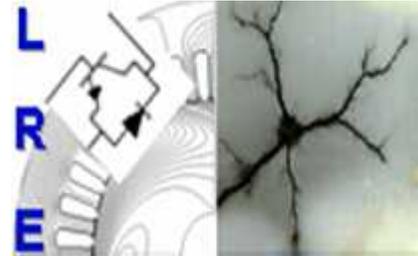


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme

Ingénieur d'état en électrotechnique

Intitulé

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

Sous la direction de Pr.Omar TOUHAMI et Dr.Faouzi ABOURA

Présenté par

LAZIZI Abderrahmane

Soutenu publiquement le (13 juin 2017)

Composition du Jury :

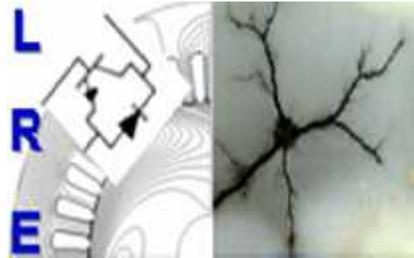
Président :	R. TAHMI, Professeur à l'ENP
Encadreur :	O.TOUHAMI, Professeur à l'ENP
Co-encadreur :	F.ABOURA, Docteur, l'ENP
Examineur :	K.BOUGHRARA, Professeur à l'ENP

ENP 2017

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme

Ingénieur d'état en électrotechnique

Intitulé

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

Sous la direction de Pr.Omar TOUHAMI et Dr.Faouzi ABOURA

Présenté par

LAZIZI Abderrahmane

Soutenu publiquement le (13 juin 2017)

Composition du Jury :

Président :	R. TAHMI, Professeur à l'ENP
Encadreur :	O.TOUHAMI, Professeur à l'ENP
Co-encadreur :	F.ABOURA, Docteur, l'ENP
Examineur :	K.BOUGHRARA, Professeur à l'ENP

ENP 2017

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

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

Mon père et mes oncles pour l'aide et le soutien absolu

Mes frères et Ma grande famille

Tous mes amis sans exceptions

Remerciements

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

J'adresse également mes remerciements à Monsieur Aboura Faouzi, docteur, ENP (Ecole Nationale Polytechnique d'Alger), d'avoir accepté la co-direction de ce projet et d'avoir suivi et contribué avec intérêt à l'évolution de ce travail. Je le remercie également pour les corrections et les améliorations qu'il a apportées et Proposées pour la rédaction de ce mémoire. Je lui exprime aussi mes remerciements pour son côté humain et ses conseils.

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

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

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

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

TABLE DES MATIERS

Liste des tableaux	
Liste des figures	
Liste des symboles	
Introduction générale	11
Chapitre 1 Modélisation de la machine asynchrone	
1.1. Introduction.....	13
1.2. Principe de fonctionnement du moteur à induction.....	13
1.3. Formulation mathématique de la machine asynchrone triphasé	15
1.3.1. Les équations électriques	15
1.3.2. Equations magnétiques	16
1.3.3. Equation électromécanique du mouvement	18
1.4. Modèle dynamique de PARK de la machine asynchrone	18
1.4.1. Principe de la transformation de Park.....	18
1.4.2. Les équations transformées	20
1.5. Modèle d'état de la machine asynchrone	22
1.6. Conclusion	25
Chapitre 2 Techniques d'identification	
2.1. Introduction	28
2.2. Identification système	28
2.3. Algorithme général d'identification	29
2.3.1. Choix des signaux d'entrée	30
2.3.2. Choix de la fréquence d'échantillonnage	30
2.3.3. Choix de la structure du modèle à identifier	31
2.3.4. Filtrage des données	31
2.4. Facteur influant sur l'identification paramétrique	32
2.4.1. Les signaux d'entrées	32
2.4.2. La fréquence d'échantillonnage	33
2.4.3. Effet néfaste du bruit de mesure	33

2.5. Méthodes d'identification	34
2.5.1. Méthodes directes	34
2.5.1. Méthodes itératives.....	36
2.6. Algorithme d'optimisation	40
2.7. Identification en temps réel	45
2.8. Quelques structures « procédé + perturbation » largement utilisées en identification	
2.9. Conclusion	48
Chapitre 3 Identification d'une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné	
3.1. Tests effectués au laboratoire.....	50
3.2. Les équations dynamiques de la MAS	50
3.3. Lissage et filtrage des courant	54
3.4. Méthode des moindres carrées appliqué à la MAS à rotor bobiné.....	57
3.5. Approximation du flux rotorique	59
3.6. Problème de la vitesse	63
3.7. La validation des paramètres	67
3.8. Conclusion	71
Conclusion générale	72
Bibliographie	73
Annexes.....	75

Liste des tableaux :

Tableau 2.1 : comparaison entre le modèle de connaissance et de représentation.	P28
Tableau 3.1 : résultats d'identification avec des forme de vitesse différentes.	P67

Liste des figures :

Fig (1.1) structure générale d'une machine asynchrone.	P14
Fig (1.2) Représentation des enroulements (rotor-stator) d'une machine asynchrone.	P14
Fig (2.1) Procédure d'identification.	P30
Fig (2.2) schéma bloc de l'analyse harmonique.	P30
Fig (2.3) Signal d'excitation - réponse impulsionnelle.	P36
Fig (2.4) Schéma du principe de la méthode du modèle.	P37
Fig (2.5) schéma bloc ARX.	P46
Fig (2.6) schéma bloc OE.	P46
Fig (2.7) schéma bloc ARMAX.	P47
Fig (2.8) schéma bloc ARARX.	P47
Fig (3.1) les trois courants statorique mesurés de la MAS à rotor bobiné.	P51
Fig (3.2) Les trois tensions mesurées de la MAS à rotor bobiné.	P51
Fig (3.3) Les courants transformés de Park i_{sd} et i_{sq} .	P52
Fig (3.4) Les tensions transformés de Park u_{sd} et u_{sq} .	P53
Fig (3.5) Les tensions transformés de Park u_{sd} et u_{sq} si l'alimentation est purement sinusoïdal.	P53
Fig (3.6) Courant de la phase « a » mesuré et filtré.	P55
Fig (3.7) le courant i_{sd} d'axe direct.	P55
Fig (3.8) la dérivée du courant d'axe direct en fonction du temps $\frac{di_{sd}}{dt}$ calculé à partir des courants filtrés et non filtrés.	P56
Fig (3.9) un zoom sur la figure (3.8) pour $t \in [1.16, 1.35]$.	P56
Fig (3.10) la MAS et les équipements utilisés au laboratoire ENP.	P63
Fig (3.11) la construction des différentes vitesses à partir du courant.	P66
Fig (3.12) schéma Simulink du modèle de la machine asynchrone.	P68

Fig (3.13) comparaison entre la vitesse simulée et la vitesse v_1 utilisée dans l'algorithme d'identification. P68

Fig (3.14) comparaison entre le courant mesuré et le courant simulé dans les deux régimes . P69

Fig (3.15) comparaison entre le courant mesuré et le courant simulé dans le régime permanent. P70

Liste des symboles :

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

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

Introduction générale :

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

Ces moteurs sont utilisés dans des entrainements électriques à vitesse variable. Ils sont alimentés par des convertisseurs et contrôlés soit en courant, soit en tension. Il est donc nécessaire de connaître ses paramètres pour élaborer des algorithmes de commande [2].

La précision dans l'estimation paramétrique est également nécessaire en raison de l'importance de ces paramètres dans le comportement dynamique lors des défauts ou dû à des perturbations extérieures. Autrement dit, on opte pour la méthode d'identification (en ligne ou non) qui convient le plus à la détection des défauts de la machine ou à sa commande [3].

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

La courbe de vitesse expérimentale a été approximée vu l'impossibilité de la mesurer dû à l'absence de matériel. Cette solution peut-être très pratique dans les milieux ou on ne dispose pas d'équipements pour faire l'identification. Cependant, cela donne des bons résultats.

Autrement dit, cette méthode est appliquée lorsqu'on dispose juste d'une alimentation à courant alternatif sinusoïdal d'un réseau électrique et que l'on ne dispose pas d'un capteur pour la mesure de la vitesse.

La méthode présentée est basée sur :

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

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

Chapitre 1

Modélisation de la machine Asynchrone

1.1. Introduction

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

Les machines électriques sont des systèmes complexes, multi-variables, non-linéaires et d'ordre élevé et il est difficile de tenir compte, lors de la modélisation, de tous les phénomènes physiques qu'elles subissent. Il est alors essentiel d'introduire quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles, qui tout de même n'altèrent pas la validité du modèle de la machine dans le cadre de notre travail.

1.2. Principe de fonctionnement du moteur à induction

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

La partie fixe appelée stator comporte en fait un circuit magnétique entièrement feuilleté en forme de couronne dont la périphérie intérieure est entaillée régulièrement d'un certain nombre d'encoches identiques. Dans ces encoches viennent se placer les conducteurs des enroulements statoriques.

Le rotor qui est la partie en mouvement dans lequel doit circuler les courants induits, On peut distinguer deux types de rotor :

- Les rotors bobinés (à bagues) : ils sont munis d'un enroulement triphasé, réalisé comme celui du stator.
Les extrémités libres des bobines rotoriques sont reliés à des bagues tournantes qui sont en contact glissant avec des balais fixes accessible de l'extérieur par l'intermédiaire de la plaque à bornes. Ce mode d'exécution permet l'accès direct aux grandeurs électriques rotoriques, cela implique que la modification de certaines caractéristiques de la machine sont possibles par exemple la commande d'une machine par dissipation de la puissance rotorique.
- Les rotors à cage d'écureuil : ils sont formés de barres conductrices noyée dans les 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.

Le moteur à cage d'écureuil est de construction très simple, très robuste et peu couteux par rapport à un moteur à rotor bobiné. Mais il présente un inconvénient majeur, c'est que les grandeurs électriques rotoriques sont inaccessibles aux mesures [3].

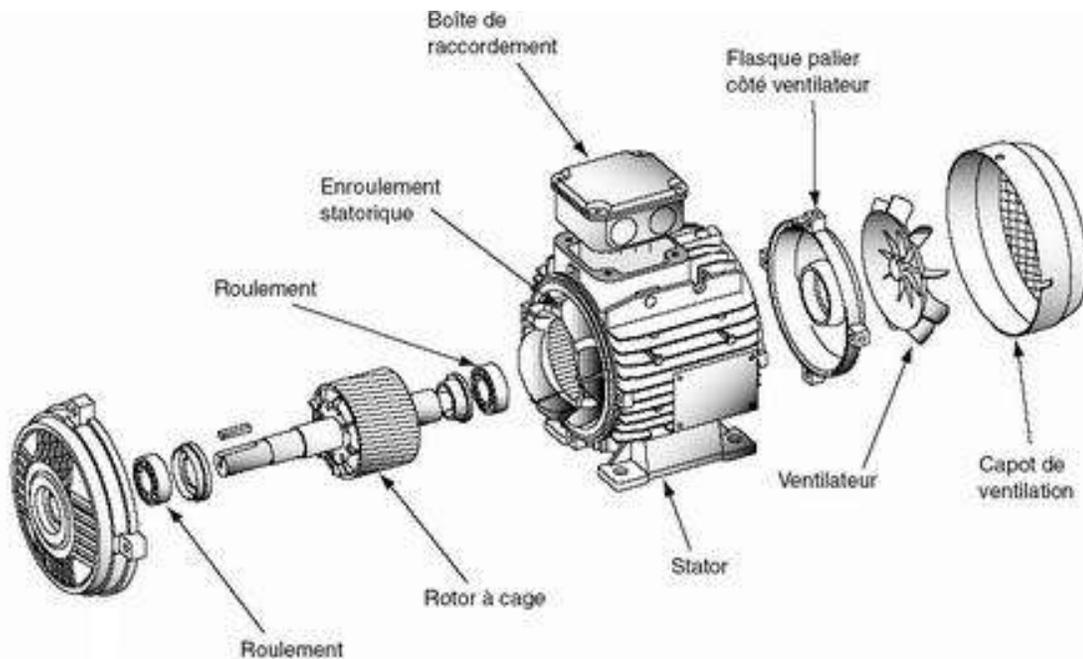


Fig (1.1) structure générale d'une machine asynchrone [22]

Hypothèses simplificatrices

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

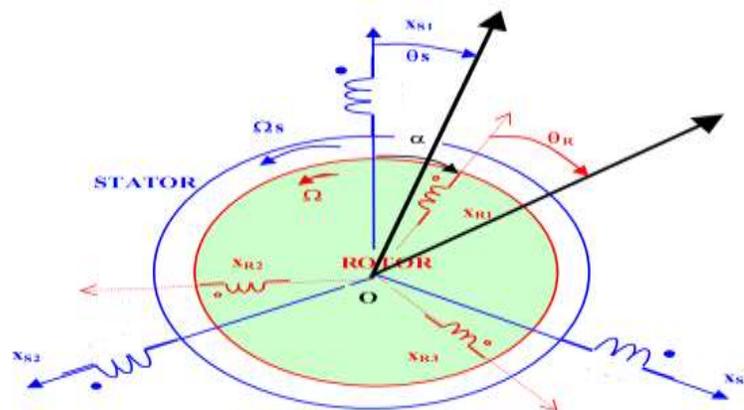


Fig (1.2) Représentation des enroulements (rotor-stator) d'une machine asynchrone

La figure (1.2) représente les trois enroulements du stator souvent couplés en étoile, ainsi que les trois enroulements du rotor qui sont court-circuités entre eux dans la phase de fonctionnement. Le couplage magnétique entre ces enroulements est en fonction de la position relative du rotor.

