, proprement dite, dans l'espace d'état, constitue le noyau de réussite, vu la haute précision rapportée lors de cette transition d'état.

On considère la réalisation discrète minimale d'état  $(A_d, B_d, C_d, D_d)$ , représentée par l'équation (III.76) du système multivariable, elle lui est associée une réalisation continue minimale d'état équivalente  $(A_c, B_c, C_c, D_c)$ , définit par :

$$\begin{cases} \dot{X}(k) = A_c X(k) + B_c U(k) \\ Y(k) = C_c X(k) + D_c U(k) \end{cases} \quad (\text{III.77})$$

La conversion discrète-continue entre modèles d'état, s'obtient de façon similaire dans le cas d'un système mono-dimensionnel ou multidimensionnel. Lorsque la discrétisation du système est exécutée à l'aide d'un extrapolateur d'ordre zéro, la formulation analytique du problème étant la même, que celle décrite par les relation (II.35 et 36), nous avons donc :

$$\begin{cases} \left[ \begin{array}{c|c} A_c & B_c \\ \hline zr(n_e, n) & zr(n_e, n_e) \end{array} \right] = \frac{1}{T_e} \text{Log} \left( \left[ \begin{array}{c|c} A_d & B_d \\ \hline zr(n_e, n) & I(n_e, n_e) \end{array} \right] \right) \\ C_c = C_d \\ D_c = D_d \end{cases} \quad (\text{III.78})$$

avec :

$\dim(A_c) = \dim(A_d) = n \times n$ .

$\dim(B_c) = \dim(B_d) = n \times n_e$ .

$zr(n_e, n)$  et  $zr(n_e, n_e)$  : matrices nulles de dimensions respectives :  $n_e \times n$  et  $n_e \times n_e$ .

$I(n_e, n_e)$  : matrice identité carrée d'ordre  $n_e$ .

### III.2.4.3 Conversion de forme de modèles continus : espace d'état - matrice de transfert

Etant donnée la réalisation continue minimale d'état  $(A_c, B_c, C_c, D_c)$  d'un système linéaire multivariable. L'application de la transformée de Laplace au modèle mathématique continu

d'état (III.77), permet le calcul de la matrice de transfert continue, lorsque l'évolution dynamique du système démarre à partir de l'état de repos, à l'aide de l'expression fréquentielle suivante :

$$H(s) = C_c (sI - A_c)^{-1} B_c + D_c \quad (\text{III.79})$$

Il semble plus commode de fragmenter un système linéaire multivariable, en une suite finie de sous-systèmes monovariabiles, au cas où on est confronté à des problèmes de conditionnement numérique sévères, lors du traitement d'information. On montre facilement qu'on peut écrire :

$$H(s) = [H_{ij}(s)] \quad \begin{array}{l} i=1, \dots, n_s \\ j=1, \dots, n_e \end{array}$$

avec :

$$H_{ij}(s) = \text{lg } n_i(C_c) (sI - A_c)^{-1} \text{col}_j(B_c) + D_c(i, j) \quad (\text{III.80})$$

où :

$A_c$  : matrice d'évolution commune du système multivariable.

$\text{lg } n_i(C_c)$  : désigne la ligne  $i$  de la matrice d'observation  $C_c$ .

$\text{col}_j(B_c)$  : représente la colonne  $j$  de la matrice d'entrée  $B_c$ .

$D_c(i, j)$  : étant l'élément d'indice  $(i, j)$  de la matrice de transmission directe  $D_c$ .

Nous avons déjà vu dans la section (II.2.4.3) de la seconde partie du travail, qu'il y'a plusieurs techniques, permettant de calculer la transformée de Laplace de la matrice de transition d'état continue, dont on a opté une méthode très sophistiquée, dite algorithme de Varga [36], qui offre un très bon conditionnement numérique du problème, car l'algorithme élimine la partie non commandable et non observable, de chaque triplet matriciel définie à un instant  $k$  donné  $(A_c, \text{col}_j(B_c), \text{lg } n_i(C_c))$ , assurant ainsi une réalisation continue minimale d'état du sous-système monovariable d'indice  $(i, j)$ , au sens numérique avant effectuer l'inversion matricielle.

Les pôles et les zéros de chaque élément de la matrice de transfert, qui représente une fonction de transfert mono-dimensionnelle, sont déterminés par un calcul de valeurs propres généralisés, des déterminants littéraux, qui représentent des polynômes rationnels en  $s$ , figurant dans l'expression suivante :

$$H_{ij}(s) = \frac{\det(sI - (A_c - \text{col}_j(B_c) \text{lg } n_i(C_c))) + (D_c(i, j) - 1) \det(sI - A_c)}{\det(sI - A_c)} \quad (\text{III.81})$$

### III.2.5 Résultats d'identification simulée de la machine à travers ses modèles paramétriques échantillonnés

Dans un but comparatif, entre la méthode d'identification directe des fonctions de transfert continues, et celle de leur identification indirecte, à travers leurs représentations fréquentielles discrètes associées, les tests d'identification dans le domaine temporel discret de la machine, s'opèrent de façon similaire, que pour les essais d'identification dans l'espace temporel continu, à l'exception faite, qu'il s'agit d'effectuer des enclenchements triphasés, à partir de l'état électrique de repos de la machine, à rotor bloqué ou en mouvement de rotation uniforme, sur un onduleur de tension triphasé à commande en pleine onde.

Tous les paramètres d'entrées déjà présentés, permettant de générer des fichiers d'acquisition de données entrées-sorties du système, sont inchangés, à savoir :

- Les paramètres physiques de la machine, étant ceux issus des essais d'identification classiques.
- Le pas d'échantillonnage est toujours fixé à :  $T_e = 0.2$  ms.
- La fréquence industrielle des tensions statoriques étant :  $f_s = 50$  Hz , et la simulation temporelle du modèle continu de la machine, est étendue sur 10 périodes des signaux d'excitation du système.
- Le niveau du système de tensions simples triphasé équilibré, servant comme alimentation du stator, exprimé en terme de valeur efficace, est le suivant :
  - A rotor bloqué ( $\omega_r = 0$ ), on prend :  $V_{1\text{eff}} = 63\text{V}$  , qui correspond au courant statorique nominal.
  - Au synchronisme ( $\omega_r = 100\pi$  rad/s), on choisit:  $V_{1\text{eff}} = 220\text{V}$ , qui est la tension statorique nominale par phase.

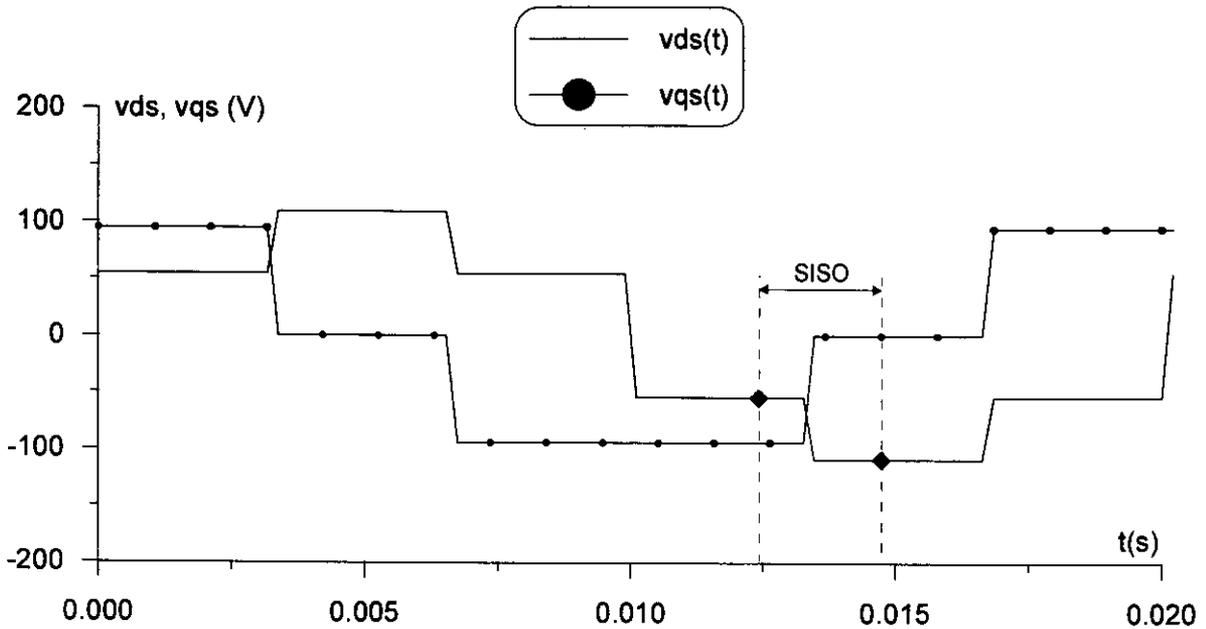
D'autre part, l'initialisation des paramètres de l'algorithme d'identification récursif, s'effectue de la manière suivante :

- Le vecteur des paramètres discrets est nul au départ :  $\theta_d(0) = [0]$ .
- La matrice d'adaptation paramétrique initiale est diagonale, de gain élémentaire commun :

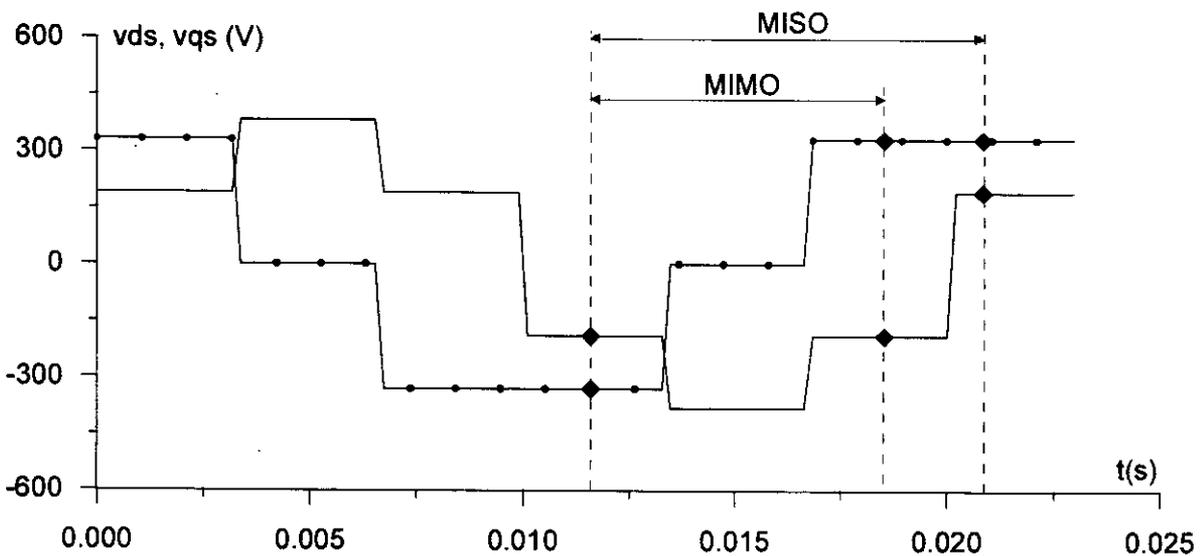
$$g_0 = 10^{15}.$$

Les variables d'entrées du système multidimensionnel considéré, sont les tensions statoriques de Park. Le choix du domaine d'identification en discret, doit se faire de façon à ce qu'il fait comprendre, un certain nombre d'agitations dynamiques nécessaires, dans les signaux d'excitation,

c'est à dire que ces derniers doivent contenir des francs montants ou descendants très raides, pour exciter suffisamment le système et faire apparaître tout ses modes dynamiques, afin de bien réussir l'identification, cela est montré aux figures (III.2).



a / Domaine d'identification de la structure de modèle discret SISO de la machine à rotor bloqué en régime transitoire



b / Domaine d'identification des structures de modèles discrets MIMO et MISO de la machine en régime transitoire synchrone

Fig. (III.2) Forme d'ondes des tensions statoriques de Park délivrées à la sortie de l'onduleur de tension triphasé à commande en pleine onde.

### **III.2.5.1 Identification du modèle discret mono-dimensionnel de la machine à rotor bloqué**

Les figures (III.6) et (III.7) illustrent respectivement la variation temporelle des paramètres estimés, des fonctions de transfert monovariabiles discrète et continue, de la structure de modèle discret SISO de la machine à rotor bloqué, en régime transitoire, dont les différents résultats de l'identification paramétrique sont consignés dans les tableaux (III.4a), (III.4b) et (III.4c).

Les mêmes remarques faites, dans le cas de l'identification en continu, sont valables en discret, la vitesse de convergence asymptotique accélérée des paramètres discrets identifiés étant la même (au bout de quatre pas d'identification), seulement leur convergence est accompagnée d'oscillations très rapide et violentes, puisque le degré d'agitation dynamique du système est plus élevée en discret qu'en continu, cela est due à la nature de variation des signaux d'entrées du système. En effet ces derniers présentent des zones d'évolution temporelle brutale, qui sont des agitations dynamiques, du type gradient dans le cas de l'identification du modèle discret, tandis-que les signaux d'excitation varient d'une manière douce (pas de points anguleux), lorsqu'une identification du modèle continu est conduite. Une seule agitation dynamique a suffit pour permettre l'identification de la structure de modèle discret SISO, vu que les matrices mises en jeu sont de petites dimensions.

Le pouvoir d'excitation des signaux d'attaque d'un système, est une notion fondamentale en identification, car c'est sur lui que s'appuie en premier lieu, le concept d'identifiabilité d'un système. Plus il est élevé, meilleur est la précision sur les résultats d'identification. Cela se voit clairement dans notre situation, où la précision des paramètres physiques estimés de la machine, est largement plus grande pour le modèle discret que pour celui continu (Tableaux (III.1b) et (III.4c)).

D'autre part, la méthode optée, pour effectuer le passage du modèle échantillonné au modèle continu, présente d'excellentes performances numériques (tableau (III.4b)), malgré la très haute sensibilité des paramètres discrets identifiés, qui à la moindre erreur, pourra fausser complètement les paramètres continus issus de ceux discrets.

La comparaison des figures (III.6) et (III.7), respectivement avec les figures (III.8) et (III.9), représentant les résultats d'identification paramétrique, de la structure de modèle discret SISO, de la machine à rotor bloqué, en régime transitoire et établi, montre que les pôles du modèle discret et

continu, évoluent dans le temps, d'une manière pratiquement similaire, pour les deux cas, tandis-que la dynamique du (des) zéro(s) du système a changé, car cette dernière est intimement liée au degré d'agitation dynamique du système (à la géométrie des signaux d'entrées et à l'état initial du processus dans le domaine d'identification), qui est plus grand en régime transitoire que celui permanent, ce qui explique le fait que la précision des paramètres identifiés, est nettement supérieure en régime transitoire qu'en régime permanent (Tableaux (III.4) et (III.5)).

On pourra dire, que les pôles d'un système caractérisent la stabilité, alors que les zéros représentent une question de qualité des performances dynamique de l'objet.

### **III.2.5.2 Estimation du modèle paramétrique échantillonné multidimensionnel de la machine en régime de synchronisme**

Les figures (III.10a et 10b), (III.11a et 11b) visualisent respectivement les courbes d'évolution temporelle des paramètres identifiés, des matrices de transfert réelles discrète et continue, de la structure de modèle discret MIMO de la machine en régime transitoire synchrone, ainsi que les résultats de l'estimation paramétrique, sont tabulés dans les tables (III.6a et 6b).

La transformation fréquentielle inverse discrète-continue a été effectuée, en adoptant une réalisation minimale d'état, lors du passage de la matrice de transfert discrète, vers l'espace d'état discret.

En observant les équations de régression linéaire, continues (III.23) et discrètes (III.69), on peut affirmer que le nombre de paramètres à identifier, pour un modèle de même ordre, est toujours égale ou plus élevé, pour un modèle discret (12 paramètres discrets), que pour celui continu (5 paramètres continus).

Cette augmentation de paramètres, pourrait remettre en cause la convergence des algorithmes, vu qu'on aurait à traiter des matrices relativement de grande taille, ce qui peut faire surgir des problèmes de conditionnement numérique, et demander ainsi un volume de calcul trop important.

En effet d'après les figures (III.4) et (III.10a et 10b), on voit bien que les paramètres continus estimés de la structure de modèle continu MIMO, convergent plus rapidement (au 3<sup>ème</sup> échantillon), que les paramètres discrets identifiés de la structure de modèle discret MIMO (grossomodos au

12<sup>ème</sup> échantillon), qui présentent des irrégularités d'évolution temporelle, provenant du mauvais conditionnement numérique des matrices.

Pour que la précision des paramètres identifiés de la machine, issus de la structure de modèle discret MIMO, soit acceptable, il a fallu inclure deux agitations dynamiques des signaux de sollicitation du système, dans le domaine d'identification en discret. Plus le nombre d'agitations dynamiques croît, plus la précision sur les résultats d'identification du modèle échantillonné s'améliore. Ce n'est pas le cas pour les modèles continus, où la précision des paramètres continus, directement estimés, atteint très rapidement un seuil limite, qui fixe un nombre d'échantillons très réduit du domaine d'identification en continu, à partir du quel, la précision commence à décroître. Cela est due au phénomène d'accumulation d'erreurs, qui s'accroît lorsque l'ordre de dérivation numérique s'élève.

La simulation montre que les paramètres estimés d'un modèle discret, correctement excité, sont beaucoup plus précis, que ceux provenant d'un modèle continu, représentant le même processus. Cependant le temps de calcul consommé par l'algorithme d'identification continu est plus réduit que celui discret, à cause des espacements temporels plus au moins larges, entre agitations dynamiques, contenues dans les signaux d'excitation du système échantillonné, qui sont fonction des constantes de temps de ce dernier.

En ce qui concerne la procédure d'identification paramétrique, de la structure de modèle discret MISO de la machine, en régime transitoire synchrone, les graphes de variation temporelle des paramètres estimés, des matrices de transfert discrète et continue, sont illustrés respectivement aux figures (III.12a et 12b), (III.13a et 13b). Les valeurs numériques de ces paramètres recherchés, sont arrangées dans les tableaux (III.7a et 7b).