1.3. Formulation mathématique de la machine asynchrone triphasée

Cette partie présente les relations du fonctionnement en grandeurs de phase qui décrit le comportement dynamique de la machine en tenant compte des hypothèses simplificatrices.

1.3.1. Les équations électriques

Les équations électriques de fonctionnement de la machine asynchrone sont :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \end{cases} \quad (1.1)$$

Les variables et les paramètres de cette équation sont définies par :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

$[R_s]$ et $[R_r]$ représentent les matrices résistance statorique et rotorique respectivement, ces éléments sont les résistances de phase de chaque enroulement.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad [V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

$[V_s]$ et $[V_r]$ représentent les vecteurs des tensions de phase statorique et rotorique respectivement.

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$[I_s]$ et $[I_r]$ représentent les vecteurs des courants de phase statorique et rotorique respectivement.

$$[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

: représentent les vecteurs de flux totalisé

1.3.2. Équations magnétiques

Vue qu'on a utilisé les hypothèses simplificatrices, les expressions des flux magnétique s'écrivent comme des fonctions linéaires des courants électriques.

Les équations matricielles des flux magnétique s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \end{cases} \quad (1.6)$$

Avec :

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

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

$[M_{sr}]$: matrice inductance de couplage mutuelle stator-rotor.

$[M_{rs}]$: matrice inductance de couplage mutuelle rotor-stator, elle est égale à la transposé de $[M_{sr}]$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}; \quad (1.7)$$

Par hypothèse on a supposé que les inductances mutuelles entre deux enroulements de deux armatures différentes varient sinusoidalement et dépend de l'angle spatial θ .

$$[M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Mise des équations sous forme matriciel :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

θ : c'est l'angle de rotation

M_s, M_r : sont les inductances mutuelles entre deux phases statorique et rotorique respectivement, elles sont de valeur constante parce que l'angle entre elles ne varie pas.

L_s, L_r : l'inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique respectivement.

M : inductance maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

Remplaçant l'équation (1.6) dans (1.1) :

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [0] & \frac{d}{dt} [M_{sr}] \\ \frac{d}{dt} [M_{rs}] & [0] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \left[\frac{dI_s}{dt} \right] \\ \left[\frac{dI_r}{dt} \right] \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

1.3.3. Equation électromécanique du mouvement

Utilisons le deuxième principe de la dynamique sur la machine asynchrone, lorsque le rotor est en rotation, alors le mouvement relatif de la masse tournante est gouverné par l'équation suivante :

$$C_{em} = C_m + C_r + C_f \quad (1.11)$$

C_{em} : couple électromagnétique.

C_m : couple d'inertie mécanique.

C_r : couple résistant appliqué à la machine (couple de charge mécanique).

C_f : couple de friction et perte par ventilation.

Couple électromagnétique : il est dû à l'interaction électromagnétique entre le circuit du stator et du rotor, autrement c'est l'interaction entre le flux généré dans l'entrefer par les courants induits dans le rotor

Ce couple développé instantanément par le moteur asynchrone a pour expression générale :

$$C_{em} = p \cdot [I_s]^T \cdot \left(\frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right) \cdot [I_r] \quad (1.12)$$

Couple d'inertie mécanique :

$$C_m = J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (1.13)$$

Avec : $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$

J : moment d'inertie de la machine.

Ω_r : vitesse de rotation du rotor.

ω_r : vitesse angulaire électrique du rotor.

Couple de friction et de perte par ventilation : ce couple est dû aux pertes par friction c'est le frottement entre l'arbre du rotor et le trou de sortie du stator, les pertes par ventilation sont l'ajout d'un ventilateur pour refroidir les ailettes de la machine.

Couple de charge mécanique : dans le cas de fonctionnement en moteur c'est un couple mécanique imposé par une charge extérieure appliqué à l'arbre de la machine.

Dans un fonctionnement en génératrice alors il alimente une charge qui consomme le courant électrique alors à chaque fois l'appel du courant augmente la réaction d'induit augmente ce qui traduit en un couple résistant appliqué à la machine.

La synthèse et le développement des équations (1.10) et (1.12) après réarrangement, simplification et adaptation au régime de fonctionnement statique ou dynamique se présente comme des équations différentielles non-linéaires et à coefficient variable. Ce qui est très lourd et très délicat, d'où la nécessité d'utiliser des relations mathématiques pour le ramener à un autre système d'équations plus simple. Cela s'effectue par un changement de base, du triphasé vers le biphasé équivalent.

Utilisons-la transformé de PARK on aboutira à un système biphasé et a coefficients constants ce qui simplifier énormément le problème.

1.4. Modèle dynamique de PARK de la machine asynchrone

1.4.1. 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 repéré 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 champ tournant synchrone, soit à l'une des deux armatures magnétiques de la machine asynchrone [5].

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

L'une est la matrice de Concordia, elle est constituée la première phase de la transformation de Park. Elle permet d'assurer le passage du triphasé au diphasé.

Du point de vue mathématique, elle a pour effet de réduire le nombre d'équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine, cela est fait par les transformé vers des équations linéairement indépendantes.

La matrice de Concordia est définie par :

$$C_o = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

L'autre est une matrice dite de rotation et elle est définie par :

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & \sin \theta \\ 0 & -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Le passage des composantes symétriques de Concordia aux composantes relatives de Park, s'effectue par une rotation d'angle θ_s pour les grandeurs statoriques et d'angle θ_r pour les grandeurs rotoriques.

$$P(\theta) = Co. R(\theta)^{-1} \quad (1.16)$$

$$P(\theta_s) = Co. R(\theta_s)^{-1}$$

$$P(\theta_r) = Co. R(\theta_r)^{-1}$$

En développant ce calcul utilisant le logiciel Maple qui permet de faire un calcul symbolique et aussi il est plus simple à programmer. Autrement c'est un logiciel qui fait la simplification des équations et le calcul symbolique (solution des intégrales et les équations différentiel calcul matriciel ...)

On aboutira à :

$$P(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$P(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

$P(\theta_s), P(\theta_r)$: les matrices de transformation de Park pour les grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

Utilisant :

$$\begin{cases} T_{0dq}(\theta_s) = P(\theta_s) \cdot T_{abc}(\theta_s) \\ T_{0dq}(\theta_r) = P(\theta_r) \cdot T_{abc}(\theta_s) \end{cases} \quad (1.19)$$

L'avantage de cette transformation est de minimiser le nombre d'équations à résoudre et de rendre ces équations à coefficients constants.

Tirer la solution des équations et appliquer la transformer inverse de Park pour revenir aux grandeurs originales.

1.4.2. Les équations transformées

L'application de cette transformation aux équations (1.1) et (1.9) conduit aux nouvelles équations suivantes :

$$\begin{cases} [\varphi_{cs}] = P(\theta_s) \cdot [L_{ss}] \cdot P(\theta_s)^{-1} \cdot [I_{cs}] + P(\theta_s) \cdot [M_{sr}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot [I_{cr}] \\ [\varphi_{cr}] = P(\theta_r) \cdot [L_{rr}] \cdot P(\theta_r)^{-1} \cdot [I_{cr}] + P(\theta_r) \cdot [M_{rs}] \cdot P(\theta_s)^{-1} [I_{cs}] \end{cases} \quad (1.20)$$

$$\begin{cases} [V_{cs}] = [R_s] \cdot [I_{cs}] + P(\theta_s) \cdot \frac{d(P(\theta_s)^{-1} \cdot [\varphi_{cs}])}{dt} \\ [V_{cr}] = [R_r] \cdot [I_{cr}] + P(\theta_r) \cdot \frac{d(P(\theta_r)^{-1} \cdot [\varphi_{cr}])}{dt} \end{cases} \quad (1.21)$$

Après développement et calcule sous le programme Maple :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{cs}] \\ [\varphi_{cr}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{odq}] \\ [M_{odq}]^T & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{cs}] \\ [I_{cr}] \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Les matrices inductances transformés de la machine sont symétrique et à coefficients constants. Par conséquent le circuit électrique équivalent existe.

$$\begin{aligned} [L_s] &= \text{diag}(L_{os}, L_1, L_1) \\ [L_r] &= \text{diag}(L_{or}, L_2, L_2) \end{aligned} \quad (1.23)$$

La matrice mutuelle inductance transformée stator-rotor est diagonale et à coefficients relatifs constants. Cela signifie que seul existe un couplage magnétique constant participant à la conversion électromécanique de l'énergie. Ce qui est montré par l'expression transformé du couple.

$$[M_{odq}] = \text{diag}(0, M, M) \quad (1.24)$$

$$\text{Avec :} \quad \begin{aligned} L_1 &= L_s - M_s & L_2 &= L_r - M_r \\ L_{os} &= L_s + 2 \cdot M_s & L_{or} &= L_s + 2 \cdot M_r \end{aligned}$$

Le résultat de transformation de Park donne les nouvelles variables vecteurs qui sont définie par :

$$[V_{cs}] = \begin{bmatrix} V_{os} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad [I_{cs}] = \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad [\varphi_{cs}] = \begin{bmatrix} \varphi_{os} \\ \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

$$[V_{cr}] = \begin{bmatrix} V_{or} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad [I_{cr}] = \begin{bmatrix} i_{or} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad [\varphi_{cr}] = \begin{bmatrix} \varphi_{or} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

L'indice 'o' : la composante selon l'axe homopolaire.

L'indice 'd' : la composante selon l'axe directe.

L'indice 'q' : la composante selon l'axe en quadrature.

L'ajout des indices 's' ou 'r' c'est pour spécifier les grandeurs statorique ou rotorique respectivement.

La relation du couple sera pour une machine asynchrone à p paires de pôles

$$C_{em} = p \cdot [P(\theta_s)^{-1} \cdot [I_s]]^T \cdot \left(\frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right) \cdot [P(\theta_s)^{-1} \cdot [I_r]] \quad (1.27)$$

$$C_{em} = p \cdot M \cdot (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \quad (1.28)$$

Les tensions seront :

$$[V_{cs}] = [R_s] \cdot [I_{cs}] + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_s \\ 0 & \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot [\varphi_{cs}] + \frac{d([\varphi_{cs}])}{dt} \quad (1.29)$$

$$[V_{cr}] = [R_r] \cdot [I_{cr}] + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_r \\ 0 & \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot [\varphi_{cr}] + \frac{d([\varphi_{cr}])}{dt}$$

On remarque qu'il y a deux composantes qui sont en fonction du flux, alors que c'est différent d'un transformateur, cela est due à la présence de génération de deux FEM : l'une est dit de transformation et l'autre est dit FEM de rotation.