Une étude comparative, entre les résultats d'identification, des structures de modèle discret MIMO et MISO de la machine, montre que les pôles des deux structures ont la même vitesse de convergence (au 12<sup>ème</sup> échantillon), alors que les zéros de la structure MIMO convergent plus vite, que ceux de la structure MISO (respectivement aux numéros d'échantillons 12 et 24), ce qui reconferme l'effet du phénomène de tranquillité des termes d'un critère d'optimalisé, en discret.

On peut en déduire, que dans des conditions de calcul numérique sévères, les zéros d'un système linéaire, sont plus difficilement identifiables que ses pôles, car les zéros sont plus sensibles, au degré d'agitation dynamique du processus. En effet, il a été nécessaire d'introduire trois agitations dynamiques, des signaux de sollicitation du système, dans le domaine d'identification, de la structure de modèle discret MISO, pour obtenir des estimées de paramètres, avec une précision relative, légèrement minime que dans le cas de l'identification de la structure de modèle discret MIMO, qui ne demande que deux agitations dynamiques (tableaux (III.6a et 6b), (III.7a et 7b)).

On s'aperçoit aussi, que les évolutions temporelles des paramètres identifiés de la structure de modèle discret MISO, sont plus irrégulières, que celles des paramètres de la structure de modèle discret MIMO, à cause du problème de conditionnement numérique qui est plus mauvais dans le premier cas.

## CONCLUSION

La méthode des fonctions de transfert rationnelle, est reconnue comme étant la forme de modèle la plus adéquate, pour une approche dans un domaine fréquentiel, du problème d'identification linéaire des machines asynchrones lorsqu'elles opèrent à des régimes dynamiques, à vitesse de rotation constante.

D'autre part, les utilisateurs de la machine asynchrone, préfèrent mettre au point, des algorithmes d'identification à partir de l'observation entrée-sortie des grandeurs statoriques, puisqu'elles sont accessibles aux mesures. Cela est un fait très bénéfique, notamment dans le cas où la machine asynchrone possède un rotor à cage.

Le degré d'agitation dynamique d'un système, dépend à la fois, du pouvoir d'excitation des signaux d'entrées, et de l'état dynamique initial au quel se trouve l'objet, il se place parmi les conditions les plus déterminantes, pour la réussite de l'identification.

La notion de pouvoir d'excitation concerne la forme et les propriétés géométriques, des signaux d'attaque d'un processus réel. En effet, lorsque l'identification est conduite dans le domaine temporel continu, les signaux de sollicitation doivent être continûment différentiables par rapport au temps en tous points (pas ni de points anguleux, ni de pentes verticales), c'est à dire que leurs évolution temporelle doit être douce et variable. Cependant la simulation a montré que l'identification en continu est réussite dans la partie transitoire de la réponse harmonique du système, mais elle est défailante en régime établi pris seul, car dans le dernier cas, le système n'est pas suffisamment agité, pour faire ressortir tous ses modes dynamiques propres.

Quand on mène une identification dans l'espace temporel discret, les signaux d'excitation doivent présenter des zones d'évolution temporelle brutales, c'est à dire des agitations dynamiques du type gradient, en réalisant des basculements raides entre des niveaux hauts et bas, et vice versa, à une fréquence variable dans la mesure du possible, ce qui permet d'obtenir des impulsions rectangulaires modulées en largeur, selon la dynamique du système, car pour bien identifier le gain statique de l'objet, il faut que la durée d'au moins une des impulsions rectangulaires, soit supérieure au temps de monté du processus considéré. En bref, c'est la condition de richesse fréquentielle des signaux d'entrées d'un modèle discret, qu'on vient d'explicitier.

Nous avons vu en simulation, que le modèle discret de la machine, est identifiable en régime transitoire ou établi, puisque le degré d'agitation dynamique du système, est suffisamment élevé pour les deux cas, ce qui est primordial pour une identification en ligne qui ne doit pas dépendre du régime choisi.

D'une façon générale, les résultats d'identification issus des modèles discrets, sont beaucoup plus précis, que ceux obtenus à partir des modèles continus, puisqu'une reconstitution correcte, d'un signal échantillonné par un bloqueur d'ordre zéro, est une opération largement plus précise, que le calcul de la fonction dérivée d'un signal, à l'aide d'un dérivateur numérique, basé sur l'approximation analytique de morceaux de signal, par des polynômes d'interpolations, surtout si l'ordre de la différentiation temporelle est élevé, où les erreurs de calcul s'accroissent d'une manière accentuée.

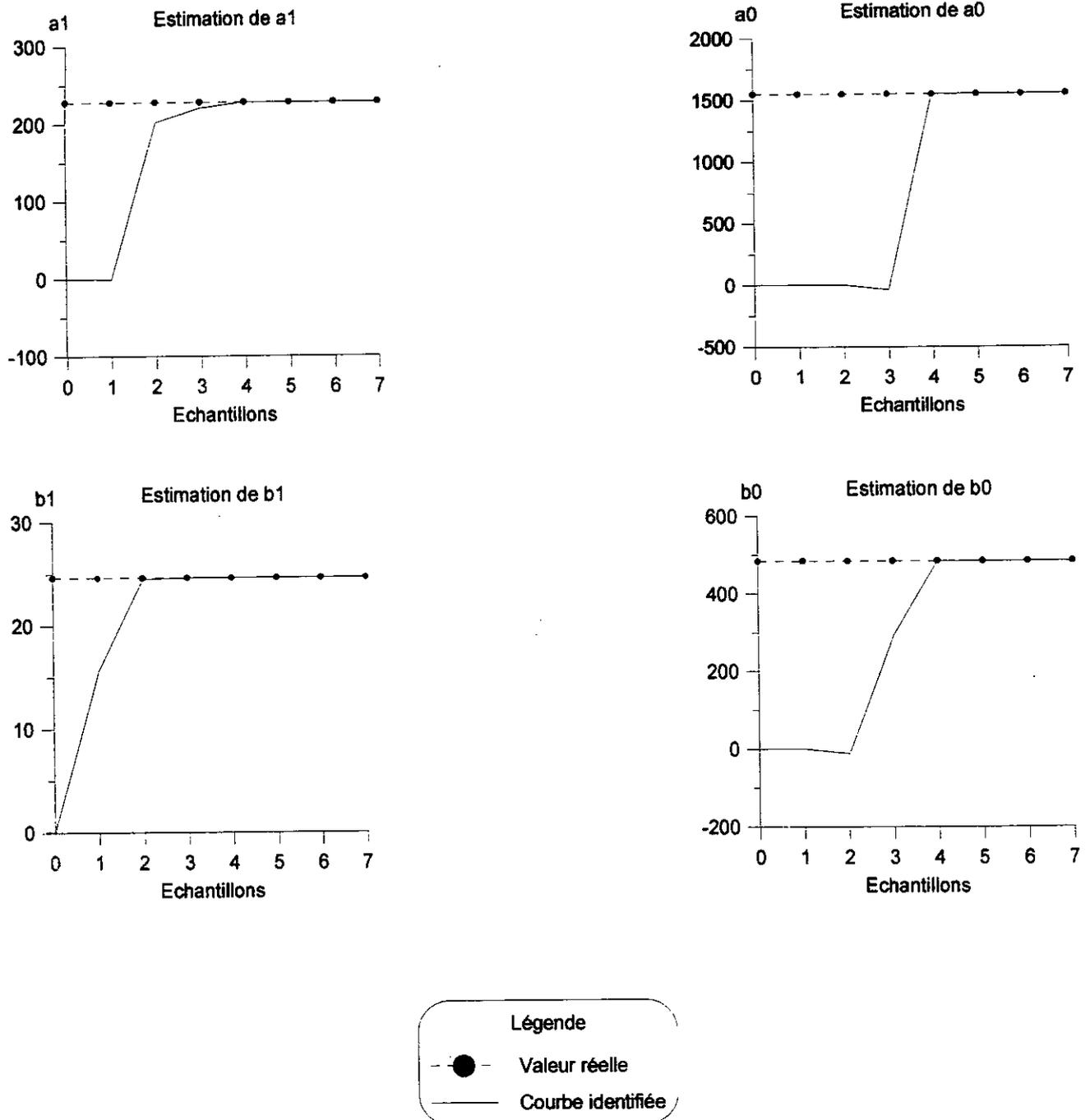
Pendant le temps de calcul nécessaire, pour identifier les paramètres physiques de la machine à rotor bloqué, en régime transitoire, est pratiquement le même pour les deux structures de modèle continu et discret SISO du système, vu qu'on a quatre paramètres directement identifiés par l'algorithme d'estimation linéaire de chaque structure. Lors de l'identification de la machine, en régime transitoire synchrone, la longueur du vecteur des paramètres des structures de modèles discrets MIMO ou MISO est de douze, tandis-que'elle est de cinq, pour les mêmes structures de modèles continus correspondant. Par conséquent, les estimateurs linéaires récursifs multidimensionnels, au sens des moindres carrés, mettent plus de temps en discret qu'en continu.

Lorsqu'on se propose de mener une identification en ligne de la machine, il est conseillé d'utiliser la structure de modèle discret ou continu MIMO, plutôt que celle MISO correspondante, car la matrice de mesure (d'observation) est mieux conditionnée numériquement, dans le premier cas, et par suite le temps de calcul est plus réduit.

La qualité des résultats d'identification directe du modèle continu, dépend surtout de la précision des dérivateurs numériques implantés. Par contre, dans le cas d'une identification indirecte à travers un modèle discret, les points les plus critiques proviennent, d'une part du type d'échantillonneur utilisé, et d'autre part, de la méthode optée pour effectuer le passage du modèle discret à celui continu. En effet dans notre cas, la détermination de la matrice de transfert continue à partir de celle discrète, passe nécessairement par un traitement dans l'espace d'état, là où la

transformation discrète-continue proprement dite est réalisée, ce qui donne d'excellents résultats, du point de vue précision et volume de calcul, à condition que la méthode de discrétisation adoptée soit performante. Nous proposons à titre indicatif, d'utiliser dans l'avenir, un échantillonneur bloqueur d'ordre un, car il est évident que la reconstitution d'un signal discrétisé, avec interpolation linéaire, où les points sont joints par des segments de droite, fait ressortir beaucoup mieux la forme originale du signal continu, qu'une reconstitution faite à l'aide d'un échantillonneur bloqueur d'ordre zéro, vu que cette fois, le signal est approximé par une fonction en escalier.

Nous avons exposé également dans cette partie du travail, diverses structures de modèles paramétriques linéaires, continus et discrets, de la machine asynchrone triphasée, servant à une identification linéaire récursive du système, dans un contexte déterministe. Cela constitue une introduction sur le thème d'identification des machines à induction triphasées, pour préparer le terrain, à une étude approfondie, dans le but d'implanter des algorithmes d'estimation linéaire de la machine, dans un contexte stochastique, qui est une perspective à entamer sérieusement, en vue de réaliser une commande vectorielle efficace de la machine.



**Fig. (III.3) Evolution temporelle des paramètres identifiés de la fonction de transfert continue de la structure de modèle continu SISO de la machine à rotor bloqué en régime transitoire**

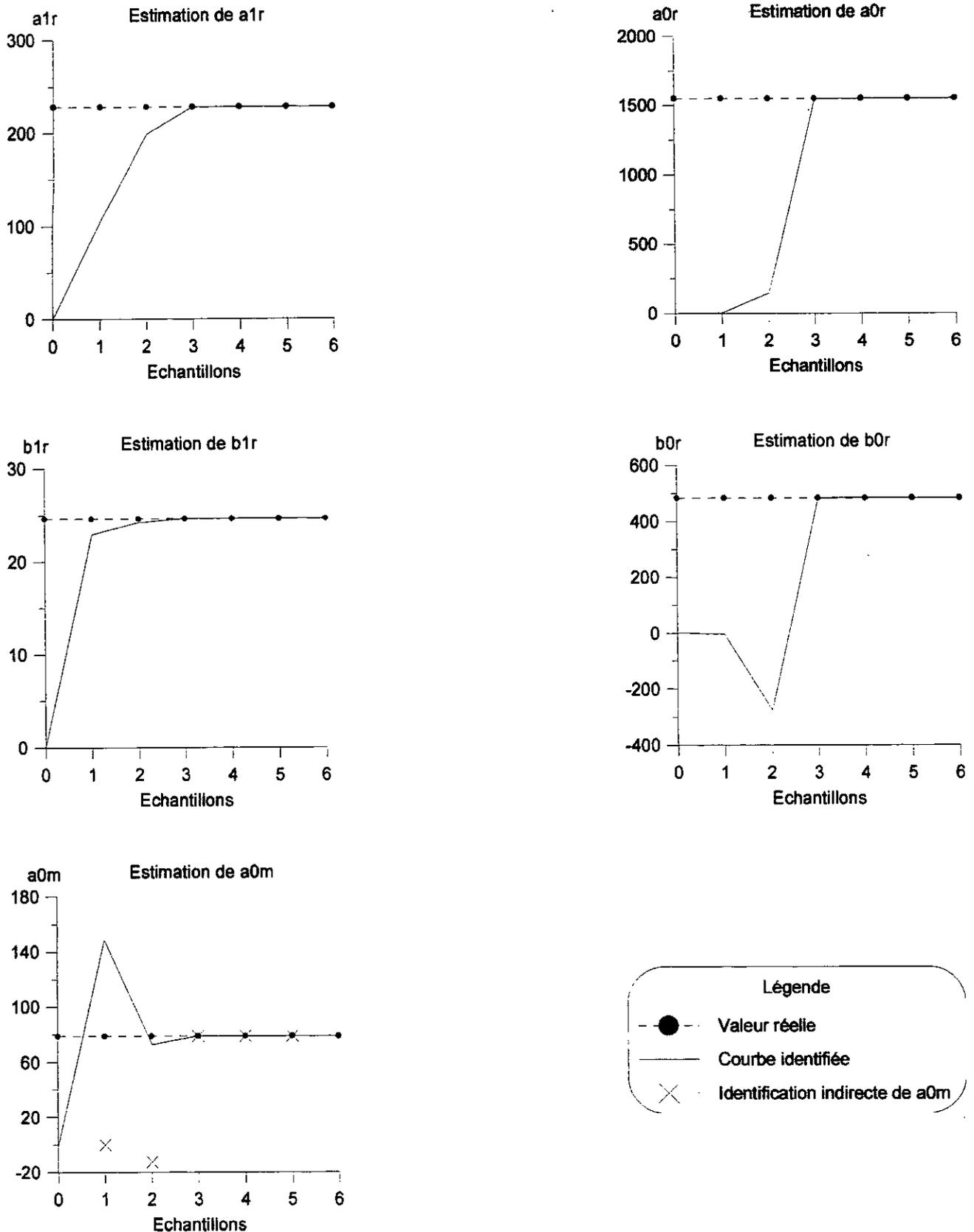
paramètres de la fonction de transfert continue réelle de la structure de modèle continu SISO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$a_1$ (MKSA)	2.2769277036917970e+002	2.2769267470861130e+002	4.2013019742187220e-005
$a_0$ (MKSA)	1.5478949512103390e+003	1.5478805723672810e+003	9.2893749782313240e-004
$b_1$ (MKSA)	2.4587656904760960e+001	2.4596615505706420e+001	3.6422088003812860e-002
$b_0$ (MKSA)	4.8353622137503380e+002	4.8371267886477520e+002	3.6479814867694940e-002

**a / Paramètres de la fonction de transfert continue réelle de la structure de modèle continu SISO.**

paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$r_1$ ( $\Omega$ )	3.2011975169276560e+000	3.2000000000000000e+000	3.7422403989226250e-002
$L_1$ (H)	3.0811099055811520e-001	3.0800000000000000e-001	3.6035895491965500e-002
$M'$ (H)	2.8705619305872560e-001	2.8695287417971610e-001	3.6005521570323070e-002
$r_2'$ ( $\Omega$ )	6.0592526044944880e+000	6.0570733829533020e+000	3.5978126785112070e-002
$L_2'$ (H)	3.0811099055811520e-001	3.0800000000000000e-001	3.6035895491965500e-002
$\sigma$ (p.u)	1.3200052710125420e-001	1.3200000000000000e-001	3.9931913196942090e-004

**b / Paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée**

**Tableaux (III.1) Résultats d'identification théorique directe des paramètres de la structure de modèle continu SISO de la machine à rotor bloqué en régime transitoire.**



**Fig. (III.4) Mécanisme de convergence asymptotique des paramètres identifiés de la fonction de transfert continue complexe, de la structure de modèle continu MIMO de la machine, en régime transitoire synchrone**