1.5. Modèle d'état de la machine asynchrone

Dans cette partie on mettra en œuvre le modèle de Park de la machine asynchrone triphasé, ou prendra les courants d'enroulement transformés comme variables électriques d'état.

Remplaçant l'équation des flux transformé (1.22) dans l'équations des tension transformées (1.29), après des développement et simplification on obtiendra sous une forme d'état qui prend les courants comme variables d'états, ça donne les résultats suivants :

$$\begin{bmatrix} V_{os} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{or} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & -\omega_s \cdot L_1 & 0 & 0 & -\omega_s \cdot M \\ 0 & \omega_s \cdot L_1 & R_s & 0 & \omega_s \cdot M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_r \cdot M & 0 & R_r & -\omega_r \cdot L_2 \\ 0 & \omega_r \cdot M & 0 & 0 & \omega_r \cdot L_2 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{or} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{os} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_1 & 0 & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & L_1 & 0 & 0 & M \\ 0 & 0 & 0 & L_{or} & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & M & 0 & 0 & L_2 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{or} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

Selon le choix du référentiel on choisit le modèle qui nous convient

Il y a trois choix :

$$\theta_s = \theta_r + \theta$$

- Référence fixe par rapport au stator $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ $\frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$
- Référence fixe par rapport au rotor $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$ $\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = \omega$
- Référence fixe par rapport au champ tournant $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega$ $\frac{d\theta_r}{dt} = g \cdot \omega = \omega - \omega_r$

Appliquant l'inversion des matrices nécessaires et faire des simplifications à l'équation (1.30) peut se mettre sous la forme d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{or} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{os}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_1} & \frac{1}{\sigma} \cdot \omega_s - \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \omega_r & 0 & \frac{M R_r}{\sigma L_1 L_2} & \frac{M}{\sigma L_1} \cdot (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} \cdot \omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \omega_r & -\frac{R_s}{\sigma L_1} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_1} \cdot (\omega_s - \omega_r) & \frac{M R_r}{\sigma L_1 L_2} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_{or}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M R_s}{\sigma L_1 L_2} & -\frac{M}{\sigma L_2} \cdot (\omega_s - \omega_r) & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_2} & \frac{1}{\sigma} \cdot \omega_r - \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \omega_s \\ 0 & \frac{M}{\sigma L_2} \cdot (\omega_s - \omega_r) & \frac{M R_s}{\sigma L_1 L_2} & 0 & -\frac{1}{\sigma} \cdot \omega_r + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \omega_s & -\frac{R_r}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{or} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{os}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_1} & 0 & 0 & -\frac{M}{\sigma L_1 L_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sigma L_1} & 0 & 0 & -\frac{M}{\sigma L_1 L_2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{or}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 & \frac{1}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{M}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 & \frac{1}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{os} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{or} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Dans notre cas on va prendre le référentiel lié au stator, donc l'équation (1.31) sera :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{or} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{os}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_1} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \omega & 0 & \frac{M R_r}{\sigma L_1 L_2} & \frac{M}{\sigma L_1} \cdot \omega \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \omega & -\frac{R_s}{\sigma L_1} & 0 & -\frac{M}{\sigma L_1} \cdot \omega & \frac{M R_r}{\sigma L_1 L_2} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_{or}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M R_s}{\sigma L_1 L_2} & -\frac{M}{\sigma L_2} \cdot \omega & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_2} & -\frac{1}{\sigma} \cdot \omega \\ 0 & \frac{M}{\sigma L_2} \cdot \omega & \frac{M R_s}{\sigma L_1 L_2} & 0 & \frac{1}{\sigma} \cdot \omega & -\frac{R_r}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{or} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{os}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_1} & 0 & 0 & -\frac{M}{\sigma L_1 L_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sigma L_1} & 0 & 0 & -\frac{M}{\sigma L_1 L_2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{or}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 & \frac{1}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{M}{\sigma L_1 L_2} & 0 & 0 & \frac{1}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{os} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{or} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

L'équation (1.32) représente d'une façon générale le modèle dynamique de Park de la machine asynchrone triphasé, observé à partir d'un référentiel tournant à la vitesse arbitraire ω relativement au stator.

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

Les composantes relatives du repère de Park du système de tension triphasé sinusoïdale alimentant le stator, ont pour expression :

$$\begin{cases} V_{os} = 0 \\ V_{ds} = V_{sm} \cdot \sin(\alpha - \theta_s + \omega \cdot t) \\ V_{qs} = V_{sm} \cdot \cos(\alpha - \theta_s + \omega \cdot t) \end{cases} \quad (1.33)$$

V_{sm} : valeur maximum de la tension par phase statorique.

θ_s : c'est l'angle électrique statorique.

α : c'est une phase angulaire qui dépend de la phase angulaire initiale de la tension statorique et de la phase angulaire initiale du référentiel de Park.

Pour la simulation et la validation de l'identification des paramètres de la machine asynchrone en régime linéaire dans le domaine temporel triphasé, dans le but est de voir le comportement dynamique du système, est effectué avec Simulink utilisant les équations différentielles de Runge-Kutta du 4^{ème} ordre, avec un pas de calcul constant.

1.6. Conclusion

L'objectif de ce chapitre est de présenter la modélisation mathématique de la machine asynchrone utilisant des hypothèses simplificatrices sous forme de modèle d'état. Selon le choix du repère, ces modèles sont définis dans un référentiel biphasé (d, q) pour conduire aux simulations du système électromécanique.

La transformation de Park permet de faciliter le calcul par ce que on a passé du triphasé au biphasé, ce qui diminue le nombre de variables dans les équations.

Le modèle d'état est fait avec le choix d'un référentiel lié au champ tournant ou lié au stator ou bien lié au rotor.

Chapitre 2

Techniques d'identification

2.1. Introduction

L'identification d'un système est définie comme : la détermination d'un modèle mathématique d'un système (processus) à partir des essais ou des données expérimentales de l'entrée et de la sortie de ce système. La détermination d'un modèle mathématique d'un système physique consiste en 3 étapes [5] : une étape qualitative, une étape quantitative, et une étape de validation.

L'étape qualitative : est une étape de caractérisation du processus encore appelée étape d'identification structurale ou de modélisation. Elle consiste à organiser les équations régissant le processus à identifier de manière à pouvoir le simuler de manière adéquate.

Les modèles peuvent être caractérisés de plusieurs façons, soit par représentation non paramétrique dite modèle externe (matrices de transfert, impédances opérationnelles, réponses impulsionnelles), soit par représentation paramétrique ou modèle interne (modèle d'état, équations différentielles etc.).

L'étape quantitative : est l'étape d'estimation des paramètres de la structure du modèle retenu. Elle permet de déterminer par application des méthodes de programmation mathématique sur ordinateur numérique les valeurs numériques des divers paramètres du processus étudié.

L'étape de validation : est essentiellement une étape d'étude des performances du modèle globale obtenu (structure et paramètres) qui en toute rigueur devra reproduire fidèlement le processus. Elle consiste à comparer les observations du processus réel avec la sortie du modèle. [5-8]

2.2. Identification des systèmes

Identifier un système dynamique réel (appelé objet) c'est caractériser un autre système (appelé modèle), à partir de la connaissance expérimentale des entrées et sorties de manière à obtenir l'identité du comportement.

Le modèle peut être un système physique (au sens de simulateur analogique ou numérique et de modèle réduit), ou bien un système abstrait (modèle mathématique, i.e. système d'équations algébriques ou différentielles).

2.2.1. Modèle

Un modèle d'un système traduit les relations entre les différentes variables de ce système.

Un modèle a pour but :

- D'accroître la connaissance d'un système physique sous l'aspect interne ou microscopique. Ce modèle sera alors dit de connaissance,
- De représenter le comportement global (ou macroscopique) d'un système physique. Le modèle sera dit de représentation.

Le Modèle de connaissance : Exploitant les connaissances « a priori » sur le système, les lois du domaine et la décomposition en sous-systèmes simples, on déduit les relations mathématiques. Aucune expérimentation n'est nécessaire.

Approche utilisée pour obtenir un modèle mathématique/graphique

Le Modèle de représentation : Exploitant uniquement les mesures prélevées sur les entrées/sorties et éventuellement les expériences précédentes. Les connaissances a priori ne sont pas nécessaires (trop complexes ou indisponibles) en général.

Approche utilisée pour obtenir un modèle mathématique/graphique/mental.

Le premier modèle est nécessaire à la construction et au dimensionnement (i.e. détermination des dimensions) d'un système industriel (exemple : fabrication d'un véhicule, d'une chaudière, d'une unité de production, d'un moteur électrique ...). Dans ce modèle les coefficients caractérisant la structure de l'objet sont explicités.

2.2.2. Comparaison

Modèle	<u>Connaissances</u>	<u>Représentation</u>
Effort d'obtention	Plus élevé (système complexes)	Moins élevé
Précision	Plus précis et complet	Moins précis et moins complet
Interprétation physique	(Souvent) possible	Pas toujours possible
Exploitation	Moins efficace (si le modèle et trop complexe)	Plus efficace

Tableau 2.1 : comparaison entre le modèle de connaissance et de représentation

2.2.3. Différents types de modèles

Il est tout de même important d'avoir des connaissances du système pour choisir un type de modèle adapté

- Modèle possédant une entrée/une sortie (SISO) ou plusieurs entrées et plusieurs sorties (MIMO) ou plusieurs entrées une seule sortie (MISO)
- Modèle linéaire ou non-linéaire (dans ce cas, qu'est-ce qui est non-linéaire en fonction de quoi)
- Modèle continue ou discret.
- Modèle régressif ou indépendant : pour un modèle régressif, la sortie à un instant t , $y(t)$, dépend des instants précédents ($y(t - i)$).
- Modèle stochastique ou déterministe

2.3. Algorithme général d'identification

Pour obtenir un modèle consistant, il est important d'exciter le processus avec toutes les fréquences de sa plage de fonctionnement. Le signal d'entrée appliqué doit donc être riche en fréquences (possède un large spectre). En général on applique un signal périodique pseudo-aléatoire (PRBS).

Lorsque le système possède plusieurs entrées/plusieurs sorties, il est important d'appliquer des signaux décorrélés pour ne pas introduire de biais d'identification. Une idée commune consistant à exciter l'une après l'autre les entrées est une mauvaise méthode car elle introduit un biais d'identification et ne rend pas compte du fonctionnement normal du système. Il est important de respecter une procédure rigoureuse pour identifier un procédé :

- Détermination d'un protocole de test : propriétés statistiques des signaux d'entrée pour balayer toutes les fréquences intéressantes, le ratio signal/bruit doit être suffisamment important et le nombre de points de mesures doit être significatif pour le test (>1000)
- Détermination de la structure du modèle : type de modèle, ordre et retard
- Identification : choix d'un algorithme pour trouver le modèle en minimisant les erreurs entre les mesures et le modèle, en général l'algorithme basé sur la méthode des moindres carrés (LS, RLS, RELS).
- Validation du modèle : Réalisation de plusieurs tests de vérification. Il est nécessaire pour cette étape d'utiliser des mesures différentes de celles utilisées lors de l'identification.

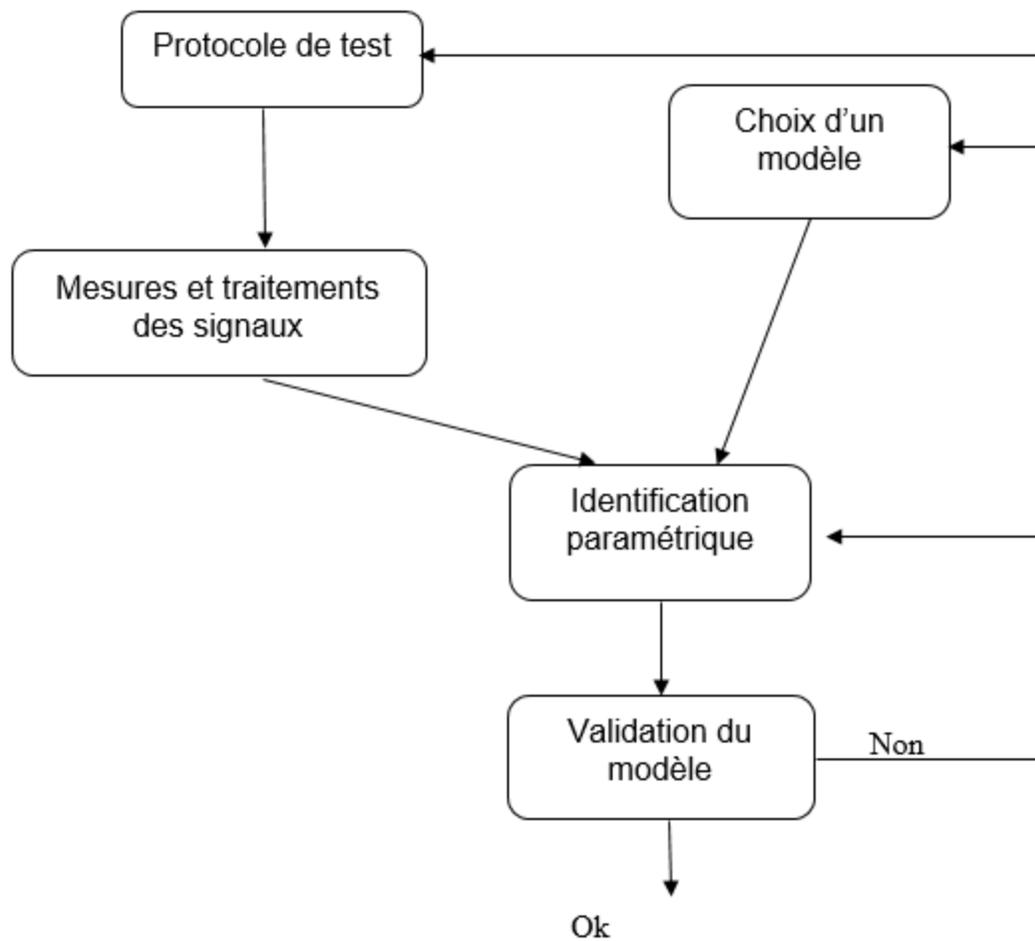


Fig (2.1) Procédure d'identification [4]

2.3.1. Choix des signaux d'entrée : c'est à l'expérimentateur de décider de solliciter le système réel avec le type de signal compte tenu des moyens mis à sa disposition. Si le signal d'entrée est étendu (riche en information), meilleur sera le modèle obtenu en identification. Habituellement les milieux industriels utilisent la rampe ou l'échelon comme signal d'entrée. Le développement actuel de la commande numérique incite à l'utilisation des séquences binaires pseudo-aléatoires faciles à mettre en œuvre sur ordinateur.

2.3.2. Choix de la fréquence d'échantillonnage : l'opération consiste à transformer un signal analogique en une suite numérique ou suite de nombres contenant l'information utile sur le signal analogique. Les quantités d'information à stocker sur la carte d'acquisition doivent prendre des valeurs à des instants de temps égaux, qui constituent l'échantillonnage des signaux.

Donc deux problèmes se posent alors pour le choix de la période.

-Problème pratique : si la période d'échantillonnage est faible, il y a perte d'information et le signal recueilli se trouve déformé. Si la période est importante, il y a redondance d'information ce qui conduit au traitement d'une quantité importante d'information et l'espace mémoire de

stockage devient alors saturé pour la reconstitution du signal. il est donc nécessaire d'échantillonner, d'après le théorème de Shannon à une fréquence supérieure ou égale de deux fois la plus haute fréquence contenue dans le signal.

-Problème théorique : lors de l'identification d'un système continu temporel inhérent à un système discret équivalent la question du choix de la période d'échantillonnage n'est pas triviale. Aussi l'obtention d'un modèle continu à partir du discret identifié est difficile. De plus la présence possible et souvent inconnue d'un retard peut conduire à une réalisation non minimale, c'est-à-dire que la fonction de transfert continue obtenue peut être réductible. Conséquence les fonctions de transfert calculées sont sensibles aux erreurs des coefficients des polynômes du numérateur et du dénominateur.

Un grand nombre de techniques ont été développées pour estimer le modèle continu à partir de celui discret, choisir donc une transformation convenable qui permet le passage du modèle discret en modèle continu correspondant est plus que nécessaire [9].

2.3.3. Choix de la structure du modèle à identifier : Le choix de tout modèle dépend largement de sa finalité. On peut distinguer principalement deux types de modèles :

- Les modèles pour la commande qui ont une structure simple et n'ont besoin de représenter fidèlement le système que dans une bande de fréquences assez étroite.
- Les modèles de simulation et d'analyse qui pourront prendre en compte des phénomènes négligés dans le modèle de synthèse, aboutissant à une structure plus complexe.

2.3.4. Filtrage des données

Le filtre sert à transmettre sans déformation toutes les composantes utiles du signal, c'est-à-dire celles qui appartiennent à la bande passante du signal et à éliminer toutes les autres. C'est précisément le rôle du filtre analogique. Le filtre numérique possède de nombreux avantages tels que la précision, la souplesse de mise en forme et l'absence de problème lié à la réalisation technologique.

L'algorithme des moindres carrés simples tend à optimiser l'approximation du modèle du procédé dans les hautes fréquences. Un filtre passe bande est donc utilisé afin de fournir à l'estimation les informations concernant uniquement la bande de fréquence intéressante. Par ailleurs, il permet d'éliminer les composantes statiques ou les dérivées lentes dans les signaux ainsi que les bruits hautes fréquences et les dynamiques négligés.

Il reste maintenant à appliquer ces étapes et choisir une méthode d'identification pour aboutir à la fin à des résultats convenables.

En prenant l'exemple du filtre de Butterworth :

-Filtre de Butterworth : L'adaptation de la fréquence du filtre passe-bas Butterworth se caractérise par le choix de l'ordre des fonctions de transfert et la fréquence de coupure du filtre. Ces choix se font sur la base de l'Analyse spectrale qui doit préserver le pouvoir des composants

utiles, tout en tolérant une certaine Atténuation La fonction de transfert du filtre numérique récursif est représenté par :

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} (b_i \cdot z^i)}{z^n + \sum_{i=0}^{n-1} (a_i \cdot z^i)}$$

n : l'ordre du filtre

b_i Et a_i sont les coefficients des polynômes numérateur et dénominateur respectivement, ils dépend de l'ordre du model, la fréquence de coupure et la fréquence d'échantillonnage.

L'expression analytique du gain et de la phase de la fonction de transfert fréquentiel du filtre passe bas d'ordre n et une fréquence de coupure f_c sont données par :

$$|H(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^{2n}}} \quad (2.2)$$

$$\arg(H(j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)) = - \sum_{k=k1}^{k2} \left[\arctg\left[\frac{-1}{\cos(\varphi_k)} \cdot \left(\frac{f}{f_c}\right) + \text{tg}(\varphi_k)\right] \right] \quad (2.3)$$

A partir de l'équation du gain fréquentiel équation (2.2), on remarque que le filtre cause une atténuation de -3 Db à la fréquence de coupure, a une fréquence donnée il est nécessaire que l'atténuation du filtre soit moins de 0.1 % [10] donc c'est la spécification sur la jauge de la modélisation du filtre

En général si la caractéristique de la phase du filtre est linéaire on introduit le retard ou le déphasage sans faire une distorsion de l'amplitude du signal filtré. Dans le cas contraire ou la caractéristique de phase est non-linéaire, le signal filtré sera hors phase par ce qu'il a était subit a une déformation ce qui est intolérable, c'est le cas du filtre récursif de Butter Worth dans l'équation (2.3) montre que la fonction de phase dynamique est non linéaire.

2.4. Facteur influant sur l'identification paramétrique

La notion d'identifiabilité d'un modèle paramétrique 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 [4].

Parmi les facteurs d'influence :

2.4.1. Les signaux d'entrées

Le choix du type du signal test est très déterminant en identification. En effet, le signale d'entrée doit avoir un pouvoir excitant suffisamment élevé, pour faire apparaitre tous les modes dynamiques propre du système. Afin de bien réussir l'identification. Cela se réalise dans le cas où le signal d'excitation a un spectre riche en harmonique

Il existe d'autres caractéristiques optimales désirées pour le signal tests, tels que le centrage, la périodicité et d'autres considération pratiques liées à la facilité de réalisation technologique

Mais d'autres part, lorsqu'on a des systèmes industriels, dans lesquelles se manifeste des phénomènes complexes, par exemple on n'a pas accès à des grandeurs par exemple un moteur qui a son arbre connecté à une charge fixe, alors on utilise une identification de la machine à l'arrêt.

2.4.2. La fréquence d'échantillonnage

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

La qualité d'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 (problèmes 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 qui fixe la limite théorique inférieure, ayant un poids énergétique intéressant, contenue dans le spectre du signal de mesure [11].

2.4.3. Effet néfaste du bruit de mesure

Dans la pratique, les signaux mesurés sont toujours entachés de bruit. 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'autres 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 [4].

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 du 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 indépendants), 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 [4].

2.5. Méthodes d'identification

2.5.1. Méthodes directes : Il est à noter que ces méthodes graphiques, bien que n'étant pas toujours les plus performantes, sont le plus couramment utilisées et appréciées dans le domaine industriel [12].

2.5.1.1. Analyse harmonique

Le modèle adopté est ici la réponse fréquentielle (modèle non paramétrique). Notons que cette réponse est directement exploitable pour la synthèse de correcteurs et l'étude de la stabilité en théorie des asservissements. En principe l'objet est soumis à une excitation harmonique du type $u(t) = u_k \sin(\omega_k t)$ et l'on procède après extinction du régime transitoire, à l'enregistrement des signaux d'entrée et de sortie.

Cette expérience est réalisée pour différentes pulsations. On relève ensuite, sur les enregistrements, le gain et le déphasage de l'objet aux diverses pulsations. Ces points, reportés dans le plan de Bode ou de Nyquist, après interpolation permettent d'obtenir un tracé continu constituant un modèle "non paramétrique" de l'objet.

Mise en œuvre :

Pour un processus suffisamment rapide (du type servomécanisme) on peut se dispenser de réaliser des enregistrements en disposant d'un générateur harmonique à phase variable. La mesure de phase et de gain se fait alors directement à l'oscilloscope.

Pour les processus lents et perturbés, un enregistrement est le plus souvent indispensable. Notons qu'il existe des appareils spécialisés appelés "transféromètres" qui effectuent automatiquement une telle analyse.

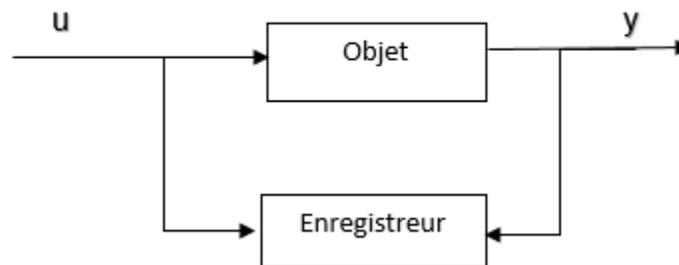


Fig (2.2) schéma bloc de l'analyse harmonique

Domaine de validité – Intérêt

Une caractéristique importante des méthodes harmoniques est liée au fait que le signal sinusoïdal n'est pas riche en information. Le nombre de fréquences d'essai doit être donc élevé. En pratique, il est suffisant de couvrir une à deux décades, avec 3 à 10 points par décade.

Il est à remarquer que le signal harmonique n'est pas un signal habituel de commande d'un système réel. L'application de cette méthode nécessite donc l'immobilisation de l'objet.

Pour un processus lent (temps de réponse supérieur à 10 secondes) on conçoit aisément que cette procédure soit fastidieuse.