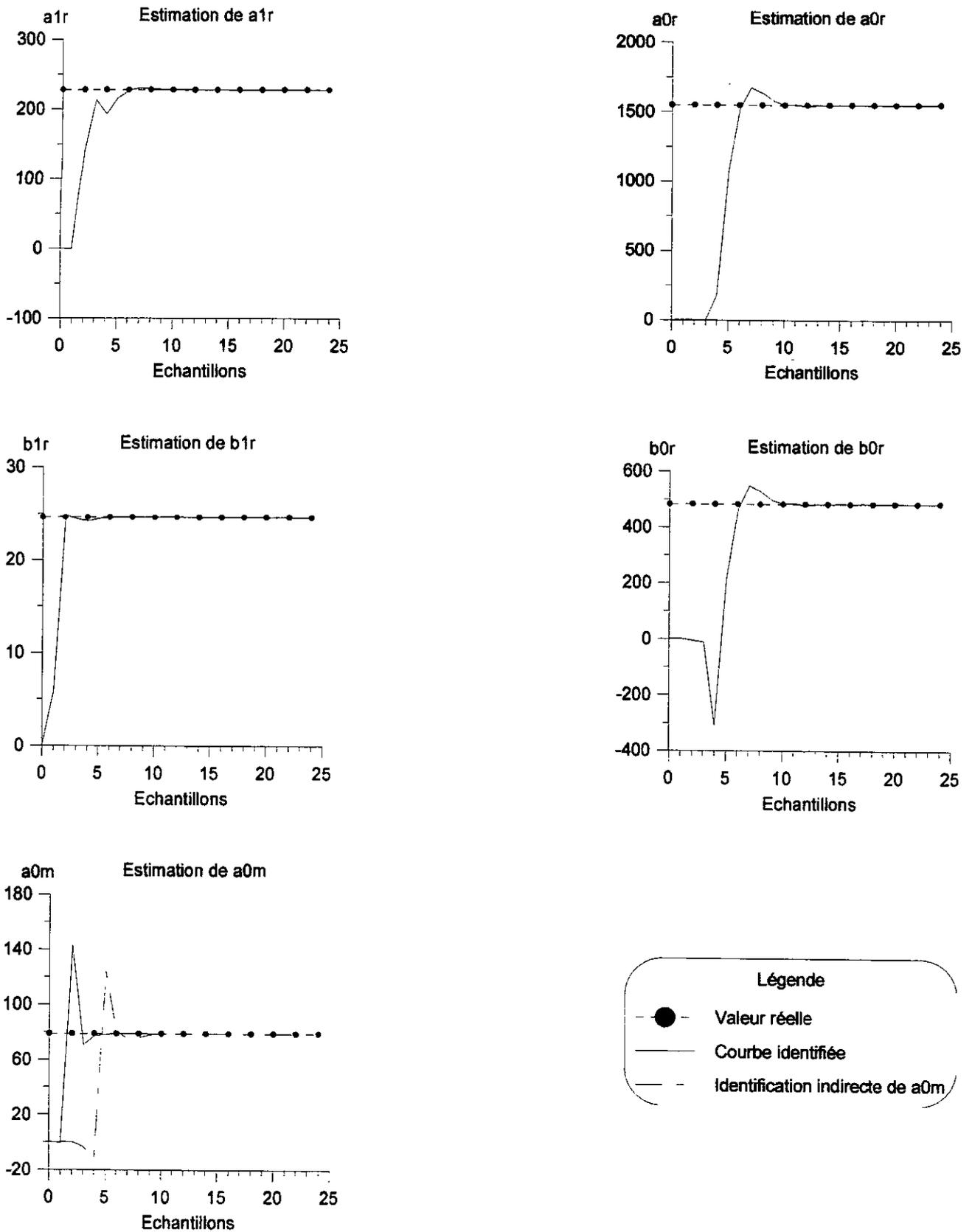
paramètres de la fonction de transfert continue complexe de la structure de modèle continu MIMO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$a_{lr}$ (MKSA)	2.2769786416758680e+002	2.2769267470861130e+002	2.2791506059928600e-003
$a_{or}$ (MKSA)	1.5481671054586090e+003	1.5478805723672810e+003	1.8511317762068870e-002
$a_{om}$ (MKSA)	7.8710255206991250e+001	7.8709169618260530e+001	1.3792404823763180e-003
$b_{lr}$ (MKSA)	2.4587705867308080e+001	2.4596615505706420e+001	3.6223025872246080e-002
$b_{or}$ (MKSA)	4.8367234639444530e+002	4.8371267886477520e+002	8.3381048486438830e-003

**a / Paramètres de la fonction de transfert continue complexe de la structure de modèle continu MIMO.**

paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$r_1$ ( $\Omega$ )	3.2008592531689740e+000;	3.2000000000000000e+000	2.6851661530422060e-002
$L_1$ (H)	3.0805167886631060e-001;	3.0800000000000000e-001;	1.6778852698257720e-002
$M'$ (H)	2.8699677616083500e-001;	2.8695287417971610e-001;	1.5299369711636260e-002
$r_2'$ ( $\Omega$ )	6.0597795960347160e+000	6.0570733829533020e+000	4.4678558609357930e-002
$L_2'$ (H)	3.0805167886631060e-001	3.0800000000000000e-001	1.6778852698257720e-002
$\sigma$ (p.u)	1.3202567932598980e-001	1.3200000000000000e-001	1.9454034840751060e-002

**b / Paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée**

**Tableaux (III.2) Résultats d'identification théorique directe des paramètres de la structure de modèle continu MIMO de la machine en régime transitoire synchrone.**



**Fig. (III.5) Nature de convergence des paramètres identifiés de la fonction de transfert continue complexe, de la structure de modèle continu MISO de la machine, en régime transitoire synchrone**

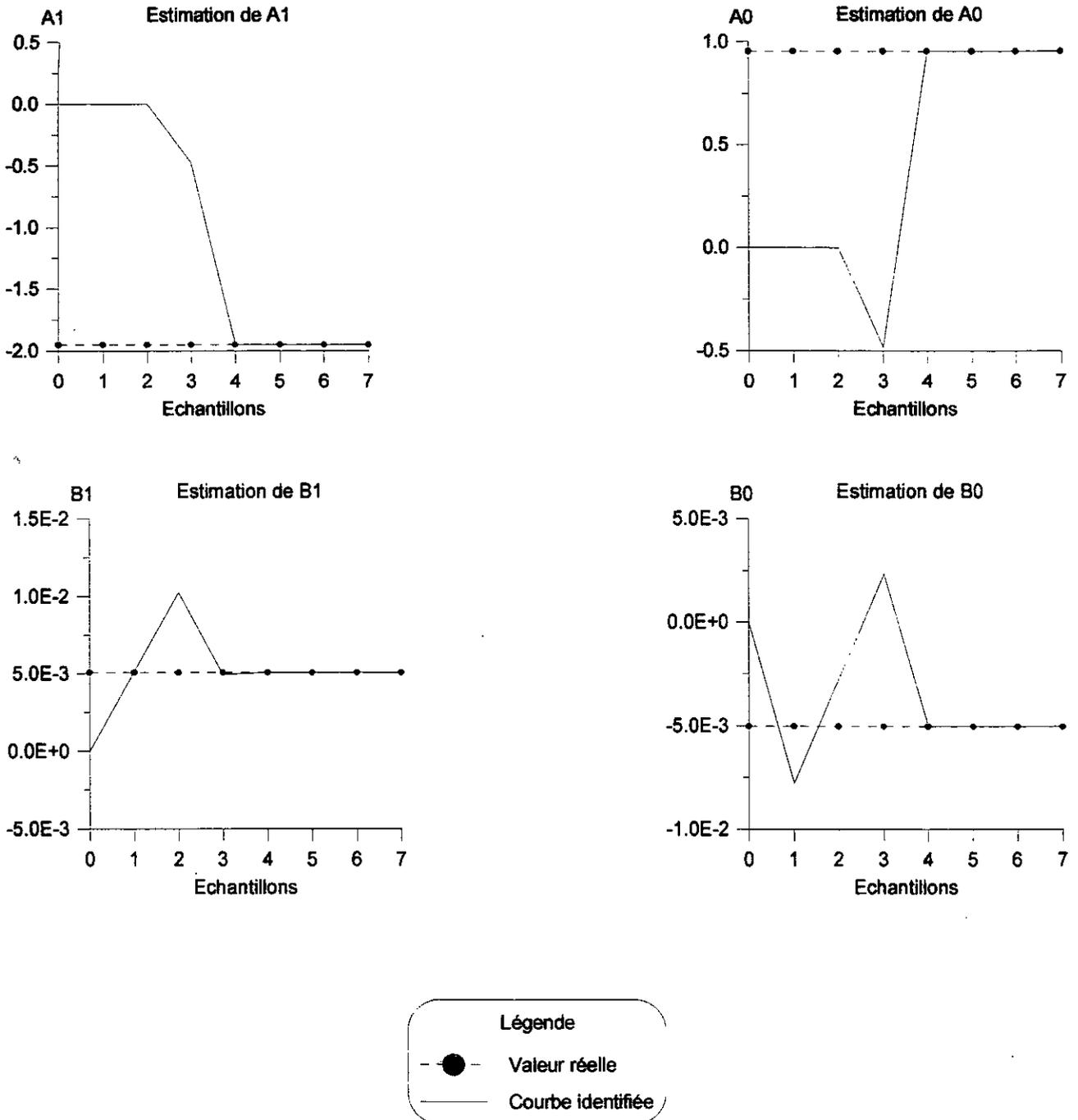
paramètres de la fonction de transfert continue complexe de la structure de modèle continu MISO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$a_{1r}$ (MKSA)	2.2770527723932820e+002	2.2769267470861130e+002	5.5348863255971690e-003
$a_{0r}$ (MKSA)	1.5486941734854500e+003	1.5478805723672810e+003	5.2562266927632930e-002
$a_{0m}$ (MKSA)	7.8712265674563700e+001	7.8709169618260530e+001	3.9335395331700120e-003
$b_{1r}$ (MKSA)	2.4587786764340860e+001	2.4596615505706420e+001	3.5894130895785980e-002
$b_{0r}$ (MKSA)	4.8387907051007660e+002	4.8371267886477520e+002	3.4398859606475700e-002

**a / Paramètres de la fonction de transfert continue complexe de la structure de modèle continu MISO.**

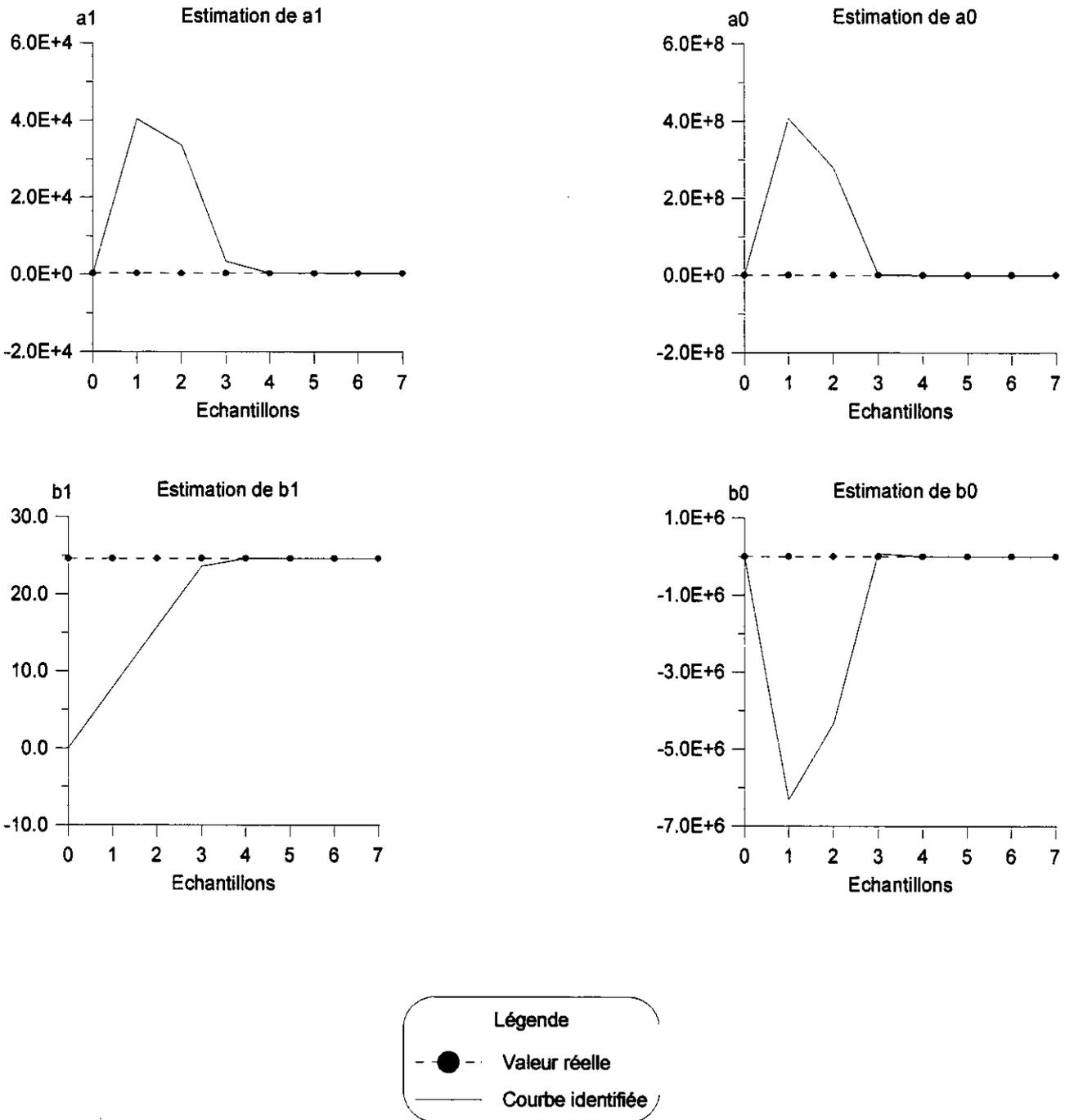
paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$r_1$ ( $\Omega$ )	3.2005810291668700e+000	3.2000000000000000e+000	1.8157161464693600e-002
$L_1$ (H)	3.0794899480794020e-001	3.0800000000000000e-001	1.6560127292144600e-002
$M'$ (H)	2.8689390638473920e-001	2.8695287417971610e-001	2.0549644308457580e-002;
$r_2'$ ( $\Omega$ )	6.0603288453877690e+000	6.0570733829533020e+000	5.3746458539349150e-002
$L_2'$ (H)	3.0794899480794020e-001	3.0800000000000000e-001	1.6560127292144600e-002
$\sigma$ (p.u)	1.3206926810453090e-001	1.3200000000000000e-001	5.2475836765850690e-002

**b / Paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée**

**Tableaux (III.3) Résultats d'identification théorique directe des paramètres de la structure de modèle continu MISO de la machine en régime transitoire synchrone.**



**Fig. (III.6) Evolution temporelle des paramètres identifiés de la fonction de transfert discrète de la structure de modèle discret SISO de la machine à rotor bloqué en régime transitoire**



**Fig. (III.7) Evolution temporelle des paramètres identifiés de la fonction de transfert continue issue à partir de la structure de modèle discret SISO de la machine à rotor bloqué en régime transitoire**

paramètres de la fonction de transfert discrète réelle de la structure de modèle discret SISO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$A_1$ (MKSA)	-1.9531284714382850e+000	-1.9531284714633500e+000	1.2833174806144710e-009
$A_0$ (MKSA)	9.5319545686288840e-001	9.5319545688699740e-001	2.5292869282008910e-009
$B_1$ (MKSA)	5.0665765488682670e-003	5.0665765488724370e-003	8.2292408577901680e-011
$B_0$ (MKSA)	-5.0456436038587550e-003	-5.0456436039825190e-003	2.4528852235199220e-009

**a / Paramètres de la fonction de transfert discrète réelle de la structure de modèle discret SISO (en régime transitoire).**

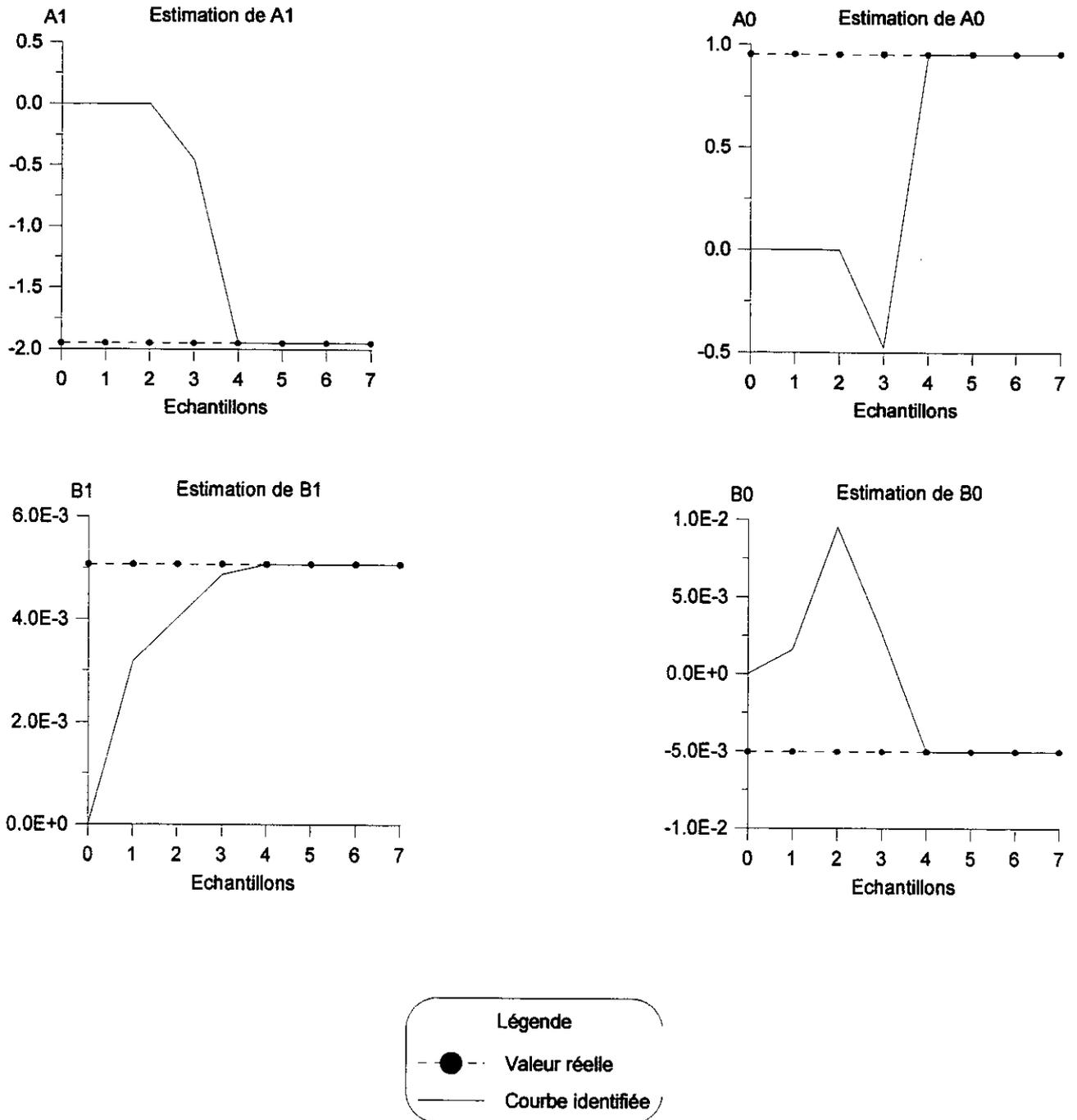
paramètres de la fonction de transfert continue réelle issue de la structure de modèle discret SISO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$a_1$ (MKSA)	2.2769267482875240e+002	2.2769267470861140e+002	5.2764560214678890e-008
$a_0$ (MKSA)	1.5478805944728360e+003	1.5478805723672830e+003	1.4281174454648260e-006
$b_1$ (MKSA)	2.4596615505704980e+001	2.4596615505706380e+001	5.6764577038848150e-012
$b_0$ (MKSA)	4.8371268163526180e+002	4.8371267886476970e+002	5.7275573948639590e-007