Cette méthode, lorsqu'elle ne conduit pas à un temps d'expérimentation trop lent, est cependant excessivement intéressante car :

- Elle nécessite peu de connaissances à priori de l'objet (il est suffisant de connaître grossièrement la gamme d'analyse en fréquence et en amplitude).
- Elle est simple à mettre en œuvre.
- Elle permet une linéarisation autour d'un point de fonctionnement en ne considérant que le premier harmonique de sortie.
- Elle peut être appliquée en boucle fermée, lorsque les perturbations ne sont pas, elles aussi harmoniques à la même pulsation que l'entrée, et cela sans réduction de sensibilité.
- Elle est particulièrement bien adaptée à l'étude de la stabilité.
- Elle permet de déduire rapidement le fonctionnement en boucle fermée à partir d'une analyse restreinte au voisinage de la fréquence de coupure.

2.5.1.2. Analyse indicielle

Le modèle adopté est celui par réponse indicielle et c'est encore un modèle non paramétrique. Cette représentation peut être directement exploitable pour le réglage de régulateurs PI ou P.I.D (méthode de Ziegler Nichols), mais le plus souvent on cherche à paramétrer cette réponse.

Principe

L'objet est soumis à une variation brusque de commande, et l'on enregistre l'effet de sortie

La réponse à l'échelon unité, obtenue simplement par mise à l'échelle de la sortie, constitue un modèle non paramétrique de l'objet.

Intérêt, domaine d'application

L'échelon est très riche en information, et à priori un seul enregistrement suffit. En fait il faut faire extrêmement attention aux conditions d'expérience car celle-ci ne peuvent être validées que si le système est initialement au repos et si les perturbations intervenant en cours d'essai sont négligeables.

Notons que l'échelon est un signal de commande naturel d'un processus, et en ce sens l'analyse indicielle fournit des renseignements extrêmement utiles à la synthèse d'une commande.

Retenons toutefois que l'objet ne peut être inséré dans une boucle de régulation (la commande de l'objet ne serait pas un échelon)

2.5.1.3. Analyse impulsionnelle

L'impulsion idéale $\delta(t)$ ne peut être simulée. On peut cependant espérer obtenir une réponse proche de la réponse impulsionnelle en appliquant à l'objet le signal donné par la figure 2.3.

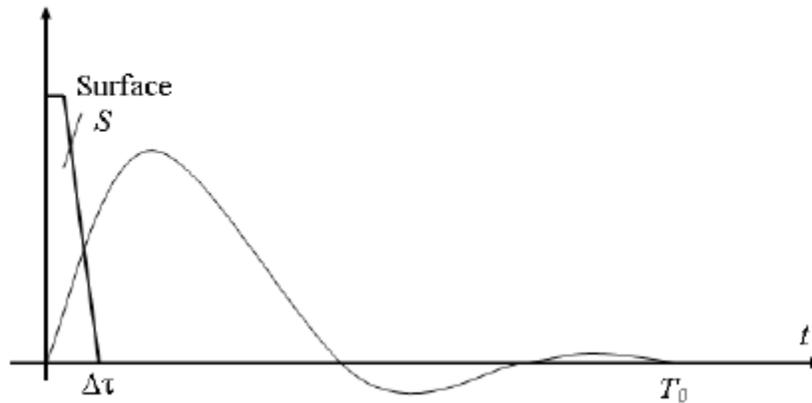


Fig (2.3) Signal d'excitation - réponse impulsionnelle [12]

Ce signal est une impulsion au sens électronique du terme, de largeur τ et de surface S . La réponse de l'objet est proche de $Sh(t)$ si $\Delta\tau \ll T_0$ (où T_0 est le temps de réponse, et $h(t)$ la réponse impulsionnelle exacte du système).

En pratique cette méthode est rarement appliquée car l'impulsion est de faible énergie (la largeur $\Delta\tau$ est telle que $\Delta\tau \ll T_0$ et la hauteur est limitée par les saturations).

2.5.2 Méthode itérative

2.5.2.1. Méthodes stochastiques (statistiques)

Ces méthodes reviennent à caractériser simultanément un modèle déterministe aux commandes $u(i)$ et un modèle stochastique relatif aux perturbations $v(i)$.

Il s'agit de mettre en place des algorithmes d'estimation automatique des paramètres des modèles échantillonnés des procédés en utilisant un ordinateur numérique. Le traitement des données entrées / sorties peut se faire à l'aide d'algorithmes non récursifs (Traitement en bloc des fichiers de données obtenues sur un horizon de temps) ou récursifs (Traitement pas à pas des données), opérant avec des signaux d'excitation extrêmement faibles. Le second type d'algorithme, présente l'avantage d'être « temps réel » et nécessite moins de ressources mémoire en termes de calcul.

L'identification paramétrique statistique est généralement basée sur l'erreur de prédiction, qui est l'erreur entre la sortie du procédé $y(t)$, et la sortie $\hat{y}(t)$ prédite par le modèle. Cette erreur de prédiction est utilisée par un Algorithme d'Adaptation Paramétrique (A.A.P.), qui à chaque instant d'échantillonnage, va modifier les paramètres du modèle afin d'en minimiser l'erreur.

L'entrée appliquée au système est généralement une Séquence Binaire Pseudo Aléatoire (S.B.P.A.). De très faible niveau, engendrée par le calculateur.

2.5.2.2. Méthodes du modèle

La méthode du modèle suit strictement, dans son déroulement, le principe de base de la modélisation. Dans cette méthode on réalise un système simulé (modèle) dont on peut faire varier à volonté les paramètres. On cherche, par une méthode itérative, à minimiser la distance entre le modèle et l'objet, le problème se ramène donc à un problème de minimisation de fonction, généralement réalisée par des techniques de programmation non linéaire.

L'avantage de cette méthode est qu'elle est générale. Elle s'applique à tous les systèmes quel que soit la nature des signaux d'entrée (elle ne nécessite pas d'hypothèses particulières sur le modèle à identifier) [5] [13].

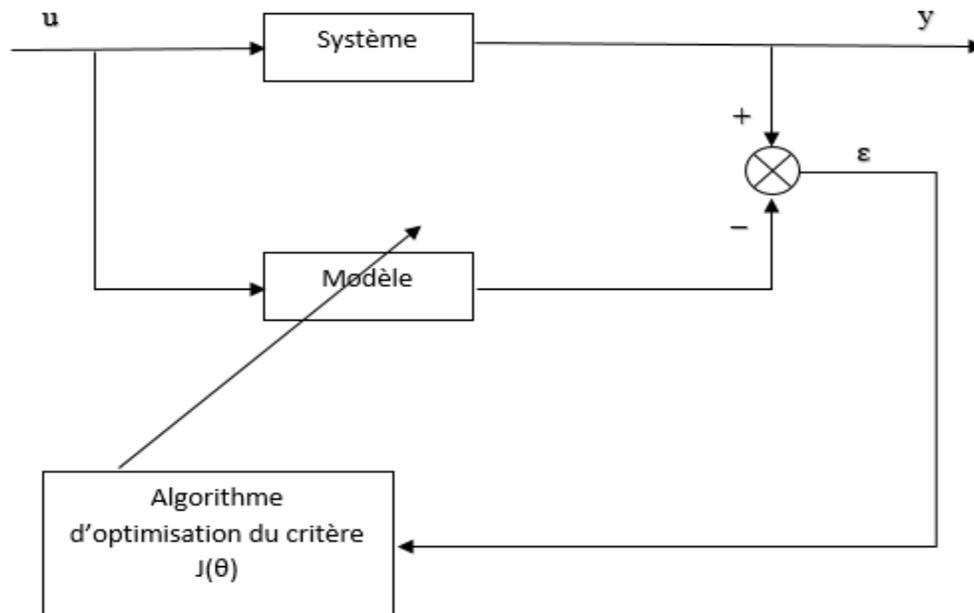


Fig (2.4) Schéma du principe de la méthode du modèle

Soient y_i les différentes mesures effectuées et $y(t)$ une combinaison linéaire de ces mesures pondérées par des paramètres (a_i) que nous cherchons à déterminer :

$$y(t) = a_1 y_1(t) + a_2 y_2(t) + \dots + a_n y_n(t) \quad (2.4)$$

On pose :

$$\begin{aligned} H &= [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_n]^T \\ \theta &= [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n]^T \end{aligned} \quad (2.5)$$

H : vecteur des mesures.

θ : vecteur des paramètres.

A partir de la relation (2.4) :

$$y(t) = H^T \cdot \theta \quad (2.6)$$

Comme il est impossible d'avoir des mesures sans bruit alors la relation (2.6) sera :

$$y(t) = H^T \cdot \theta + b(t) \quad (2.7)$$

Dans le cas générale les mesures sont effectués par des calculateurs numériques qui auront une forme discrète autrement dit, une matrice ligne ou colonne, ce calculateur a une fréquence d'échantillonnage T , donc les échantillons seront à des instant bien précis.

$$y(T) \ y(2T) \ \dots \ \dots \ y(nT)$$

2.5.2.3. Méthode des moindres carrés

La méthode des moindres carrés, indépendamment élaborée par Legendre et Gauss au début du XIX^e siècle, permet de comparer des données expérimentales, généralement entachées d'erreurs de mesure, à un modèle mathématique censé décrire ces données.

Ce modèle peut prendre diverses formes. Il peut s'agir de lois de conservation que les quantités mesurées doivent respecter. La méthode des moindres carrés permet alors de minimiser l'impact des erreurs expérimentales en « ajoutant de l'information » dans le processus de mesure [14] [15].

-Principe :

Cette méthode est basée sur la minimisation d'un critère fonction de l'écart entre la réponse du processus réel et la réponse du modèle du processus. Cette minimisation est effectuée à l'aide d'un algorithme d'optimisation qui retournera alors une estimation de la valeur des paramètres [14] [16] [17].

Dans le cas le plus courant, le modèle théorique est une famille de fonctions $f(x; \theta)$ d'une ou plusieurs variables muettes x , indexées par un ou plusieurs paramètres θ inconnus. La méthode des moindres carrés permet de sélectionner parmi ces fonctions celle qui reproduit le mieux les données expérimentales. On parle dans ce cas d'ajustement par la méthode des moindres carrés. Si les paramètres θ ont un sens physique, la procédure d'ajustement donne également une estimation indirecte de la valeur de ces paramètres.

La méthode consiste en une prescription (initialement empirique), qui est que la fonction $f(x; \theta)$ qui décrit « le mieux » les données est celle qui minimise la somme quadratique des déviations des mesures aux prédictions de $f(x; \theta)$. Si, par exemple, nous disposons de N mesures (y_i) $i = 1 \dots N$, les paramètres θ « optimaux » au sens de la méthode des moindres carrés sont ceux qui minimisent la quantité :

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^N (y_k - f(x_k, \theta))^2 \quad (2.8)$$

$J(\theta)$: le critère quadratique

Posant $r_k(\theta) = (y_k - f(x_k, \theta))$ l'écart entre la sortie du système réel et la réponse du modèle au $k^{\text{ème}}$ point

Donc :

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^N r_k(\theta)^2 \quad (2.9)$$

Le choix d'un critère quadratique n'est pas fortuit, mais il est justifié par deux raisons, la première est pour avoir une fonction (critère) différentiable et la deuxième est pour ne pas avoir des neutralisations entre les écarts positifs par ceux qui sont négatifs.

On peut aussi définir la méthode des moindres carrés généralisée :

Un système de M équations à N inconnues est dit surdéterminé si $M > N$

Soit :

$$A \cdot x = b$$

Supposons que A soit une matrice à M lignes et N colonnes (avec $M > N$ donc c'est un système surdéterminé)

Alors il existe un et un seul vecteur x minimisant $\| Ax - b \|^2$

La solution de ce système au sens des moindres carrés est :

Multiplions $A \cdot x = b$ par A^T :

$$A^T \cdot A \cdot x = A^T \cdot b$$

Alors :

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

Si on a un système d'équations ou le nombre d'équations est plus grand que le nombre d'inconnues, on utilise les moindres carrés pour la résolution.