**b / Paramètres de la fonction de transfert continue réelle issue de la structure de modèle discret SISO (en régime transitoire).**

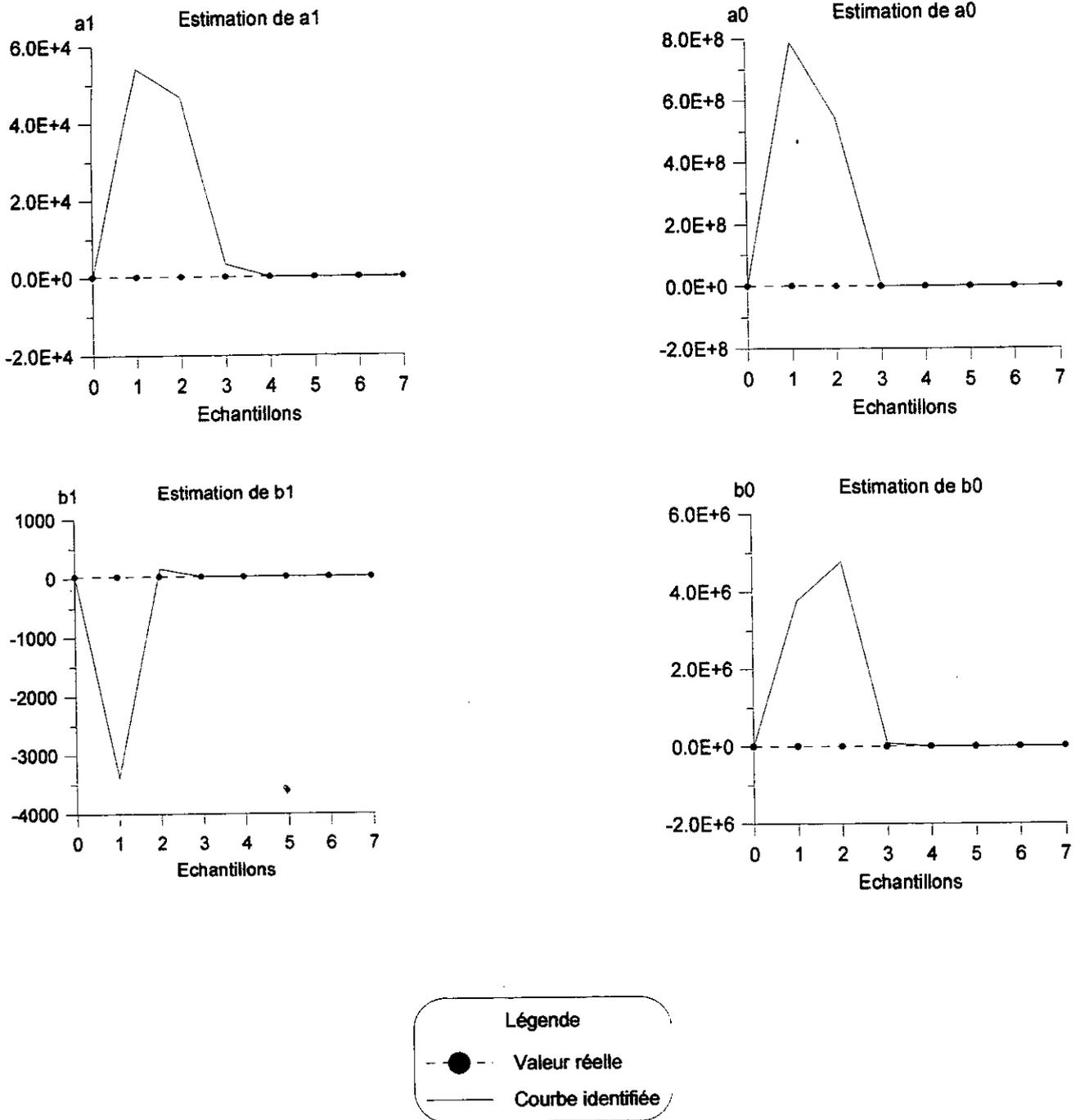
paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$r_1$ ( $\Omega$ )	3.2000000273716160e+000	3.2000000000000000e+000	8.5536298877197940e-007
$L_1$ (H)	3.0799999709246130e-001	3.0800000000000000e-001	9.4400607460890640e-007
$M'$ (H)	2.8695287126488960e-001	2.8695287417971610e-001	1.0157857800229930e-006
$r_2'$ ( $\Omega$ )	6.0570733604666790e+000	6.0570733829533020e+000	3.7124567936402320e-007
$L_2'$ (H)	3.0799999709246130e-001	3.0800000000000000e-001	9.4400607460890640e-007
$\sigma$ (p.u)	1.3200000124609570e-001	1.3200000000000000e-001	9.4401189306669500e-007

**c / Paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée (en régime transitoire).**

**Tableaux (III.4) Résultats d'identification théorique des paramètres de la structure de modèle discret SISO de la machine à rotor bloqué en régime transitoire.**



**Fig. (III.8) Evolution temporelle des paramètres identifiés de la fonction de transfert discrète de la structure de modèle discret SISO de la machine à rotor bloqué en régime permanent**



**Fig. (III.9) Evolution temporelle des paramètres identifiés de la fonction de transfert continue issue à partir de la structure de modèle discret SISO de la machine à rotor bloqué en régime permanent**

paramètres de la fonction de transfert discrète réelle de la structure de modèle discret SISO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$A_1$ (MKSA)	-1.9531283921982600e+000	-1.9531284714633500e+000	4.0583653516463500e-006
$A_0$ (MKSA)	9.5319538098430680e-001	9.5319545688699740e-001	7.9629723282660550e-006
$B_1$ (MKSA)	5.0665765386223270e-003	5.0665765488724370e-003	2.0230839680107560e-007
$B_0$ (MKSA)	-5.0456432026325670e-003	-5.0456436039825190e-003	7.9543856820890680e-006

a / Paramètres de la fonction de transfert discrète réelle de la structure de modèle discret SISO (en régime permanent).

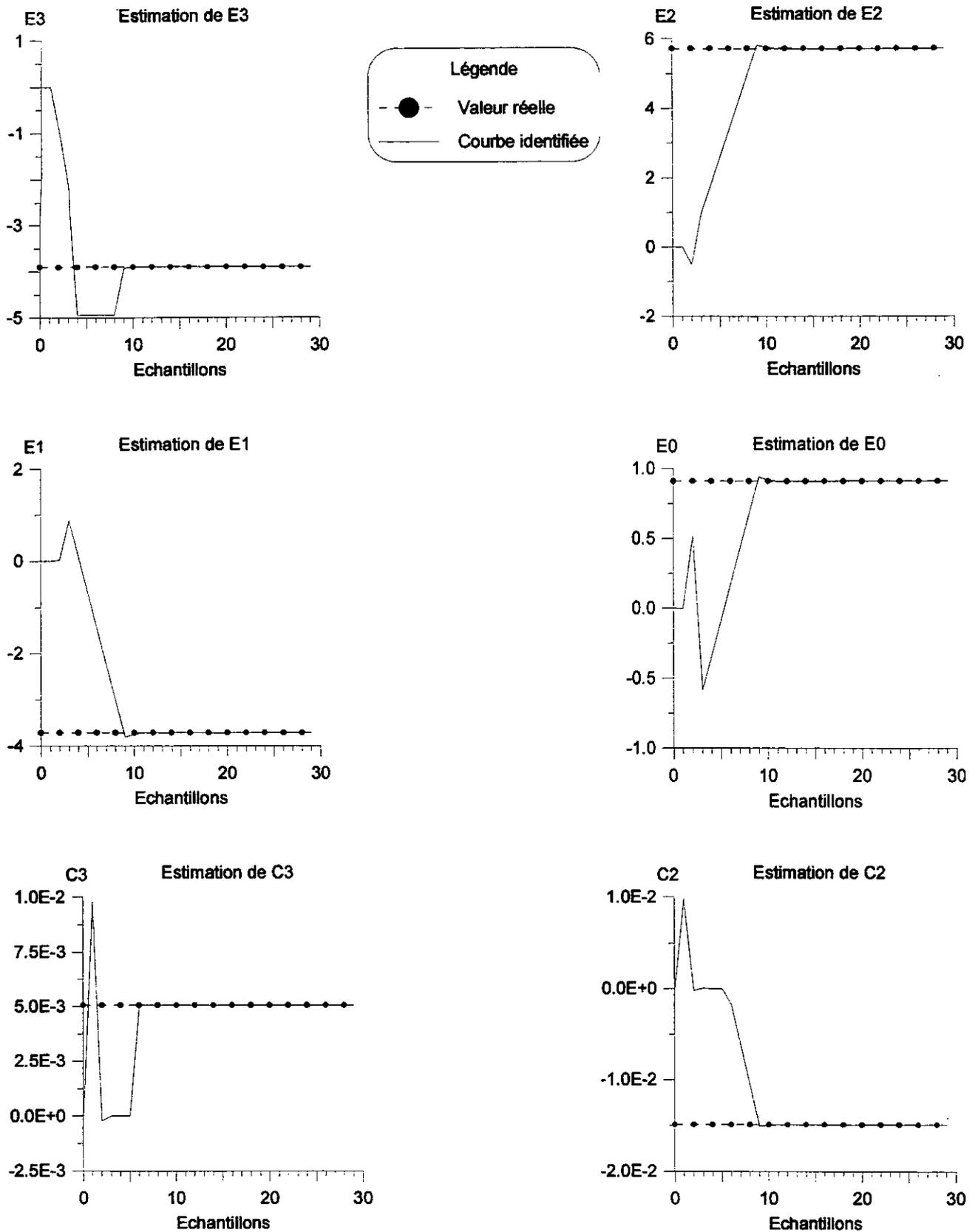
paramètres de la fonction de transfert continue réelle issue de la structure de modèle discret SISO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$a_1$ (MKSA)	2.2769305294981220e+002	2.2769267470861140e+002	1.6611917856449940e-004
$a_0$ (MKSA)	1.5479583313311010e+003	1.5478805723672830e+003	5.0235764442308800e-003
$b_1$ (MKSA)	2.4596615481866980e+001	2.4596615505706380e+001	9.6921470998268080e-008
$b_0$ (MKSA)	4.8372173553656350e+002	4.8371267886476970e+002	1.8723246649256500e-003

b / Paramètres de la fonction de transfert continue réelle issue de la structure de modèle discret SISO (en régime permanent).

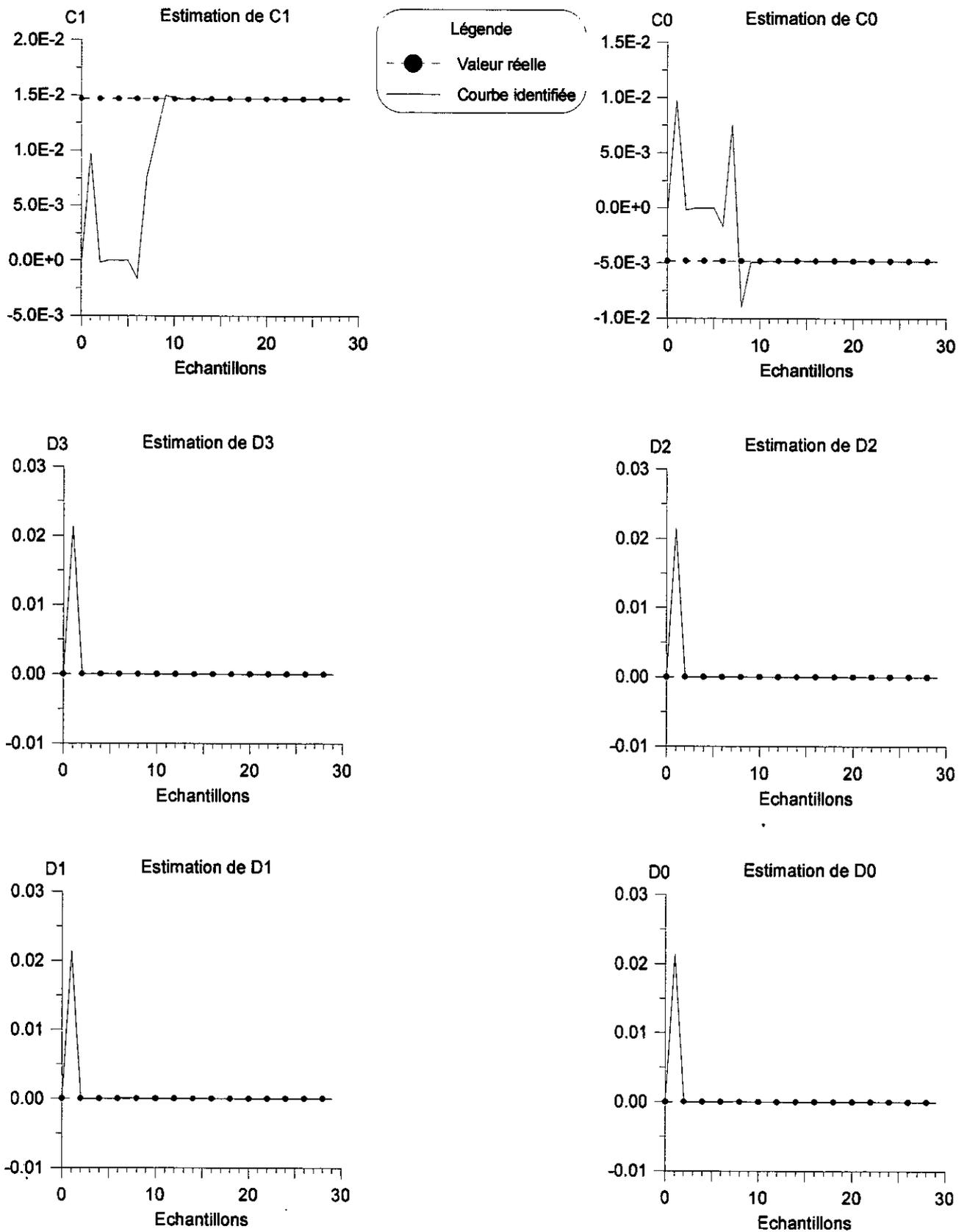
paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$r_1$ ( $\Omega$ )	3.2001008381689620e+000	3.2000000000000000e+000	3.1511927800348400e-003
$L_1$ (H)	3.0798988795678970e-001	3.0800000000000000e-001	3.2831309124270320e-003
$M'$ (H)	2.8694273677291160e-001	2.8695287417971610e-001	3.5327775800899160e-003
$r_2'$ ( $\Omega$ )	6.0569879315307230e+000	6.0570733829533020e+000	1.4107707992981190e-003
$L_2'$ (H)	3.0798988795678970e-001	3.0800000000000000e-001	3.2831309124270320e-003
$\sigma$ (p.u)	1.3200433400303190e-001	1.3200000000000000e-001	3.2833356302293850e-003

c / Paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée (en régime permanent)

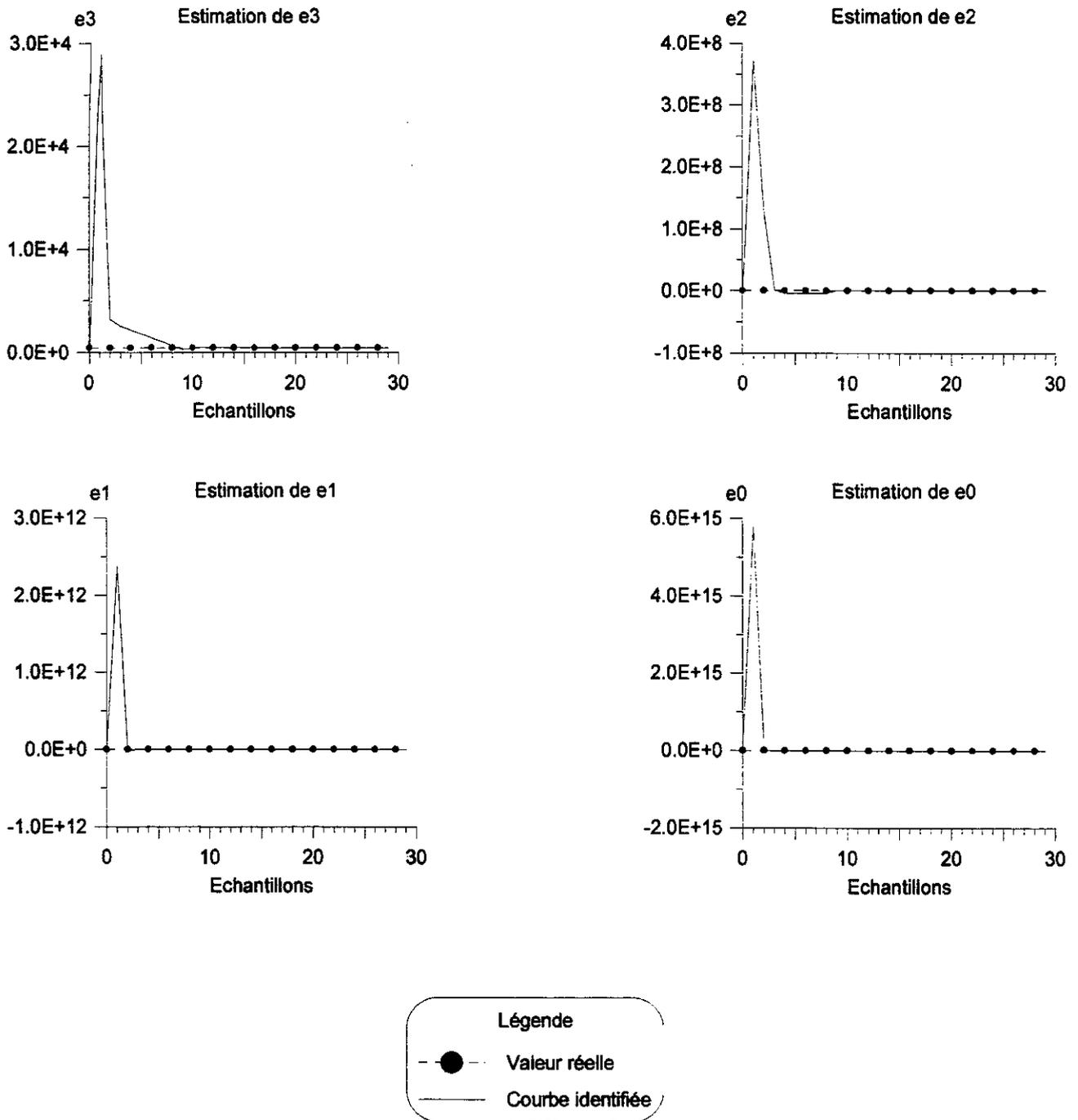
**Tableaux (III.5) Résultats d'identification théorique des paramètres de la structure de modèle discret SISO de la machine à rotor bloqué en régime permanent.**