Cette dernière méthode de résolution des systèmes surdéterminés est utilisée dans le chapitre 3 pour l'identification de la machine asynchrone.

2.6. Algorithme d'optimisation

Le critère à minimiser est une fonction, souvent quadratique, qui dépend de l'erreur de sortie. Cette erreur est composée de la sortie réelle du système et de la sortie du modèle. La détermination du meilleur modèle revient alors à optimiser ce critère. La solution, ou l'optimum, doit être trouvée le plus rapidement possible à l'aide de contraintes physiques du système (signe des paramètres, stabilité...). Quand l'algorithme d'optimisation a convergé, nous avons le vecteur optimal des paramètres. Les différents types d'algorithmes se distinguent par leur façon de converger vers l'optimum [18]. Ces types sont définis comme suit :

- Algorithmes d'exploration directe (calcul itératif) ou « méthodes d'ordre zéro ».
- Algorithmes du gradient ou « méthodes d'ordre un ».
- Algorithmes basés sur le développement limité « les méthodes de type Newton »

2.6.1. Algorithmes d'ordre 0

Ces algorithmes ne font appel qu'à la valeur du critère à minimiser. Parmi les méthodes de cette catégorie, on peut citer : la méthode des substitutions successives, la méthode du Simplexe, la méthode de Monte-Carlo, la méthode de dichotomie ainsi que les méthodes de Fibonacci, etc.... [18]

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

2.6.2. Algorithmes d'ordre 1

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

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

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

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

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

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

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

$$\text{pour } \theta_0 = [k_{10} \ k_{20} \ \dots \ k_{m0}] \text{ le modèle prend les valeurs : } f(t, \theta_0) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f(t_1)}{\partial k_{10}} \\ \frac{\partial f(t_2)}{\partial k_{10}} \\ \dots \\ \frac{\partial f(t_N)}{\partial k_{10}} \end{bmatrix}$$

L'erreur entre le modèle et les mesures est : $\varepsilon = y_i - f(t, \theta_0 + \delta_\theta)$

L'erreur quadratique cumulée est : $J(\theta) = \sum_{k=1}^N (y_k - f(t_k, \theta))^2$

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

Incrémentation :

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

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

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

-Calcul du minimum de l'erreur cumulée :

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

$$f(t_i, \theta_0 + \delta_\theta) = f(t_i, \theta_0) + \nabla f(t_i, \theta_0) \cdot \delta_\theta \quad (2.10)$$

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

Puisque on n'a pas un seul point de calcul alors le gradient prend une forme matricielle :

$$\nabla f(t, \theta_0) = \frac{\partial f(t, \theta_0 + \delta_\theta)}{\partial \delta_\theta} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f(t_1)}{\partial k_{10}} & \frac{\partial f(t_1)}{\partial k_{20}} & \dots & \frac{\partial f(t_1)}{\partial k_{n0}} \\ \frac{\partial f(t_2)}{\partial k_{10}} & \frac{\partial f(t_2)}{\partial k_{20}} & \dots & \frac{\partial f(t_2)}{\partial k_{n0}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f(t_N)}{\partial k_{10}} & \frac{\partial f(t_N)}{\partial k_{20}} & \dots & \frac{\partial f(t_N)}{\partial k_{n0}} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

N : le nombre de points de mesure.

n : le nombre de paramètre.

Calcul du minimum de l'erreur cumulée :

$$\frac{\partial J(\theta_0 + \delta_\theta)}{\partial \delta_\theta} = -2 \cdot \left[\frac{\partial f(t, \theta_0 + \delta_\theta)}{\partial \delta_\theta} \right]^T \cdot (y - f(t, \theta_0 + \delta_\theta)) = 0 \quad (2.12)$$

On déduit à partir de (2.10) et (2.12) que :

$$\delta_\theta = [\nabla f(t, \theta_0)^T \cdot \nabla f(t, \theta_0)]^{-1} \cdot \nabla f(t, \theta_0)^T \cdot (y - f(t, \theta_0)) \quad (2.13)$$

Itération :

En définissant les nouvelles valeurs des paramètres $\theta_1 = \theta_0 + \delta_\theta$ et les nouvelles valeurs du modèle $f(t, \theta_1)$ donc :

$$\delta_\theta = [\nabla f(t, \theta_1)^T \cdot \nabla f(t, \theta_1)]^{-1} \cdot \nabla f(t, \theta_1)^T \cdot (y - f(t, \theta_1)) \quad (2.14)$$

Limitation : l'inversion de la matrice $\nabla f(t, \theta)^T \cdot \nabla f(t, \theta)$ peut poser un problème (matrice singulière).

C'est à cause de sa que l'algorithme a été modifié par Levenberg-Marquardt. [19].

Méthode de Levenberg-Marquardt

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

$$\delta_\theta = [\nabla f(t, \theta)^T \cdot \nabla f(t, \theta) + \mu \cdot I]^{-1} \cdot \nabla f(t, \theta)^T \cdot (y - f(t, \theta)) \quad (2.15)$$

Où I est une matrice identité et le paramètre μ joue le rôle d'un amortisseur de la correction : il doit être ajusté à chaque pas de calcul.

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

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

$$\mu_0 = v \cdot \max[\nabla f(t, \theta)^T \cdot \nabla f(t, \theta)] \quad (2.16)$$

v : est un paramètre de gain à choisir convenablement.

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

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

Etape 0 :

Construction du critère quadratique

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^N (y_k - f(t_k, \theta))^2 \quad (2.17)$$

Etape 1 :

Initialisation des paramètres

$$\begin{cases} \mu = \mu_0 & : \text{paramètre scalaire de Marquardt.} \\ \theta = \theta_0 & : \text{vecteur des estimates initiaux.} \\ v = v_0 & : \text{paramètre de réduction de } \mu \\ \varepsilon = \varepsilon_0 & : \text{tolérance de convergence} \\ l = l_{max} & : \text{nombre maximal des iterations} \end{cases} \quad (2.18)$$

Etape 2 :

Calcul préliminaire de y_m, ε_0, J_0

Etape 3 :

Calcul du problème contraint initial (évaluation des fonctions de pénalité, évaluation de la fonctionnelle avec contraintes),

Etape 4 :

Calcul itératif :

$$[\nabla f(t, \theta)^T \cdot \nabla f(t, \theta) + \mu \cdot I]^{-1} \cdot \nabla f(t, \theta)^T \cdot (y - f(t, \theta)) = -\nabla f(t, \theta)^T \cdot \nabla f(t, \theta) \quad (2.19)$$

Etape 5 :

Test de décroissance du critère quadratique.

Etape 6 :

Calcul de $\mu_{k+1} = \frac{\mu_k}{\nu}$ (2.20)

Etape 7 :

Test de convergence.

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

2.6.3. Algorithmes d'ordre 2

Les méthodes qui utilisent les algorithmes d'ordre 2 sont les méthodes de type Newton.

Ces algorithmes sont basés sur le développement limité du critère au second ordre, permettant de construire simultanément une direction de recherche, ainsi qu'un pas de recherche. Les méthodes de type Newton les plus utilisées sont la méthode de Gauss-Newton, et de Levenberg-Marquart. Le principe de ces méthodes sera décrit

2.7. Identification en temps réel

L'identification en temps réel est un procédé nouvel qui a apparu avec les calculateurs numériques rapides, le principe de cette méthode consiste à faire évoluer le vecteur des paramètres au fur et à mesure de l'apparition des informations obtenues à partir des mesures d'entrées-sorties, en faisant appel à des méthodes d'identification en temps réel qui constituent un domaine encore en pleine évolution.

En effet, dans plusieurs industries, il est grandement souhaité d'obtenir les résultats de l'identification de manière récursive en même temps que processus développe les données en vue de réglage des valeurs pour le contrôle en temps réel [20].

Dans ce cadre diverses méthodes d'identification classiques peuvent être converties en techniques d'identification en temps réel en moment que l'estimée satisfasse à une équation récursive.

Afin de montrer le caractère valable de ces composantes, appelons le vecteur des paramètres comme suit

$$\theta(n) = [a_1(n) \ a_2(n) \ \dots \ a_n(n)]^T \quad (2.21)$$

La forme générale recouvrant tous les algorithmes récursifs :

$$\hat{\theta}(n+1) = \hat{\theta}(n) + G(n+1).e(n+1) \quad (2.22)$$

Ou les expressions de $G(n+1)$ et $e(n+1)$ dépendent du type d'algorithme choisi et expriment respectivement le gain et l'erreur de mise à jour de l'algorithme parmi les techniques d'identification qui permettent ce type d'approche :

- La méthode des moindres carrés récursive avec facteur d'oubli ou à fenêtre glissante
- La méthode des moindres carrés récursive avec filtrage de Kalman étendu.
- Approche par techniques adaptatives (contrôle adaptatif)
- Algorithmes à traces constante ou bornée

2.8. Quelques structures « procédé + perturbation » largement utilisées en identification

2.8.1. ARX (Auto régressive à variable exogène) :

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + e(t) \quad (2.23)$$

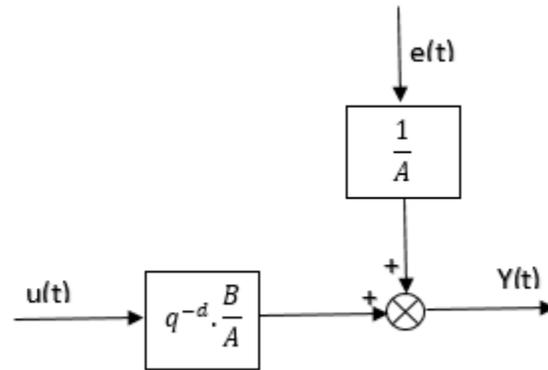


Fig (2.5) schéma bloc ARX

$e(t)$ est un bruit blanc.

On peut utiliser la méthode des moindres carrés récursifs avec cette structure.

2.8.2. Erreur de sortie :

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + A(q^{-1})w(t) \quad (2.24)$$

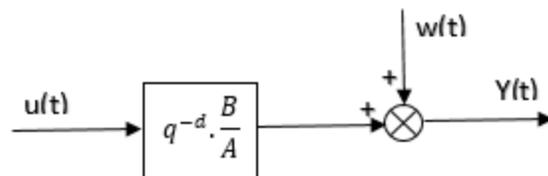


Fig (2.6) schéma bloc OE

$w(t)$ est une perturbation non modélisée.

Méthodes utilisées avec cette structure : Moindres carrés récursifs, variable instrumentale, erreur de sortie.

2.8.3. ARMAX (Auto régressive à moyenne ajustée et variable exogène) :

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})e(t) \quad (2.25)$$

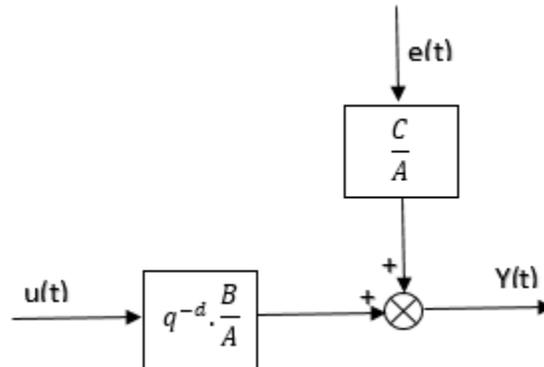


Fig (2.7) schéma bloc ARMAX

Méthodes utilisées avec cette structure : moindres carrés étendus, maximum de vraisemblance récursif, erreur de sortie avec modèle de prédiction étendue.

2.8.4. ARARX :

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + \left[\frac{1}{C(q^{-1})}\right]e(t) \quad (2.26)$$

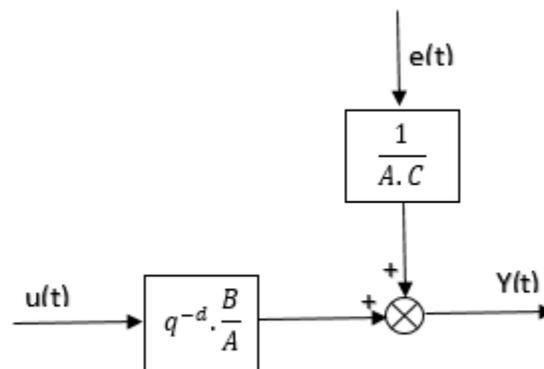


Fig (2.8) schéma bloc ARARX

Méthodes utilisées avec cette structure :

Moindres carrés généralisés

*Exogène = au dehors, qui se forme à l'extérieur

Ou A et B et C sont des polynômes de différent degré avec la variable discrète q^{-1} ces polynômes sont recherché à partir de l'entrée-sortie du système et avec d c'est le retard présenté par le système.

2.9. Conclusion

Comme nous venons de le voir, les méthodes d'identification sont relativement simples à comprendre, la différence majeure entre elles réside dans le critère et l'algorithme utilisés. Le choix de la méthode dépend essentiellement du modèle sur lequel sera appliquée et le type des mesures effectuées.

Avec l'utilisation des algorithmes d'optimisation les paramètres à identifier peuvent être optimisés et plus proches de la valeur réelle.

D'abord il faut décider quoi faire avec le modèle à identifier soit une identification paramétrique soit une identification non-paramétrique car chaque méthode est dédiée à une application bien particulière.

Dans ce chapitre nous donnons d'abord un bref aperçu sur l'art et l'approche de l'identification. Puis nous présentons quelques méthodes d'identification, nous basant sur la méthode des moindres carrés, méthode que nous allons utiliser pour l'identification de la machine asynchrone proposée à l'étude.

Chapitre 3

Identification d'une machine Asynchrone triphasée à rotor bobiné

3.1. Tests effectués au laboratoire

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

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

La méthode présentée dans ce chapitre est basée sur :

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

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

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

3.2. Équations dynamiques de la MAS

A partir de l'équation (1.30) et en utilisant le champ tournant comme référence, les équations dynamiques de Park sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 v_{ds} = \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) i_{ds} - L_s \omega i_{qs} + M \frac{d}{dt} i_{dr} - M \omega i_{qr} \\
 v_{qs} = L_s \omega i_{qs} + \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) i_{qs} + M \omega i_{dr} + M \frac{d}{dt} i_{qr} \\
 0 = M \frac{d}{dt} i_{ds} - M g \omega i_{qs} + \left(R_r + L_r \frac{d}{dt} \right) i_{dr} - L_r g \omega i_{qr} \\
 0 = M g \omega i_{ds} + M \frac{d}{dt} i_{qs} + L_r g \omega i_{dr} + \left(R_r + L_r \frac{d}{dt} \right) i_{qr} \\
 C_{em} = M \cdot p (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}), \quad g = (\omega_s - p \omega_m) / \omega_s
 \end{array} \right. \quad (3.1)$$

p : Nombre de paires de pôles.

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

ω_m : vitesse mécanique du rotor.

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

$$\begin{cases} i_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{as} \cos(\theta) + i_{bs} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_{cs} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})) \\ i_{qs} = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{as} \sin(\theta) + i_{bs} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_{cs} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (3.2)$$

Il en est de même pour les tensions :

$$\begin{cases} v_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{as} \cos(\theta) + v_{bs} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_{cs} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})) \\ v_{qs} = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{as} \sin(\theta) + v_{bs} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_{cs} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (3.3)$$

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

Les figures (3.1) et (3.2) représentent les courants et les tensions de phase et de Park.

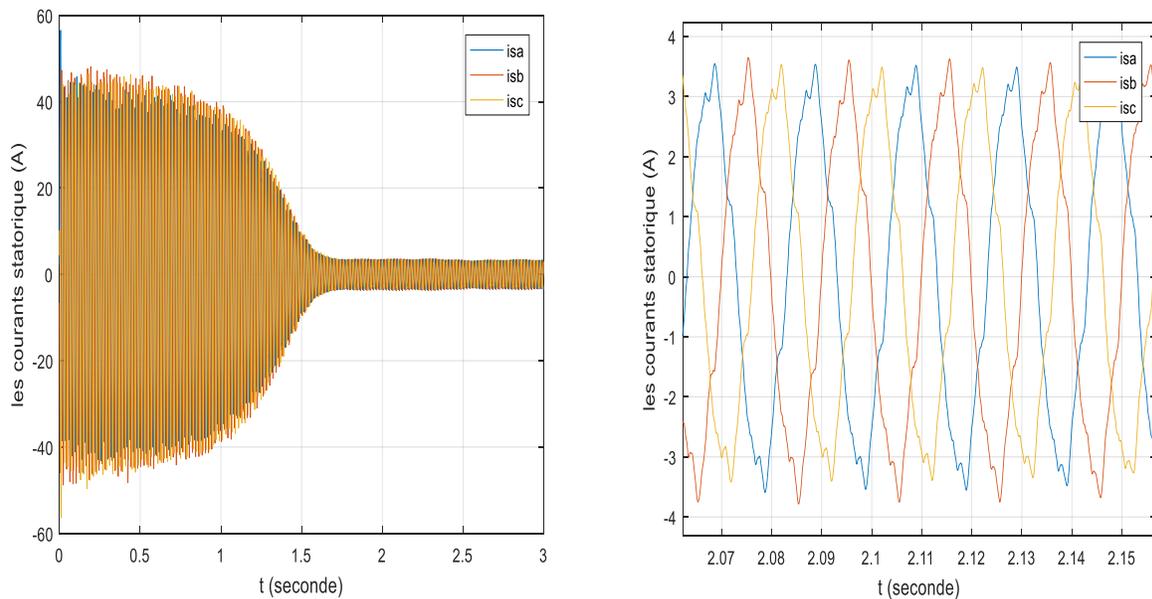


Fig. (3.1) : Courants stator de la MAS triphasée à rotor bobiné mesurés expérimentalement

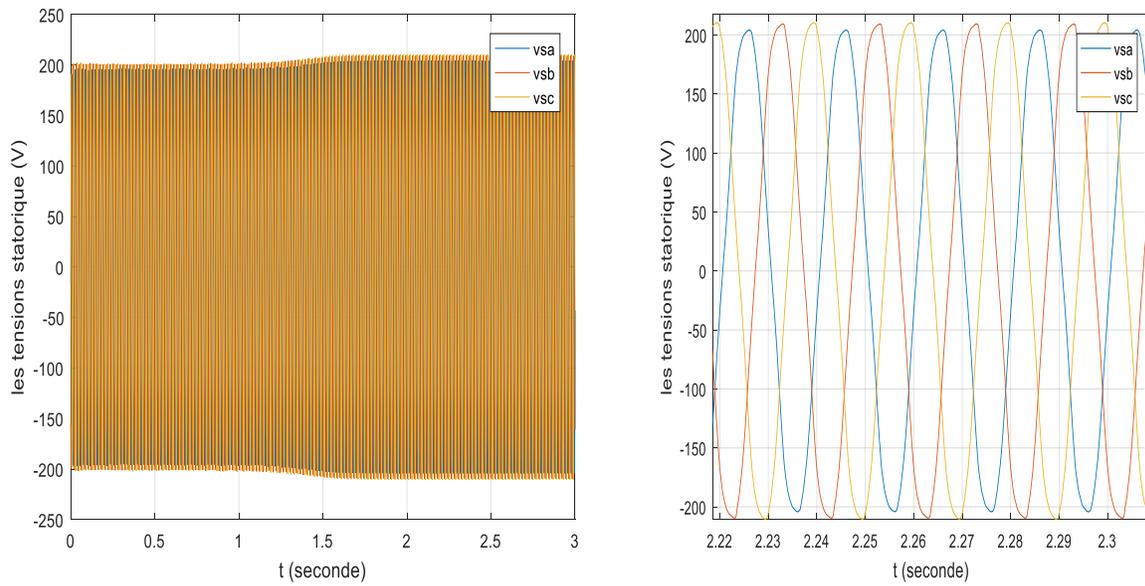


Fig.(3.2) : Tensions d'alimentation de la MAS triphasée à rotor bobiné

En utilisant les relations (3.2) et (3.3), les graphes des grandeurs transformés de Park, sous Matlab, sont représentés aux Figs. (3.3) et (3.4).

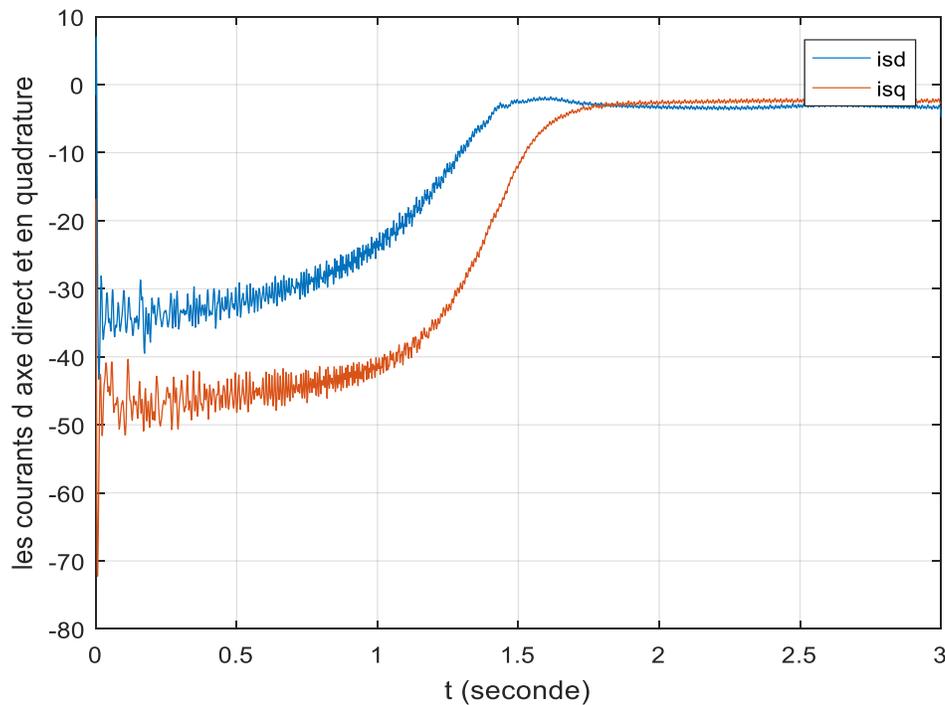


Fig (3.3) : Courants transformés de Park i_{sd} et i_{sq}

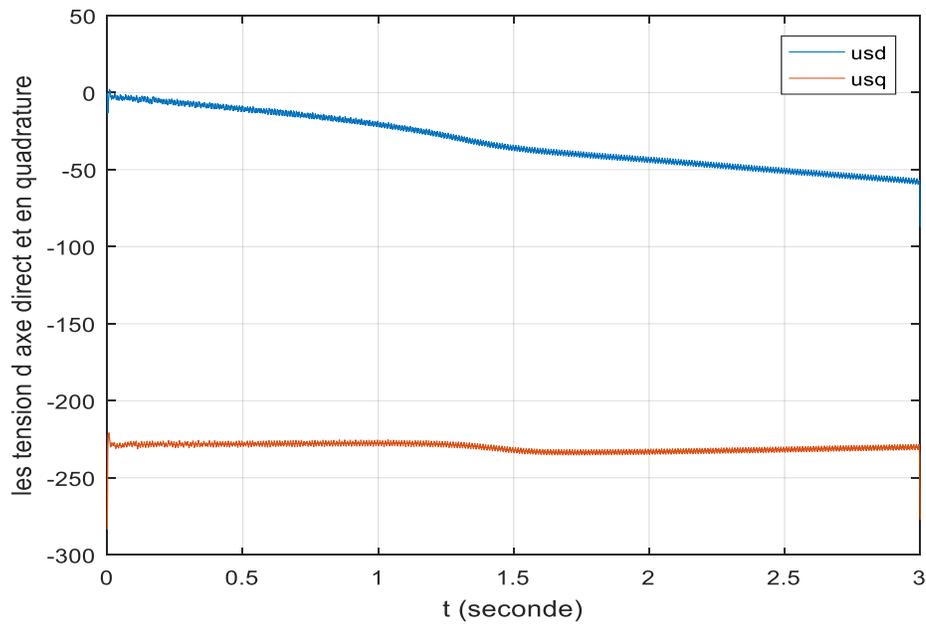


Fig (3.4) : Tensions transformées de Park u_{sd} et u_{sq}

Si notre alimentation était purement sinusoïdale on aurait trouvé u_{sd} et u_{sq} constant : ce qui prouve que notre tension d'alimentation n'est pas tout à fait sinusoïdale mais contient des harmoniques de tension. (Fig(3.5))