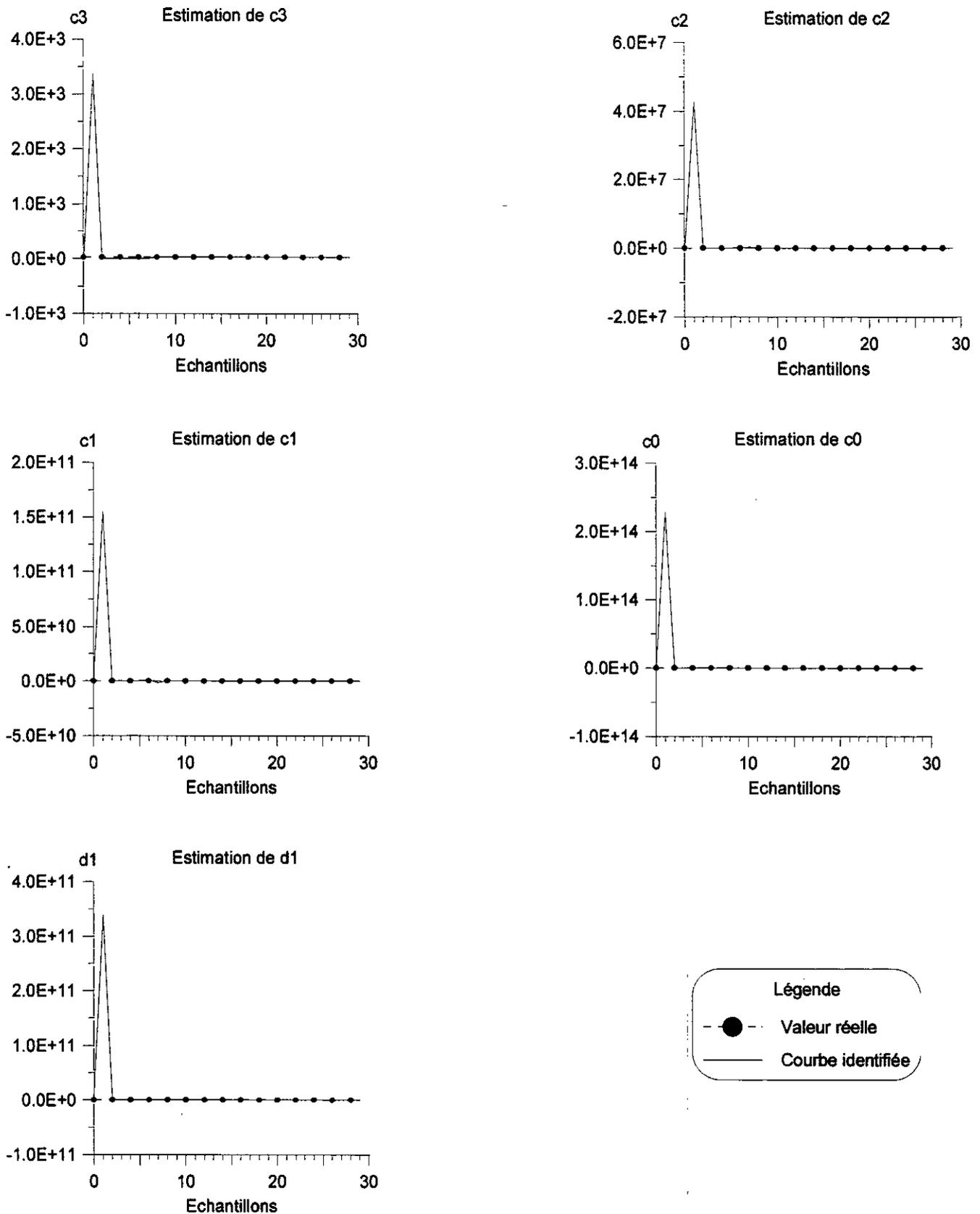
**Fig. (III.10a) Mécanisme de convergence asymptotique des paramètres identifiés de la matrice de transfert discrète réelle, de la structure de modèle discret MIMO de la machine, en régime transitoire synchrone**



**Fig. (III.10b) Mécanisme de convergence asymptotique des paramètres identifiés de la matrice de transfert discrète réelle, de la structure de modèle discret MIMO de la machine, en régime transitoire synchrone**



**Fig. (III.11a) Mécanisme de convergence asymptotique des paramètres identifiés de la matrice de transfert continue réelle, obtenue à partir de la structure de modèle discret MIMO de la machine, en régime transitoire synchrone**



**Fig. (III.11b) Mécanisme de convergence asymptotique des paramètres identifiés de la matrice de transfert continue réelle, obtenue à partir de la structure de modèle discret MIMO de la machine, en régime transitoire synchrone**

paramètres de la matrice de transfert discrète réelle de la structure de modèle discret MIMO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$E_3$ (MKSA)	-3.9020181239846400e+000	-3.9020185800239220e+000	1.1687265759923640e-005
$E_2$ (MKSA)	5.7127629982921520e+000	5.7127643235486810e+000	2.3198165622594160e-005
$E_1$ (MKSA)	-3.7193248886825100e+000	-3.7193261734059080e+000	3.4541832011446000e-005
$E_0$ (MKSA)	9.0858116353022480e-001	9.0858157903001140e-001	4.5730597688369010e-005
$C_3$ (MKSA)	5.0666015959004000e-003	5.0666015957792080e-003	2.3919804340130120e-009
$C_2$ (MKSA)	-1.4919574425159960e-002	-1.4919576735678680e-002	1.5486489672727740e-005
$C_1$ (MKSA)	1.4662790361344840e-002	1.4662794863976370e-002	3.0707866905873320e-005
$C_0$ (MKSA)	-4.8094584157925950e-003	-4.8094606150567150e-003	4.5727874634387200e-005
$D_3$ (MKSA)	-1.5169430673590500e-006	-1.5169429747885490e-006	6.1024378059145140e-006
$D_2$ (MKSA)	-4.4061291908489000e-006	-4.4061284452112660e-006	1.6922739394640330e-005
$D_1$ (MKSA)	4.4771270807422970e-006	4.4771298286505610e-006	6.1376559742213830e-005
$D_0$ (MKSA)	1.4459408184529870e-006	1.4459415924594760e-006	5.3529581914694380e-005

**a1 / Paramètres de la matrice de transfert discrète réelle de la structure de modèle discret MIMO**

paramètres de la matrice de transfert continue réelle issue de la structure de modèle discret MIMO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$e_3$ (MKSA)	4.5538752162111350e+002	4.5538534941722260e+002	4.7700346390510090e-004
$e_2$ (MKSA)	1.5363672614850580e+005	1.5363575927158960e+005	6.2933064589578950e-004
$e_1$ (MKSA)	1.6241713559104140e+007	1.6241713559104140e+007	1.6260026022817060e-003
$e_0$ (MKSA)	6.1383462988526380e+008	6.1383109118915580e+008	5.7649346192747970e-004
$c_3$ (MKSA)	2.4596615505008900e+001	2.4596615505706420e+001	1.2297980617859140e-009
$c_2$ (MKSA)	6.0842352808903380e+003	6.0841818521383710e+003	8.7815836648555130e-004
$c_1$ (MKSA)	2.5758118141228910e+006	2.5757991033986860e+006	4.9346721906772950e-004
$c_0$ (MKSA)	1.9182614568898830e+008	1.9182221599661120e+008	2.0486117088698840e-003
$d_1$ (MKSA)	-9.9927066024933200e+005	-9.9927066377651580e+005	3.5297582811618560e-007

**a2 / Paramètres de la matrice de transfert continue réelle issue de la structure de modèle discret MIMO.**

**Tableaux (III.6a) Résultats d'identification théorique des paramètres de la structure de modèle discret MIMO de la machine en régime transitoire synchrone.**

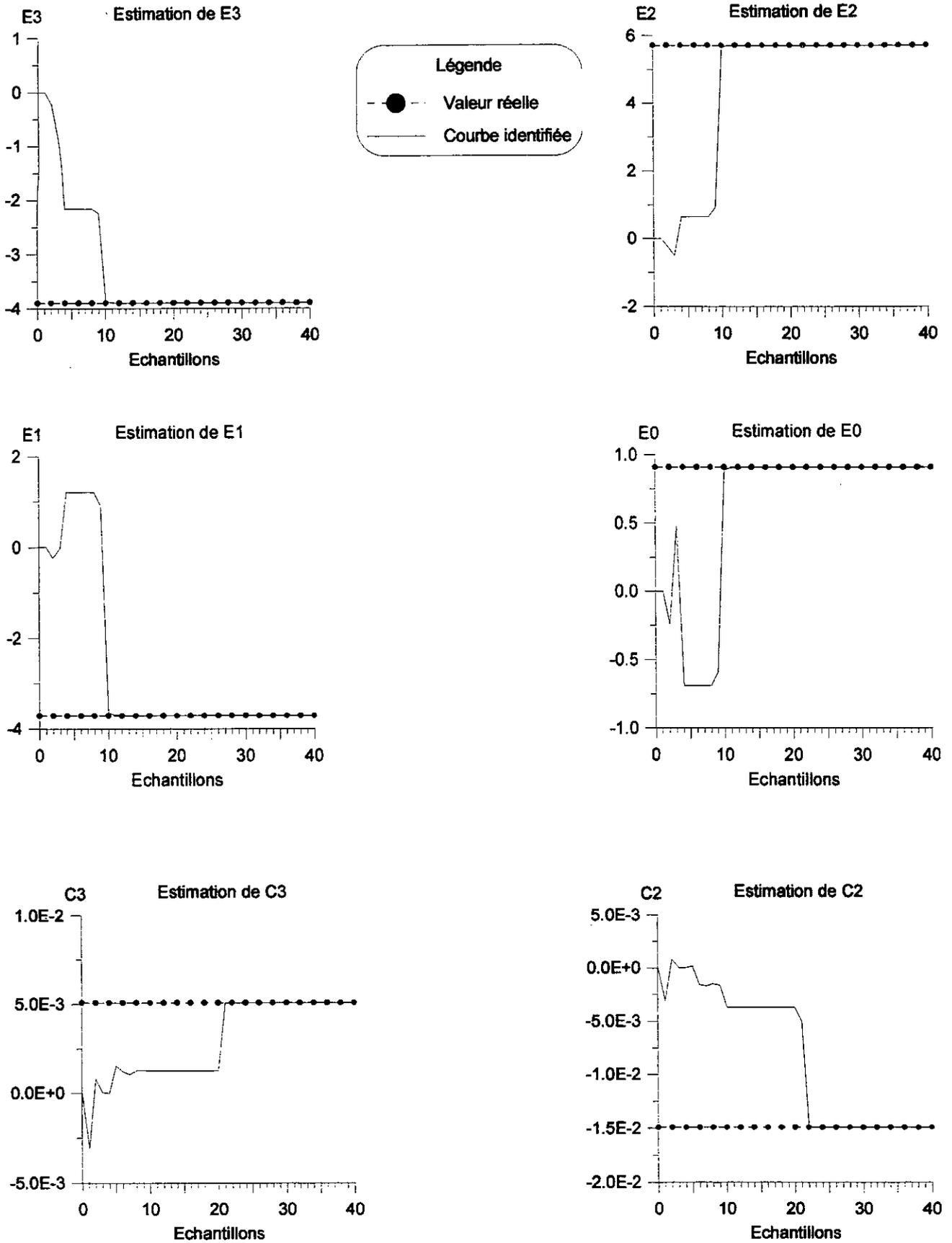
paramètres de la fonction de transfert continue complexe issue de la structure de modèle discret MIMO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$a_{1r}$ (MKSA)	2.2769376081055680e+002	2.2769267470861130e+002	4.7700346390510100e-004
$a_{0r}$ (MKSA)	1.5483439103761030e+003	1.5478805723672810e+003	2.9933705293120760e-002
$a_{0m}$ (MKSA)	7.8709783910121420e+001	7.8709169618260530e+001	7.8045780925371130e-004
$b_{1r}$ (MKSA)	2.4596615506008900e+001	2.4596615505706420e+001	1.2297980617859140e-009
$b_{0r}$ (MKSA)	4.8385369572452890e+002	4.8371267886477520e+002	2.9153021187004860e-002

**b1 / Paramètres de la fonction de transfert continue complexe issue de la structure de modèle discret MIMO.**

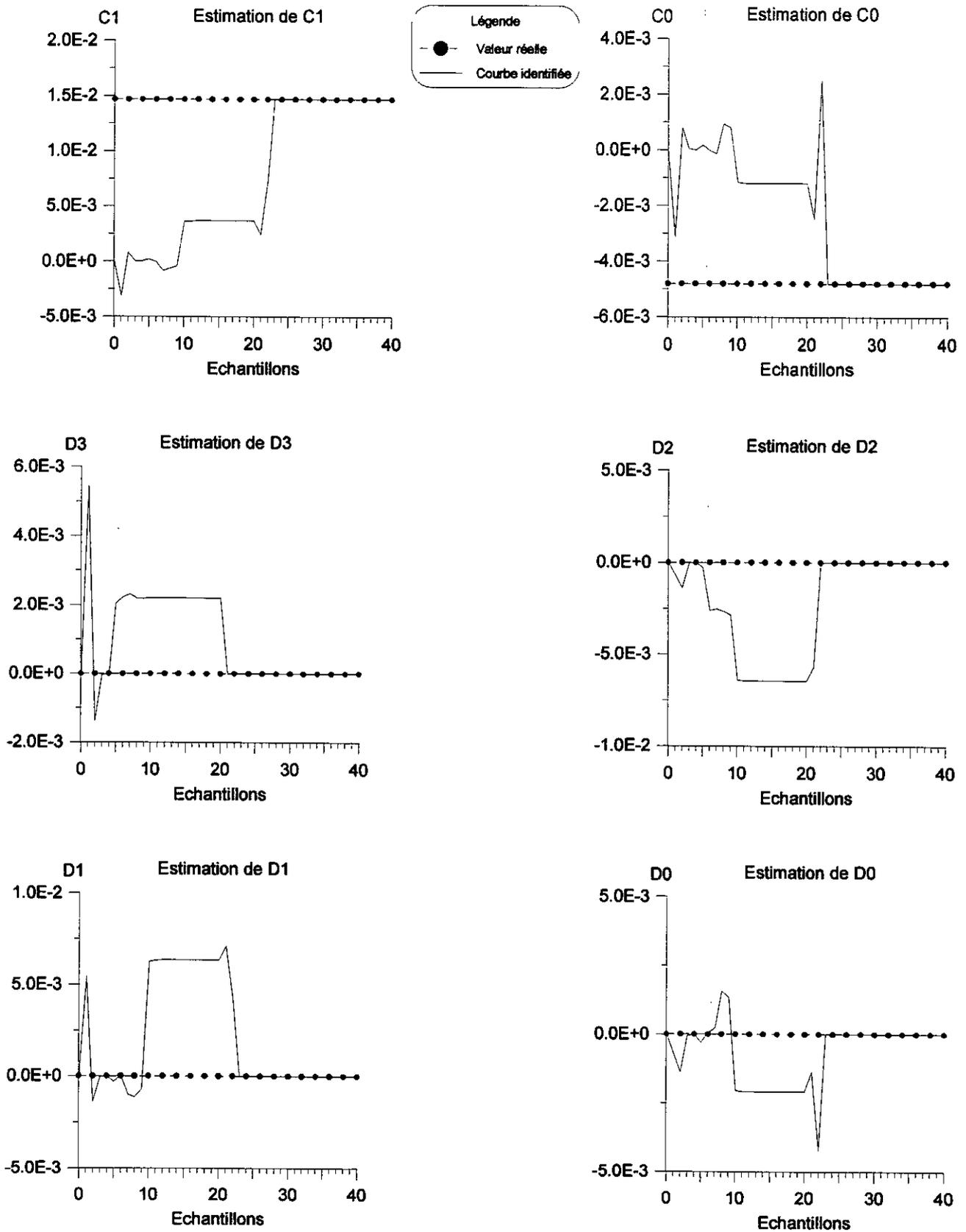
paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$r_1$ ( $\Omega$ )	3.2000249746105430e+000	3.2000000000000000e+000	7.8045657946057560e-004
$L_1$ (H)	3.0791120997297490e-001	3.0800000000000000e-001	2.8827930852308320e-002
$M'$ (H)	2.8686386156941080e-001	2.8695287417971610e-001	3.1019940315880020e-002
$r_2'$ ( $\Omega$ )	6.0570925647896090e+000	6.0570733829533020e+000	3.1668489209452490e-004
$L_2'$ (H)	3.0791120997297490e-001	3.0800000000000000e-001	2.8827930852308320e-002
$\sigma$ (p.u)	1.3203806384011920e-001	1.3200000000000000e-001	2.8836242514567440e-002

**b2 / Paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée**

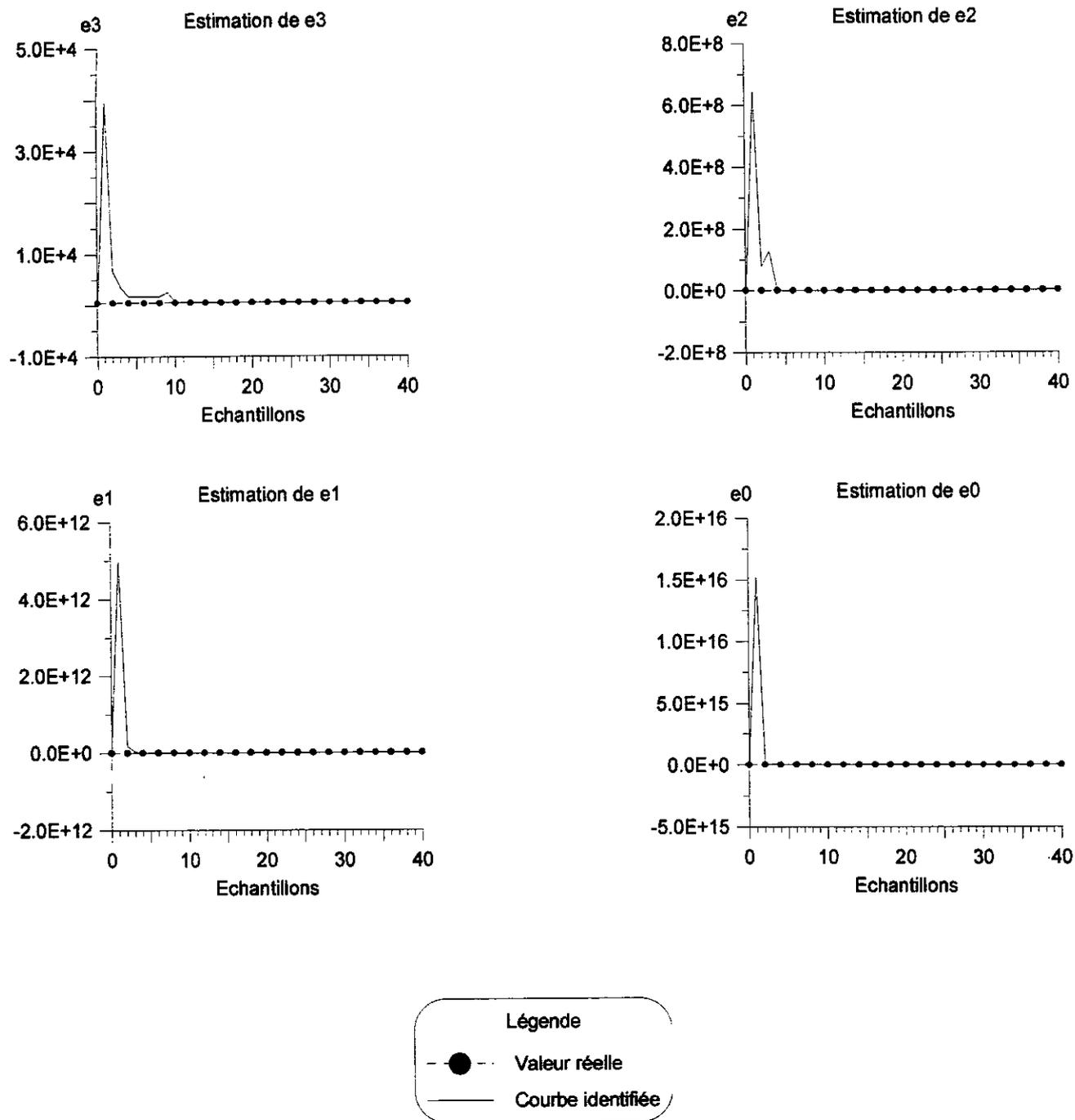
**Tableaux (III.6b) Résultats d'identification théorique des paramètres de la structure de modèle discret MIMO de la machine en régime transitoire synchrone.**



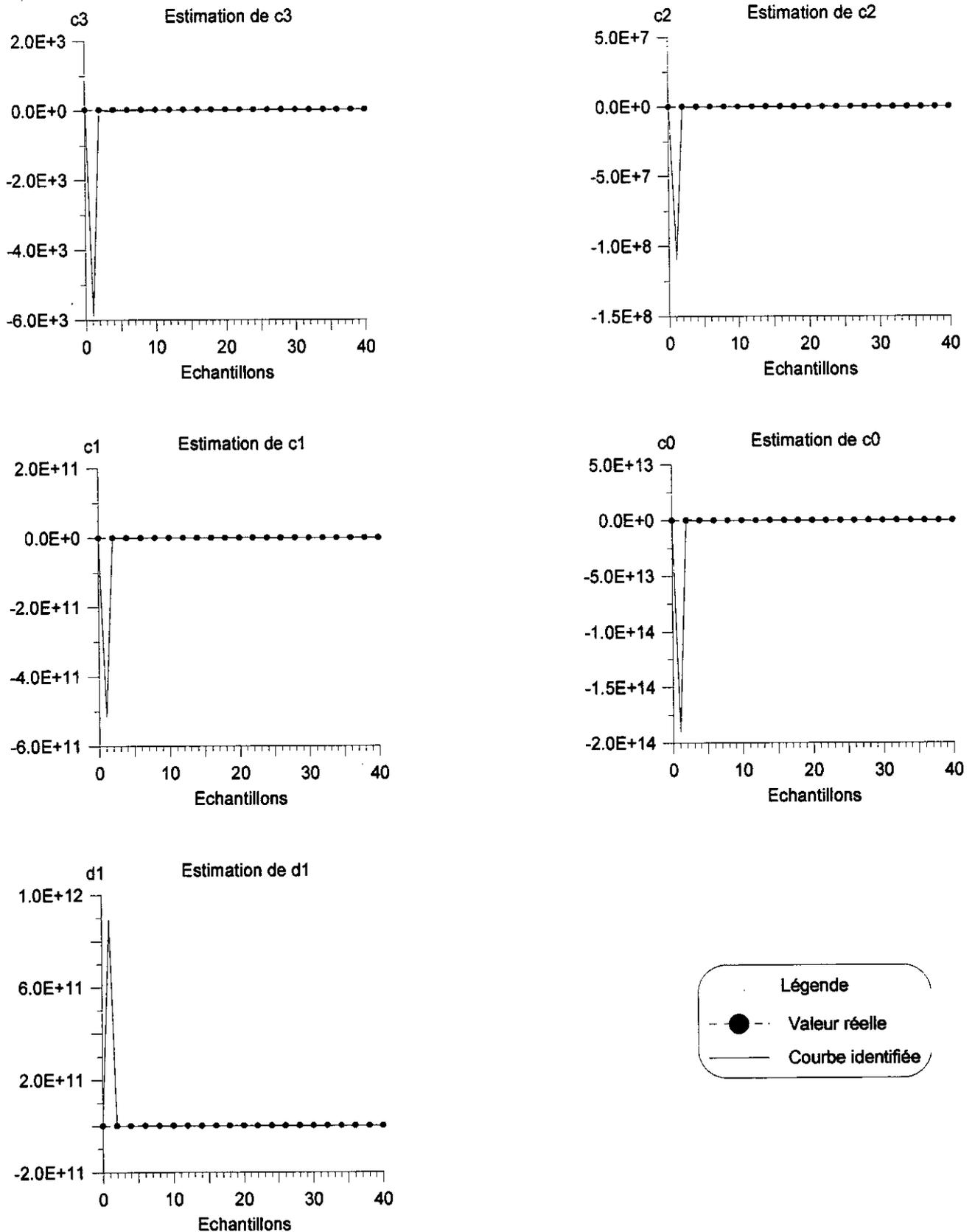
**Fig. (III.12a) Variation temporelle des paramètres identifiés de la matrice de transfert discrète réelle, de la structure de modèle discret MISO de la machine, en régime transitoire synchrone**



**Fig. (III.12b) Variation temporelle des paramètres identifiés de la matrice de transfert discrète réelle, de la structure de modèle discret MISO de la machine, en régime transitoire synchrone**



**Fig. (III.13a) Variation temporelle des paramètres identifiés de la matrice de transfert continue réelle, déduite à partir de la structure de modèle discret MISO de la machine, en régime transitoire synchrone**



**Fig. (III.13b) Variation temporelle des paramètres identifiés de la matrice de transfert continue réelle, déduite à partir de la structure de modèle discret MISO de la machine, en régime transitoire synchrone**

paramètres de la matrice de transfert discrète réelle de la structure de modèle discret MISO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$E_3$ (MKSA)	-3.9020154606102490e+000	-3.9020185800239220e+000	7.9943588383422360e-005
$E_2$ (MKSA)	5.7127553076164500e+000	5.7127643235486810e+000	1.5782083279457180e-004
$E_1$ (MKSA)	-3.7193174749838110e+000	-3.7193261734059080e+000	2.3387091348618660e-004
$E_0$ (MKSA)	9.0857877743723340e-001	9.0858157903001140e-001	3.0834796156576740e-004
$C_3$ (MKSA)	5.0666015955838870e-003	5.0666015957792080e-003	3.8550558737159140e-009
$C_2$ (MKSA)	-1.4919560930926560e-002	-1.4919576735678680e-002	1.0593297912858740e-004
$C_1$ (MKSA)	1.4662764314140210e-002	1.4662794863976370e-002	2.0834933888254200e-004
$C_0$ (MKSA)	-4.8094457856467390e-003	-4.8094606150567150e-003	3.0833831822237180e-004
$D_3$ (MKSA)	-1.5169425085972220e-006	-1.5169429752326380e-006	3.0761566094992320e-005
$D_2$ (MKSA)	-4.4061329865279320e-006	-4.4061284469876220e-006	1.0302787047312620e-004
$D_1$ (MKSA)	4.4771115065134840e-006	4.4771298290946500e-006	4.0924837710443420e-004
$D_0$ (MKSA)	1.4459368726841540e-006	1.4459415922374320e-006	3.2639999454460160e-004

**a1 / Paramètres de la matrice de transfert discrète réelle de la structure de modèle discret MISO**

paramètres de la matrice de transfert continue réelle issue de la structure de modèle discret MISO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$e_3$ (MKSA)	4.5539999596798260e+002	4.5538534941722260e+002	3.2162981920021260e-003
$e_2$ (MKSA)	1.5364322806083850e+005	1.5363575927158960e+005	4.8613612379398760e-003
$e_1$ (MKSA)	1.6244193093052660e+007	1.6244193093052660e+007	1.6892706184879360e-002
$e_0$ (MKSA)	6.1399803634471520e+008	6.1383109118915580e+008	2.7197246596942970e-002
$c_3$ (MKSA)	2.4596615506026410e+001	2.4596615505706420e+001	1.3009776637318280e-009
$c_2$ (MKSA)	6.0845420939890320e+003	6.0841818521383710e+003	5.9209579762002280e-003
$c_1$ (MKSA)	2.5759079192581700e+006	2.5757991033986860e+006	4.2245476108563800e-003
$c_0$ (MKSA)	1.9186745140473890e+008	1.9182221599661120e+008	2.3581944298096560e-002
$d_1$ (MKSA)	-9.9927053302242980e+005	-9.9927066377651580e+005	1.3084951936685640e-005

**a2 / Paramètres de la matrice de transfert continue réelle issue de la structure de modèle discret MISO.**

**Tableaux (III.7a) Résultats d'identification théorique des paramètres de la structure de modèle discret MISO de la machine en régime transitoire synchrone.**

paramètres de la fonction de transfert continue complexe issue de la structure de modèle discret MISO	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$a_{1r}$ (MKSA)	2.2769999798399130e+002	2.2769267470861130e+002	3.2162981920021260e-003
$a_{0r}$ (MKSA)	1.5494450049818640e+003	1.5478805723672810e+003	1.0106933587199280e-001
$a_{0m}$ (MKSA)	7.8718543289768730e+001	7.8709169618260530e+001	1.1909249651168390e-002
$b_{1r}$ (MKSA)	2.4596615506026410e+001	2.4596615505706420e+001	1.3009776637318280e-009
$b_{0r}$ (MKSA)	4.8414390615667670e+002	4.8371267886477520e+002	8.9149470490117000e-002

**b1 / Paramètres de la fonction de transfert continue complexe issue de la structure de modèle discret MISO.**

paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée	valeurs numériques des paramètres identifiés	valeurs numériques des paramètres exactes	erreurs relatives en (%)
$r_1$ ( $\Omega$ )	3.2003810959472020e+000	3.2000000000000000e+000	1.1909248350053250e-002
$L_1$ (H)	3.0772142910337440e-001	3.0800000000000000e-001	9.0445096307008140e-002
$M'$ (H)	2.8667360448419220e-001	2.8695287417971610e-001	9.7322494615956680e-002
$r_2'$ ( $\Omega$ )	6.0569900219695120e+000	6.0570733829533020e+000	1.3762584423062920e-003
$L_2'$ (H)	3.0772142910337440e-001	3.0800000000000000e-001	9.0445096307008140e-002
$\sigma$ (p.u)	1.3211949560332150e-001	1.3200000000000000e-001	9.0526972213237380e-002

**b2 / Paramètres physiques de la machine asynchrone triphasée**

**Tableaux (III.7b) Résultats d'identification théorique des paramètres de la structure de modèle discret MISO de la machine en régime transitoire synchrone.**

**CONCLUSION  
GENERALE**

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans ce travail, nous avons présenté moyennant certaines hypothèses simplificatrices, les concepts fondamentaux de modélisation entrée-sortie de la machine asynchrone triphasée, pouvant être vu sous l'aspect de la théorie du transformateur statique, de l'analyse tensorielle de Park, ou de la représentation vectorielle complexe des grandeurs électromagnétiques. Tous ces outils méthodologiques peuvent être combinés, pour donner une représentation cohérente, adaptée à l'identification ou à la commande de la machine.

Nous avons en premier lieu, élaboré le modèle mathématique complet de Park, de la machine asynchrone triphasée, de construction symétrique, mis sous forme d'équations d'état, à l'aide de la théorie de la machine électrique généralisée, à enroulements diphasés au stator et au rotor.

Nous avons ensuite procédé à l'identification, par une méthode expérimentale classique, des paramètres électriques du schéma équivalent conventionnel en T, de la machine asynchrone à bagues, à partir d'essais statiques en transformateur.

La méthodologie d'estimation paramétrique rapide, par des formalismes analytiques, à partir de la mesure de grandeurs statoriques, qui est par conséquent applicable à une machine asynchrone triphasée dont le rotor est à cage, permet de faire une poursuite des paramètres électriques variables de la machine, avec les conditions de fonctionnement, par la prise en considération, de la variation des inductances cycliques et des pertes fer, en fonction du niveau de saturation de la machine, ainsi que l'évolution de la résistance rotorique et des fuites magnétiques, avec le glissement. Cela constitue une bonne amélioration des méthodes d'identification classique, sur la base d'un circuit équivalent à paramètres constants.

Les essais d'identification statique, effectués sur machine asynchrone à l'arrêt, sont dérivés à l'issus de tests d'estimation, préconisés par la C.E.I 34-4, pour la machine synchrone.

L'alimentation des enroulements statoriques de la machine asynchrone, au moyen d'un hacheur série, nous a permis d'estimer tous les paramètres électriques de la machine, à travers sa représentation par le modèle fréquentiel échantillonné de Park.

Le choix du niveau de courant d'essai, conditionne la précision des résultats d'identification, il doit se faire de telle sorte que le niveau de saturation pendant le déroulement de l'essai d'identification, à caractère statique, soit égal à celui relative aux conditions d'exploitation de la machine.

La représentation opérationnelle des équations différentielles ou aux différences linéaires, définissant le concept de fonction de transfert, respectivement continue ou discrète, permet une analyse fréquentielle complète des systèmes linéaires, sur la base de formalismes et de lois de calcul, facilement compréhensibles et exploitables, au sens de l'automatique ou du traitement de signal.

Nous avons mis en oeuvre, une méthodologie très efficace, permettant d'une façon générale, d'effectuer le passage d'une matrice de transfert discrète vers celle continue, à condition que l'ordre des fonctions de transfert soit connu dès le départ. Cette procédure de transformation fréquentielle est une opération réversible, c'est à dire que le cheminement inverse est réalisable, d'une manière plus facile.

Il a été montré que la partie transitoire de la réponse indicielle, permet une identification numérique complète, d'une fonction de transfert discrète de premier ordre. Par contre, si l'ordre du système linéaire dépasse un, il n'est possible de mener, pour une entrée en échelon, qu'une identification partielle du processus, c'est à dire que tous les pôles de la fonction de transfert discrète sont estimables, avec des difficultés de conditionnement numérique, dont la sévérité augmente avec l'ordre du modèle, alors que les zéros sont ratés.

Un lissage linéaire optimisé, qui n'est autre qu'une approximation polynomiale adaptée, de la courbe de vitesse expérimentale, au ralentissement, conduit à une estimation numérique, relativement précise, du moment d'inertie de la partie tournante de la machine, comparativement à la méthode graphique. En outre, l'approximation du modèle théorique non linéaire en terme de vitesse, du couple d'amortissement mécaniques, par un modèle physique linéaire, a permis d'estimer avec une bonne précision, les paramètres mécaniques restant de la machine, en évitant ainsi d'avoir à traiter un problème d'optimisation non linéaire.

L'identification stochastique linéaire, des paramètres électriques de la machine asynchrone triphasée, en état d'arrêt, est réalisée à l'aide d'un optimiseur linéaire, utilisant la méthode des moindres carrés de Gauss-Newton à variance minimale, sur la base de la structure de modèle discret ARX. Les résultats d'identification obtenus sont très satisfaisant, cependant les algorithmes d'estimation du type Newton, ayant un domaine de convergence relativement étroit, nécessitent toutes fois, une estimée initiale du vecteur des paramètres, située dans un voisinage proche de la solution optimale.

Nous avons testé la validité des paramètres associés aux diverses formes de modèles estimés, correspondants aux différentes étapes de la procédure d'identification stochastique utilisée, par comparaison des réponses de la simulation numérique et des relevés expérimentaux.

Une extension de la validité des paramètres électriques identifiés en régime statique unidirectionnel, accompagnés des paramètres mécaniques estimés par l'essai de ralentissement, au régime de fonctionnement dynamique de la machine, a été effectuée avec succès.

Une étude approfondie, de conception des filtres numériques récurrents, du type passe-bas, à l'aide de l'approche indirecte de Butterworth, a été conduite.

En dernier lieu, nous nous sommes intéressés au thème d'identification linéaire des paramètres électriques de la machine asynchrone triphasée, à l'aide de la méthode des moindres carrés récurrents avec facteur d'oubli, sur la base de l'observation entrée-sortie de grandeurs statoriques, vu son importance lors de l'implantation numérique, d'un contrôle vectoriel indirect de la machine. Les essais d'identification doivent être effectués sur machine asynchrone à rotor bloqué, ou en mouvement de rotation uniforme.

Lorsque la machine asynchrone est alimentée par une source de tension triphasée, dont les signaux d'excitation sont continûment différentiables par rapport au temps, en chaque point, il n'est possible de conduire une identification paramétrique de la machine, qu'à partir du modèle continu, en régime transitoire, comme c'est le cas typique de la réponse harmonique. Cependant la précision des résultats d'identification en continu, dépend directement de la qualité des dérivateurs implantés, que se soit de nature analogique ou numérique.

Dans le cas, où l'on dispose d'une alimentation triphasée, délivrant des tensions riches en fréquence, c'est à dire que les signaux d'entrées du système, présentent des zones d'agitation dynamique du type gradient, en réalisant des basculements à francs montants ou descendants, à des fréquences variables dans la mesure du possible, l'identification paramétrique de la machine n'est envisageable, qu'à travers le modèle discret, indépendamment du régime de fonctionnement. Un onduleur de tension à commande en pleine onde, répond à ces exigences, et permet ainsi à la fois, de faire fonctionner et d'exciter la machine, en faisant apparaître tous ces modes dynamiques propres. Toute fois la précision de l'estimation linéaire en discret, qui est en général beaucoup plus élevée qu'en continu, est conditionnée par la qualité, d'une part de l'échantillonneur utilisé, et d'autre part de la méthode de transformation fréquentielle inverse adoptée. Le temps de calcul nécessaire pour assurer la convergence d'un algorithme d'identification, dépend essentiellement de l'efficacité de la méthode d'optimisation, et de la dimension de l'espace paramétrique.

L'étude de l'effet de troncature des termes d'un critère d'optimalité adopté, a mis en évidence un phénomène très important, nous sommes arrivés à conclure, que plus le nombre de termes tronqués du critère augmente, plus la vitesse de convergence des paramètres du numérateur de la fonction de transfert diminue de façon significative, à cause de la dégradation de la qualité de

conditionnement numérique de la matrice d'observation, malgré qu'ils conduisent tous aux mêmes résultats, que le critère d'optimalité complet, sur des horizons d'observation plus larges, ce qui explique pourquoi, il est préférable d'utiliser la structure de modèle discret ou continu MIMO, plutôt que celle MISO correspondante, où le temps de calcul est plus réduit, dans le premier cas.

Le travail présenté, ne constitue qu'une introduction à l'identification stochastique de la machine asynchrone triphasée. Cependant l'apparition de nouvelles techniques très sophistiquées, de commande automatique numérique, appliquées à la machine asynchrone, nécessitent un développement incessant, d'algorithmes d'identification stochastiques de haute qualité, à l'aide des outils très puissants de la discipline de traitement de signal.

Nous pouvons citer à titre indicatif, que l'utilisation du filtre de Kalman étendu [58], est très adaptée à une estimation paramétrique récurrente en temps réel, de la machine opérant dans un environnement aléatoire. Quant à la méthode de corrélation, avec toutes ses options, plus difficile à mettre en oeuvre, mais valable pour un rapport signal / bruit voisin de l'unité, permet une identification non paramétrique, à travers la réponse impulsionnelle du système, à partir de laquelle, il faudra déterminer la fonction de transfert, selon une méthode choisie parmi plusieurs, pour se ramener à un problème d'identification paramétrique.

Une autre technique d'identification très puissante, utilise la méthode des moments statistiques d'ordre supérieure, pour caractériser les propriétés statistiques et probabilistes d'un bruit blanc, centré, non gaussien, et permet ainsi de mener une estimation paramétrique très efficace, à travers la réponse impulsionnelle.

**ANNEXES**

## ANNEXE A

**ALGORITHME D'IDENTIFICATION DE BIERMAN DES MOINDRES  
CARRÉS RÉCURSIFS DU TYPE GRADIENT**

**A.1 Algorithme d'identification linéaire des moindres carrés récursifs non factorisé utilisant la technique du gradient**

L'estimateur linéaire récursif non factorisé, des paramètres d'un système linéaire discret ou continu, à variable de sortie scalaire (structure de modèle SISO ou MISO), issu de la minimisation du critère d'optimisation quadratique avec facteur d'oubli (II.27), est défini à un instant de temps relatif  $k$ , rapporté à la période d'échantillonnage  $T_e$ , par les formules de récurrence (II.30) suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\theta}_p(k) = \hat{\theta}_p(k-1) + L(k) \varepsilon(k) \\ L(k) = \frac{Q(k-1) \Phi(k)}{\lambda(k) + \Phi^T(k) Q(k-1) \Phi(k)} \\ \varepsilon(k) = y(k) - \Phi^T(k) \hat{\theta}(k-1) \\ Q(k) = \frac{1}{\lambda(k)} \left[ Q(k-1) - \frac{Q(k-1) \Phi(k) \Phi^T(k) Q(k-1)}{\lambda(k) + \Phi^T(k) Q(k-1) \Phi(k)} \right] \end{array} \right. \quad (\text{A.1})$$

où :

$$\left\{ \begin{array}{l} k = n_p + 1, \dots, N. \\ n_p : \text{nombre de paramètres de structure à identifier.} \\ N : \text{longueur des enregistrements} \end{array} \right.$$

Avec :

$\hat{\theta}_p(k)$  : Vecteur des paramètres structuraux recherchés, du modèle discret ou continu adopté.

Dans le cas, où il caractérise un modèle continu, il sera noté par :  $\hat{\theta}_c(k)$ .

s'il décrit les paramètres d'un modèle discret, il sera désigné par :  $\hat{\theta}_d(k)$

$\Phi(k)$  : Matrice d'observation entrée-sortie du système.

$\varepsilon(k)$  : Erreur de prédiction a priori de la sortie.

La méthode d'estimation paramétrique récursive, peut être initialisée en général comme suit:

$$\begin{cases} \hat{\theta}_p(0) = \hat{\theta}_{p0} \\ Q(0) = g_0 \cdot I(n_p, n_p) \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

où :

$\hat{\theta}_{p0}$  : Vecteur initial des paramètres. il dépend des connaissances à priori du processus réel.

$g_0$  : Nombre réel positif.

$I(n_p, n_p)$  : Matrice identité carrée d'ordre  $n_p$ .

## A.2 Algorithme d'identification récursif de Bierman basé sur la méthode du gradient

Dans le cas où la matrice symétrique de gain, est de dimension élevée ( $n_p > 10$ ), ou présentant un mauvais conditionnement numérique, le calcul récursif devient très sensible au phénomène d'accumulation d'erreurs qui s'accroît, cela a pour effet de pouvoir rendre la matrice de gain non semi-définie positive, et par conséquent la descente de l'algorithme vers le minimum global du critère, n'est plus garantie. Ce problème a été discuté par Bierman (1977), qui propose un mécanisme de régularisation numérique de l'algorithme, en réalisant une factorisation U-D récursive de la matrice de gain  $Q(k)$  [32], qui n'est autre que la décomposition de Cholesky normalisée, nous avons à un instant  $k$  donné :

$$Q(k) = U(k) D(k) U^T(k). \quad (\text{A.3})$$

où :

$U(k)$  : est une matrice triangulaire supérieure normalisée, dont tous les éléments diagonaux sont égaux à 1.

$D(k)$  : est une matrice diagonale, dont les éléments diagonaux doivent être strictement positifs.

Dans de telles conditions, ces matrices sont de la forme générale :

$$U(k) = \begin{bmatrix} 1 & U(k)_{12} & \cdots & \cdots & U(k)_{1, n_p} \\ 0 & 1 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & U(k)_{n_p-1, n_p} \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$D(k) = \begin{bmatrix} D(k)_{11} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & D(k)_{np,np} \end{bmatrix} \quad (A.5)$$

Vu les propriétés algébriques des matrices  $U(k)$  et  $D(k)$ , composant la matrice  $Q(k)$ , selon l'équation de définition (A.3), cette dernière est forcée à être constamment semi-définie positive par construction, ce qui assure une bonne stabilité numérique de l'algorithme d'adaptation paramétrique. En utilisant la décomposition U-D des matrices  $Q(k)$  et  $Q(k-1)$ , nous obtenons l'algorithme d'identification de Bierman, applicable à un système linéaire mono-sortie, de nature continu ou discret, il est initialisable à titre d'exemple, à l'instant de départ des calculs récursifs prise comme origine des temps, de la façon suivante :

$$\begin{cases} \hat{\theta}_p(0) = \hat{\theta}_{p0} \\ U(0) = I(n_p, n_p) \\ D(0) = g_0 I(n_p, n_p); \quad (g_0 > 0) \\ Q(0) = U(0) D(0) U^T(0) \end{cases} \quad (A.6)$$

où :  $I(n_p, n_p)$  est la matrice unitaire carrée d'ordre  $n_p$ .

La procédure d'identification numérique de Bierman, est résumée par les étapes séquentielles suivantes :

**Etape 1** : Calcul et définition des variables intermédiaires.

$$v(k-1) = [0, \dots, 0]^T; \quad \mu(k-1) = [0, \dots, 0]^T.$$

$$f(k-1) = U^T(k-1) \Phi(k) = [f(k-1)_1, \dots, f(k-1)_m]^T.$$

$$g(k-1) = D(k-1) f(k-1) = [g(k-1)_1, \dots, g(k-1)_m]^T.$$

$$\beta_0(k) = \lambda(k).$$

**Étape 2** : Calcul des facteurs  $U(k)$  et  $D(k)$ .

pour  $(j = 1, \dots, n_p)$ , faire:

$$\beta(k)_j = \beta(k)_{j-1} + \frac{g(k-1)_j^2}{D(k-1)_{jj}}$$

$$D(k)_{jj} = \frac{\beta(k)_{j-1} D(k-1)_{jj}}{\beta(k)_j \lambda(k)}$$

$$v(k-1)_j = g(k-1)_j$$

$$\mu(k-1)_j = \frac{-f(k-1)_j}{\beta(k)_{j-1}}$$

pour  $(i = 1, \dots, j-1)$  et  $(j \neq 1)$ , faire:

$$U(k)_{ij} = U(k-1)_{ij} + v(k-1)_i \mu(k-1)_j$$

$$v(k-1)_i = v(k-1)_i + U(k-1)_{ij} v(k-1)_j$$

Fin

Fin

**Étape 3** : Calcul du vecteur de gain.

$$L(k) = \frac{v(k-1)}{\beta(k)_{n_p}}$$

**Étape 4** : Estimation du vecteur de paramètres.

$$\varepsilon(k) = y(k) - \Phi^T(k) \hat{\theta}_p(k-1)$$

$$\hat{\theta}_p(k) = \hat{\theta}_p(k-1) + L(k) \varepsilon(k)$$

**Étape 5** : fin de l'estimation paramétrique à l'instant de temps  $k$ .

**Remarques** :

Le nombre scalaire  $\beta(k)_{n_p}$ , qui est le dernier terme de la suite numérique  $\beta(k)_j$ , obtenu après  $n_p$  cycles de calcul, représente la variance des innovations, soit :

$$\beta(k)_{n_p} = \lambda(k) + \Phi^T(k) Q(k-1) \Phi(k) \quad (\text{A.7})$$

Similairement, le vecteur  $v$  obtenu après  $n_p$  cycles, est appelé : le vecteur de gain de Kalman normalisé.

Pour identifier la nature des variables intervenant dans l'algorithme, on convient de définir leurs dimensions, soient :

$$\dim(\hat{\theta}_p(k)) = \dim(f(k-1)) = \dim(g(k-1)) = n_p \times 1$$

$$\dim(v(k-1)) = \dim(\mu(k-1)) = \dim(L(k)) = n_p \times 1$$

$$\dim(Q(k)) = \dim(U(k)) = \dim(D(k)) = n_p \times n_p$$

$$\dim(\beta(k)_j) = \dim(\lambda(k)) = 1 \times 1$$

## ANNEXE B

**REALISATION MINIMALE D'ETAT A PARTIR DE LA MATRICE  
DE TRANSFERT VUE DU STATOR DE LA MACHINE**

On se restreindra au cas où la matrice de transfert est associée à un espace vectoriel cyclique unique, et au traitement du problème dans le cas discret.

**B.1 Définition de la représentation polynomiale intermédiaire d'un système linéaire discret**

Etant donnée une réalisation minimale d'état, associée à un système dynamique linéaire invariant multidimensionnel, mise sous forme canonique de commandabilité discrète, définie par :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k) = C_d X(k) + D_d U(k) \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Dans de telles circonstances, la matrice d'état  $A_d$  d'ordre  $n$ , est structurée comme suit :

$$A_d = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & 1 \\ -E_0 & -E_1 & -E_2 & \vdots & & -E_{n-1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

Elle est dite forme compagne horizontale, du polynôme caractéristique minimal  $\Delta(z)$ , associée à la matrice d'évolution  $A_d$ , vu qu'elle explicite dans sa dernière ligne les coefficients du polynôme  $\Delta(z)$ , donné par :

$$\Delta(z) = \det(zI - A_d) = z^n + E_{n-1} z^{n-1} + \dots + E_1 z + E_0. \quad (\text{B.3})$$

L'application de la transformée en  $z$  unilatérale aux équations d'état (B.1), lorsque les conditions initiales du système sont nulles, permet le passage du modèle d'état au modèle par matrice de transfert soit :

$$H(z) = C_d \frac{\text{adj}(zI - A_d)}{\det(zI - A_d)} B_d + D_d. \quad (\text{B.4})$$

On se limitera au cas où, la matrice de couplage entrées-sorties est nulle :  $D_d = [0]$ .

On démontre que si la matrice d'état  $A_d$  est prise sous la forme de l'équation (B.2), la matrice adjointe de  $(zI - A_d)$ , peut être exprimée sous la forme suivante [56] :

$$\text{adj}(zI - A_d) = \begin{bmatrix} 1 \\ z \\ \vdots \\ \vdots \\ z^{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z^{n-1} & \dots & \dots & z & 1 \end{bmatrix} \mathcal{A}_d \quad \text{mod}(\Delta(z)) \quad (\text{B.5})$$

où :

$\text{mod}(\Delta(z))$  : désigne l'opération modulo  $\Delta(z)$ .

La configuration de la matrice  $\mathcal{A}_d$  est définie par :

$$\mathcal{A}_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ E_{n-1} & 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ E_{n-2} & E_{n-1} & 1 & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & E_{n-2} & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ E_2 & \vdots & & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ E_1 & E_2 & \dots & \dots & E_{n-2} & E_{n-1} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

La combinaison des équations matricielles (B.3, 4 et 5) donne :

$$H(z) = \frac{C_d}{\Delta(z)} \begin{bmatrix} 1 \\ z \\ \vdots \\ \vdots \\ z^{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z^{n-1} & \dots & \dots & z & 1 \end{bmatrix} \mathcal{A}_d B_d \quad \text{mod}(\Delta(z))$$

Définissons les nouvelles variables vectorielles polynomiales dites intermédiaires, en posant :

$$\mathcal{O}(z) = C_d \begin{bmatrix} 1 \\ z \\ \vdots \\ \vdots \\ z^{n-1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

$$\mathcal{B}(z) = \begin{bmatrix} z^{n-1} & \dots & \dots & z & 1 \end{bmatrix} \mathcal{A}_d B_d \quad (\text{B.8})$$

avec :  $\dim(\mathcal{C}(z)) = n_s \times 1$  ;  $\dim(\mathcal{B}(z)) = 1 \times n_e$

$n_e$  et  $n_s$ , désignent respectivement le nombre de variables d'entrées et de sorties du système.

Nous obtenons ainsi, une nouvelle expression de la matrice de transfert, associée à un espace cyclique unique, dont toutes les propriétés deviennent condensées sous forme polynomiale, soit :

$$H(z) = \frac{\mathcal{C}(z) \mathcal{B}(z)}{\Delta(z)} \quad \text{mod}(\Delta(z)) \quad (\text{B.9})$$

En résumé, à une représentation d'état discrète définie par le triplet matriciel  $(A_d, B_d, C_d)$ , où la matrice d'évolution  $A_d$  est mise sous forme compagne de son polynôme caractéristique, lui correspond une représentation polynomiale intermédiaire discrète équivalente, définie par le triplet de matrices polynomiales  $(\Delta(z), \mathcal{C}(z), \mathcal{B}(z))$ .

## B.2 Passage de la représentation polynomiale intermédiaire à une représentation d'état irréductible en discret

Le passage d'une représentation polynomiale intermédiaire discrète :  $(\Delta(z), \mathcal{C}(z), \mathcal{B}(z))$ , engendrant un système physique linéaire invariant multidimensionnel, à une représentation d'état irréductible, mise sous forme canonique de commandabilité discrète  $(A_d, B_d, C_d)$ , s'effectue en utilisant les formules de conversion inverse, déduites des équations (B.3, 7 et 8), nous aurons donc:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_d = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & 1 \\ -E_0 & -E_1 & -E_2 & \vdots & & -E_n \end{bmatrix} \\ \\ B_d = \mathcal{A}_d^{-1} \begin{bmatrix} \frac{\mathcal{B}(0)^{(n-1)}}{(n-1)!} \\ \vdots \\ \frac{\mathcal{B}(0)^{(j)}}{j!} \\ \vdots \\ \mathcal{B}(0)^{(0)} \end{bmatrix} ; \quad C_d = \begin{bmatrix} \mathcal{C}(0)^{(0)} & \dots & \frac{\mathcal{C}(0)^{(j)}}{j!} & \dots & \frac{\mathcal{C}(0)^{(n-1)}}{(n-1)!} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{B.10})$$

avec :

$\mathcal{C}^{(j)}(z)$  : désigne la fonction dérivée d'ordre  $j$  du vecteur colonne polynômial  $\mathcal{C}(z)$  par rapport à l'opérateur aux différences  $z$ .

$\mathcal{B}^{(j)}(z)$  : représente la fonction dérivée d'ordre  $j$  du vecteur ligne polynômial  $\mathcal{B}(z)$  par rapport à l'opérateur aux différences  $z$ .

$\mathcal{C}(0)^{(j)}/j!$  : désigne le vecteur colonne constitué des coefficients des monômes de degré  $j$  de  $\mathcal{C}(z)$ .

$\mathcal{B}(0)^{(j)}/j!$  : représente le vecteur ligne formé des coefficients des monômes de degré  $j$  de  $\mathcal{B}(z)$ .

### **B.3 Passage de la représentation par matrice de transfert associée à la machine asynchrone triphasée à une représentation minimale d'état**

On considère la matrice de transfert discrète, rationnelle strictement propre, de dimension  $(2 \times 2)$ , décrivant le comportement dynamique de la machine asynchrone triphasée en rotation, à vitesse constante, dont les variables entrées-sorties sont des grandeurs électriques statoriques, elle s'obtient dans notre situation par voie d'identification numérique, des paramètres de l'équation matricielle (III.58), définie par :

$$Y(z) = H(z) U(z) \quad (\text{B.11})$$

avec :

$$\begin{cases} Y(z) = \begin{bmatrix} i_{ds}(z) \\ i_{qs}(z) \end{bmatrix}; & U(z) = \begin{bmatrix} v_{ds}(z) \\ v_{qs}(z) \end{bmatrix} \\ H(z) = \frac{1}{\text{dend}(z)} \begin{bmatrix} \text{numdp}(z) & | & -\text{numdc}(z) \\ \text{numdc}(z) & | & \text{numdp}(z) \end{bmatrix} \end{cases}$$

D'après les relations de définition (III 74 et 75), on pourra admettre les notations allégées suivantes :

$$H(z) = \frac{M(z)}{\Delta(z)} \quad (\text{B.12})$$

avec :

$$\begin{cases} M(z) = \begin{bmatrix} M_{11}(z) & | & M_{12}(z) \\ M_{21}(z) & | & M_{22}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{numdp}(z) & | & -\text{numdc}(z) \\ \text{numdc}(z) & | & \text{numdp}(z) \end{bmatrix} \\ \Delta(z) = \text{dend}(z) \end{cases}$$

Vu que la matrice de transfert continue de la machine, est rationnelle strictement propre, l'emploi d'un échantillonneur bloqueur d'ordre zéro, permet de générer une matrice de transfert discrète, de propreté stricte, dont les éléments sont explicités comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta(z) = z^n + \sum_{i=0}^{n-1} (E_i z^i) \\ M_{11}(z) = M_{22}(z) = \text{numdp}(z) = \sum_{i=0}^{n-1} (C_i z^i) \\ M_{12}(z) = -\text{numdc}(z) = -\sum_{i=0}^{n-1} (D_i z^i) \\ M_{21}(z) = \text{numdc}(z) = \sum_{i=0}^{n-1} (D_i z^i) \end{array} \right. \quad (\text{B.13})$$

Dans le cas où l'on dispose d'un système dynamique linéaire invariant multidimensionnel, la conversion de la forme de modèle par matrice de transfert, à une réalisation irréductible d'état, pose en général un problème souvent difficile à résoudre, où il importera d'éliminer tout état non commandable ou non observable au sens de Kalman, pour donner une représentation d'état correcte du système. Dans ce but, nous avons fait appel à une méthode théorique très générale, permettant de construire une réalisation minimale d'état, à partir de la décomposition de la matrice polynomiale  $M(z)$ , sous forme canonique de Smith Mac-Millan [56; 57].

Toute fois, le problème est simplifié, lorsqu'il s'agit d'effectuer le traitement d'un espace cyclique unique, sur la base du théorème de Smith Mac-Millan, vu qu'on peut mettre directement  $M(z)$  sous forme de produit de matrices de rang 1 en écrivant :

$$M(z) = \left\{ \begin{array}{l} \left[ \begin{array}{c} M_{11}(z) \\ M_{21}(z) \end{array} \right] \left[ \begin{array}{cc} 1 & M_{12}(z) \\ & M_{11}(z) \end{array} \right] \end{array} \right\} \quad \text{mod}(\Delta(z)) \quad (\text{B.14})$$

En ramenant le problème à la théorie de représentation polynomiale intermédiaire d'un système, on peut identifier facilement les variables intermédiaires, soient :

$$M(z) = \{ \mathcal{Q}(z) \ \mathcal{Z}(z) \} \quad \text{mod}(\Delta(z)) \quad (\text{B.15})$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathcal{Q}(z) = \left[ \begin{array}{c} M_{11}(z) \\ M_{21}(z) \end{array} \right] \quad \text{mod}(\Delta(z)) \\ \mathcal{Z}(z) = \left[ \begin{array}{cc} 1 & M_{12}(z) \\ & M_{11}(z) \end{array} \right] \quad \text{mod}(\Delta(z)) \end{array} \right. \quad (\text{B.16})$$

Le seul problème est de calculer un polynôme  $P_d(z)$ , égal à la fraction rationnelle  $(M_{12}(z) / M_{11}(z))$  au module  $\Delta(z)$  près, cela se traduit par la division euclidienne polynomiale suivante :

$$\begin{array}{l|l} M_{12}(z) + K_d(z) \Delta(z) & M_{11}(z) \\ \hline R_d(z) & P_d(z) \end{array} \quad (\text{B.17})$$

où :

$$\begin{cases} \text{degré}(\Delta(z)) = n \\ \text{degré}(M_{12}(z)) = \text{degré}(M_{11}(z)) = \text{degré}(P_d(z)) = n - 1 \\ \text{degré}(K_d(z)) = \text{degré}(R_d(z)) = n - 2 \end{cases}$$

En effectuant la division littéralement, et en écrivant que le reste est nul :  $R_d(z) = 0$ , on pourra déterminer les coefficients du polynôme  $K_d(z)$ , et cela en résolvant à chaque fois un système à  $(n - 1)$  équations linéaires. Puis à partir des coefficients de  $K_d(z)$  devenant ainsi connus, on déduit directement ceux du polynôme recherché  $P_d(z)$ , qui est de la forme :

$$P_d(z) = \sum_{i=1}^{n-1} (F_i z^i) \quad (\text{B.18})$$

L'injection des équations (B.13) et (B.18) dans celles (B.16), permet d'obtenir le modèle polynomial intermédiaire de la machine :

$$\begin{cases} \Delta(z) = z^n + \sum_{i=0}^{n-1} (E_i z^i) \\ \mathcal{C}(z) = \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{n-1} (C_i z^i) \\ \sum_{i=0}^{n-1} (D_i z^i) \end{bmatrix} \quad \text{mod}(\Delta(z)) \\ \mathfrak{B}(z) = \begin{bmatrix} 1 & \sum_{i=0}^{n-1} (F_i z^i) \end{bmatrix} \quad \text{mod}(\Delta(z)) \end{cases} \quad (\text{B.19})$$

Le passage de la représentation polynomiale intermédiaire  $(\Delta(z), \mathcal{C}(z), \mathfrak{B}(z))$ , à la forme canonique d'état de commandabilité discrète  $(A_d, B_d, C_d)$ , s'effectue grâce aux formules de transformation (B.10), qui nécessitent la définition des vecteurs élémentaires suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{e(0)^{(j)}}{j!} = \begin{bmatrix} C_j \\ D_j \end{bmatrix} \\ \frac{z(0)^{(j)}}{j!} = \begin{bmatrix} G_j & F_j \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (j = 0, \dots, n-1) \quad (\text{B.20})$$

avec :  $\begin{cases} G_j = 1, \text{ si } j = 0 \\ G_j = 0, \text{ si } j \neq 0 \end{cases}$

La construction de la matrice d'état mise sous forme compagne horizontale étant triviale, les matrices d'entrée et d'observation, associées au modèle d'état minimale multivariable considéré de la machine, sont définies par :

$$B_d = A_d^{-1} \begin{bmatrix} G_{n-1} & F_{n-1} \\ \vdots & \vdots \\ G_j & F_j \\ \vdots & \vdots \\ G_0 & F_0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.21})$$

$$C_d = \begin{bmatrix} C_0 & \cdots & C_j & \cdots & C_{n-1} \\ D_0 & \cdots & D_j & \cdots & D_{n-1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.22})$$

# **BIBLIOGRAPHIE**

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] O. TOUHAMI;  
Contribution à l'identification paramétrique des machines électriques; Thèse de Doctorat D'Etat  
és-Sciences Physiques, E.N.P, Alger, Mai 1994.
- [2] L. POVY;  
Identification des processus; Dunod Université, 1975.
- [3] I.D. LANDAU;  
Identification et commande des systèmes; Traité des Nouvelles Technologie, série Automatique,  
Edition Hermès, paris, 1993.
- [4] LESZEK SZTY LINSKI;  
Identification of induction motor model parameters in the frequency domain; Wrockaw Techn.  
University, Inst. of Electromechanical Syst. ul. Porabsks 66/1. 54-046 Wrockaw, Poland.
- [5] KOKICHI NITTA, Senior Member, IEEE, H. OKITSU, T. SUZUKI, And IKURO MORITA;  
Analysis of the frequency characteristics of a tree-phase induction motor; IEEE Transactions On  
Industrial Electronics And Control Instrumentation, Vol. IECI-22, No. 2, MAY 1975.
- [6] N. KHENFER, A. REZZOUG, E.J. GUDEFIN, F. MEIBODY-TABAR;  
Identification of asynchronous machines. Experimental methods and results; ICEM 92, Sept. 92,  
Manchester.
- [7] LECH M. GRZESIAK, K. REICHERT;  
Equivalent circuit determination of an ac-machine based on catalogue data and values of no-load  
current and stator resistance; Warsaw University of Technology, ul. Koszykowa 75, Gm. E, PL-00-  
662 Warsaw.
- [8] ANDRE ANGOT;  
Complément de mathématiques à l'usage des ingénieurs de l'électrotechnique et des  
télécommunications. Edition de la Revue d'Optique , Paris, 1965.
- [9] G. SEGUER, J. LESENNE, F. NOTELET;  
Introduction à l'électrotechnique approfondie; Technique et Documentation, Paris, 1981.
- [10] D. P. SEN GUPTA, J. W. LYNN;  
Electrical machine dynamics; The Macmillan Press LTD, London and Basing stoke , 1980.
- [11] P. BARRET;  
Régimes transitoires des machines tournantes électriques; Edition Eyrolles, 1982.
- [12] J. CHATELAIN;  
Machines électriques; Edition Georgi, 1983.

- [13] PAUL C. KRAUSE;  
Analysis of electric machinery; McGraw-Hill book Company, New York, 1987.
- [14] P. BOULET, J. F. BRUDNY, F. NOTELET;  
Rapid determination of an asynchronous motor parameters; IMACS TC1-IEEE International symposium, Laval University, Quebec City, Canada, pp. 184-189, 1987.
- [15] JEAN-LOUIS DALMASSO;  
Cours d'électrotechnique - Tome 1 : Machines tournantes à courants alternatifs; Technique Supérieure, Paris, 1985.
- [16] A. E. FITZGERALD, CHARLES KINGSLEY, STEPHEN D. UMANS;  
Electric machinery; McGraw-Hill Book Company, New York, 1988.
- [17] NABIL KHENFER;  
Machine asynchrone : ses modèles, son identification et sa commande; Thèse de Doctorat d'Etat ès-Sciences Physiques, E.N.P, Alger, Décembre 1995.
- [18] E. LEVI-Member IEEE, V. VUCKOVIC;  
A method of rotor flux estimation in saturation induction machines; Int. Conf. of Electrical Machines, Cambridge MA, pp. 344-349, 1990.
- [19] MOHAMED. Y, O. TOUHAMI, A. HASHEM, G. IUNG;  
Influence of saturation in field oriented control induction motor drive systems; MINS'93, IMACS-IFAC, Vol. II, n°: XVI. A3, pp. 272-283, Brussels, 1993.
- [20] E. MENDES AND A. RAZEK;  
A simple model for core less and magnetic saturation in induction machines adapted for direct stator flux orientation control; 'Power Electronics And Variable-Speed Drives', 26-28 October 1994, conference publication n° 399, IEE, pp. 192-197.
- [21] C.R. SULLIVAN, S.R. SANDERS;  
Models for induction machines with magnetic saturation of the main flux path; IEEE 1992, pp.123-131.
- [22] A. JADERKO, Z. KRZEMINSKI;  
Fuzzy-Logic Algorithm of the magnetizing curve identification of the induction motor; EDPE' 96 October 1-3, 1996, Stara Lesna, Slovakia, pp. 537-541.
- [23] THOMAS A. LIPO, ALFIO CONSOLI;  
Modeling and simulation of induction motors with saturable leakage reactances; IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 1A-20, n°. 1, January / February, pp. 180-189, 1984.
- [24] J. ESTEVES, M. S. GARRIDO, L. PIERRAT, J. SANTANA;  
The saturation of leakage reactances in electrical machines; Electrimacs'96, Vol.I, Saint Nazaire France, pp. 315-319.
- [25] C.E.I' 85;  
Méthodes pour la détermination à partir d'essais des grandeurs de machines synchrones; rapport 34-4, 1985.

- [26] GUY SEGUIER;  
L'électronique de puissance. Les fonctions de base et leurs principales applications; Dunod, 1983.
- [27] LENNART LJUNG;  
System Identification : Theory For The User; PTR Prentice-Hall, Inc. A Simon & Schuster Company. Englewood Cliffs, New Jersey 07632, 1987.
- [28] A. GOURDIN, M. BOUMAH RAT;  
Méthodes Numériques Appliquées; Office Des Publications Universitaires, 1991.
- [29] TREVOR J. TERRELL;  
Introduction to digital filters; Macmillan Publishers LTD, 1985.
- [30] BAHRAM SHAHIAN, MICHAEL HASSUL;  
Control System Design Using Matlab; Prentice-Hall, Inc. A Simon & Schuster Company. Englewood Cliffs, New Jersey 07632, 1993.
- [31] M. BOUSSAK;  
Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction; Thèse de Doctorat d'Etat de L'université Paris 6, Paris, Juin 1989.
- [32] LENNART LJUNG, TORSTEN SÖDERSTRÖM;  
Theory And Praticce Of Recursive Identification; The Mit Press, Compridge, Massachusetts, London, England, 1983.
- [33] HANSRUEDI BÜHLER;  
Conception de Systèmes Automatiques; Presses Polytechniques Romandes, Ch-1015 Lausanne, Suisse, 1988.
- [34] S.P. BINGULAC;  
On The Calculation Of The Transfer Function Matrix; IEEE Trans. On A.C., Vol. AC-22, pp. 134-137, February 1975.
- [35] CLAUDE FOULARD, SYLVIANE GENTIL, JEAN-PAUL SANDRAZ;  
Commande et régulation par calculateur numérique; Editions Eyrolles, Paris, 1984.
- [36] A. VARGA and V. SIMA;  
Numerically Stable Algorithm For Transfer Function Matrix Evaluation; Int. J. Control, Vol. 33, N°6, pp. 1123-1133, 1981.
- [37] J. MAX ET COLLABORATEURS;  
Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques; Edition Masson, Paris, 1977.
- [38] PHILIPPE DE LARMINAT, YVES THOMAS;  
Automatique des systèmes linéaires. Tome 2 : Identification; Flammarion Sciences, France, 1977.
- [39] M. NAJIM;  
Modélisation et identification en traitement du signal; Edition Masson, Paris, 1988.

- [40] PAUL ARMINJON;  
Analyse Numérique Matricielle; Les Presses de l'Université de Montréal, Québec, Canada, 1978.
- [41] J. E. DENNIS, ROBERT B. SCHNABEL;  
Numerical methods for unconstrained optimization and non linear equations; Prentice-Hall, Inc, Englewood Cliffs, New Jersey 07632.
- [42] JEAN-LOUIS JARDRIN;  
Analyse. Algorithmes et programmes en Pascal; Edition Dunod, Paris, 1989.
- [43] M. DJEDDI, A. OUAHABI, M.A. AITOUICHE;  
Traitement du signal; Office des Publications Universitaires., 1994.
- [44] JEAN-PIERRE CARON, JEAN-PAUL HAUTIER;  
Modélisation et commande de la machine asynchrone; Editions Technip Paris, 1995.
- [45] MARIA PIETRZAK-DAVID, BERNARD DE FORNEL;  
Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle; Laboratoire d'électrotechnique et d'électronique Industrielle, Toulouse, 1992.
- [46] M. BOUSSAK, G.A. CAPOLINO, M. POLOUJADOFF;  
Parameter Identification In Vector Controlled Induction Machine With Flux Model Reference Adaptive System (MRAS); Technopôle De Château-Gombert, Maseille, 1991.
- [47] M. SUMMER, G.M. ASHER, and R. PENA;  
The experimental investigation of rotor time constant identification for vector controlled induction motor during transient operating conditions; E.P.E Association, 1993.
- [48] R. KRISHNAN, Member, IEEE, and FRANK C. DORAN, Member, IEEE;  
Study of parameter sensitivity in high-performance inverter-fed induction motor drive systems; IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-23, N°4, July/August 1987.
- [49] FAEKA M.H KHATER, Member, IEEE, R.D. LORENZ, Member, IEEE;  
Selection of flux level in field-oriented induction machine controllers with consideration of magnetic saturation effects; IEEE Transactions On Industry Applications. Vol. IA-23. N°2. March/April 1987.
- [50] HIDEHIKO SUGIMOTO AND SHINZO TAMAI;  
Secondary resistance identification of an induction-motor applied model reference adaptive system and its characteristics; IEEE Transactions On Industry Applications. Vol. IA-23, N°2, March/April 1987.
- [51] C.C. CHAN, Senior Member, IEEE, and HUAQLAN WANG;  
An affective method for rotor resistance identification for high-performace induction motor vector control; IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 37, N°6, December 1990.
- [52] KOUHEI OHNISHI, Member, IEEE, YOUZOU UEDA, and KUNIO MIYACHI;  
Model reference adaptive system against rotor resistance variation in induction motor drive; IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 1E-33, N°3, August 1986.

- [53] SEUNG KI SUL, Member, IEEE;  
A novel technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance; IEEE Transactions On Industry Applications, Vol.25, N°4, July/August 1989.
- [54] GUY SEGUIER, FRANCIS LABRIQUE;  
Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Volume 4 : La conversion continu-alternatif; Technique et Documentation-Lavoisier, Paris, 1989.
- [55] GARCIA-CERRADA A., and COLABORATEURS;  
Recursive estimation of model parameters and state variables for inductions motors; ICEM'94, Vol.II, pp. 397-402.
- [56] ANDRE FOSSARD;  
Commande des systèmes multidimensionnels; Collection : Technique de l'Automatisme, Edition Dunod, Paris, 1972.
- [57] JEAN-CHARLES GILLE, MARC CLIQUE;  
Systèmes linéaires. Equations d'état; Edition Eyrolles, Paris, 1990.
- [58] L. LORON and G. LALIBERTE;  
Application of the extended Kalman filter to parameters estimation of induction motors; EPE Association, Brighton, 1993.
- [59] O.Touhami, R.Ibtiouen, L.M.Mghezzi and M.Benhaddadi;  
Estimation of Induction Machine Parameters by an Model Structure; IEEE ACEMP'01, Kusadaci, pp. 303-307, Turkey, 2001.