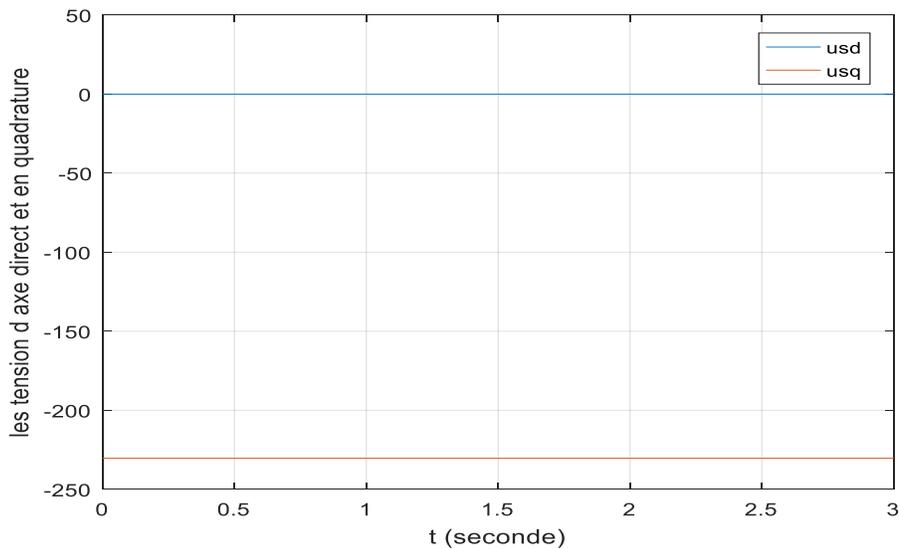


Fig (3.5) : Tensions transformées de Park u_{sd} et u_{sq} , cas d'une alimentation purement sinusoïdale

3.3. Filtrage des courants

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

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

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

Algorithme de Savitzky-Golay

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

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

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

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

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

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

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

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

La méthode des moyennes glissantes est un lissage de Savitzky-Golay avec un polynôme de degré 0, [21].

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

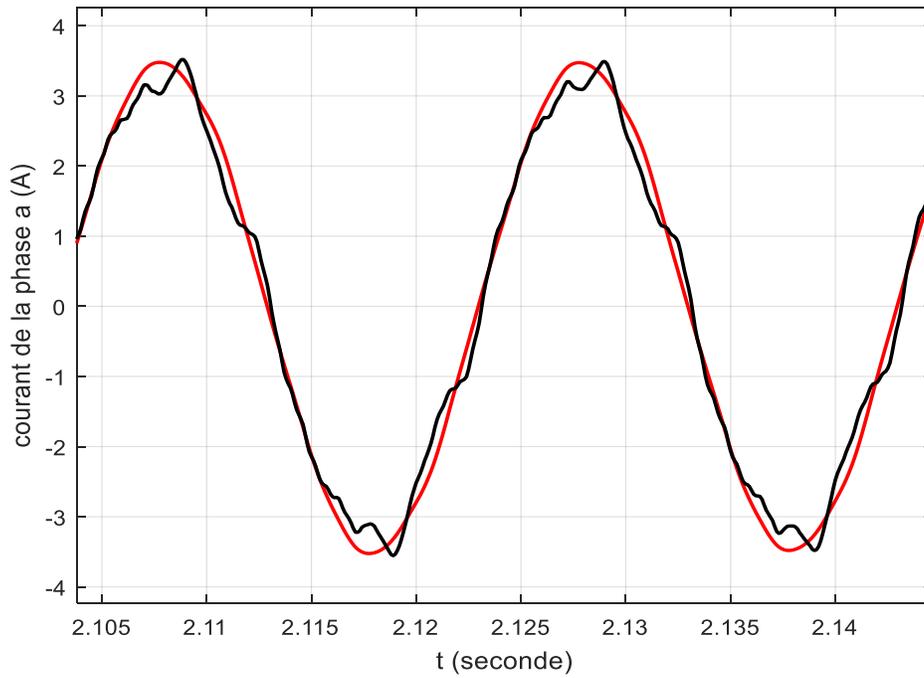


Fig.(3.6) : Courant de la phase "a" mesuré et filtré

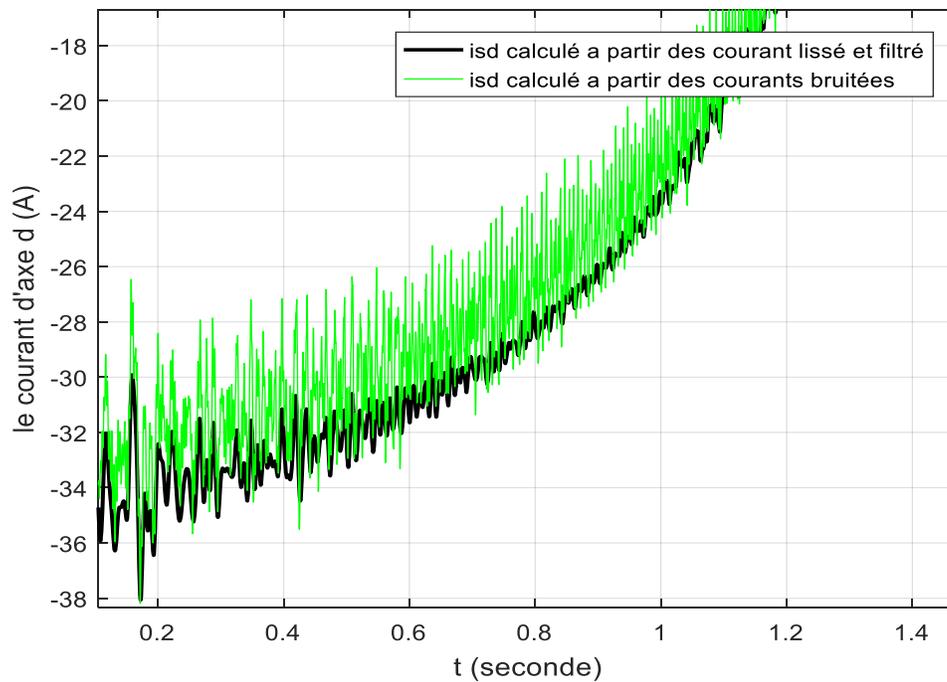


Fig.(3.7) : Courant d'axe direct i_{sd}

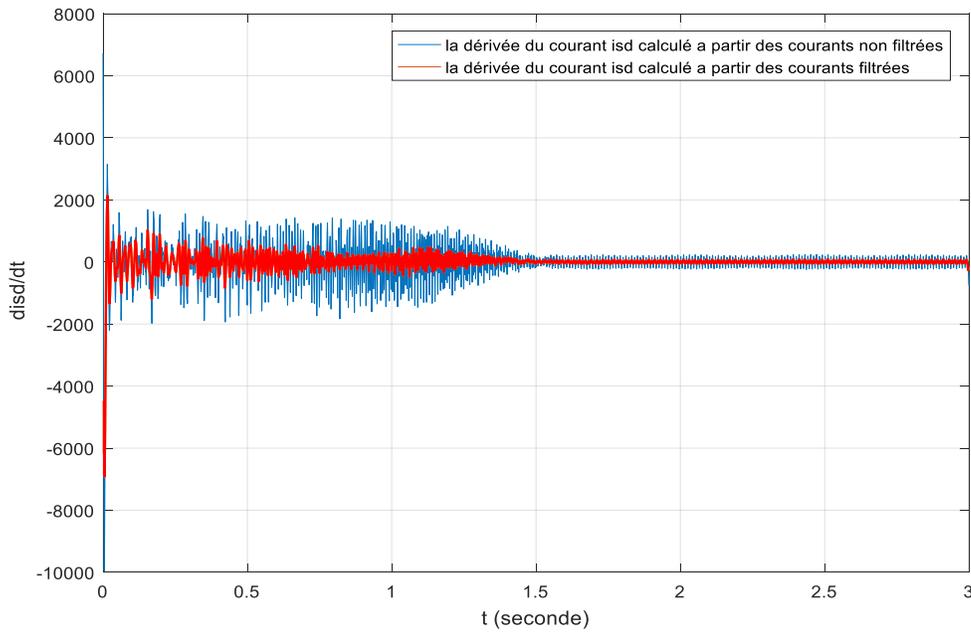


Fig (3.8). Dérivée numérique du courant d'axe direct en fonction du temps $\frac{di_{sd}}{dt}$

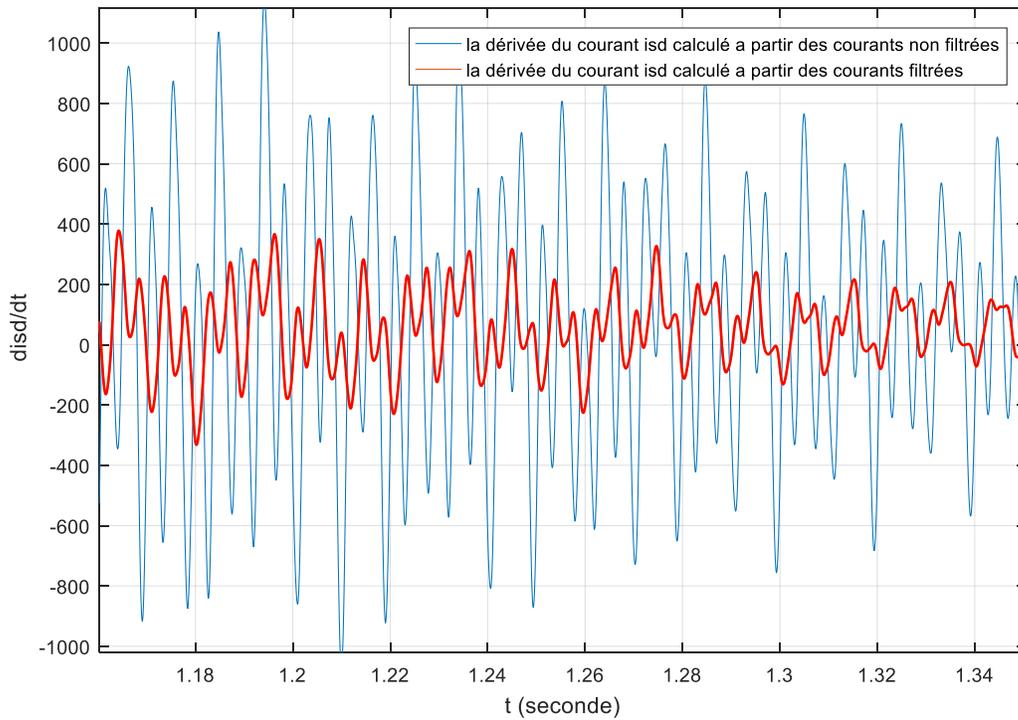


Fig.(3.9): Zoom de la figure (3.8) pour $t= [1.16 \ 1.35]$

3.4. Méthode des moindres carrés appliquée à l'identification paramétrique de la MAS triphasée à rotor bobiné

1. Développement du modèle utilisé

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

- Équations de flux :

$$\begin{cases} \varphi_s = L_s i_s + M i_r \\ \varphi_r = L_r i_r + M i_s \end{cases} \quad (3.4)$$

Le système d'équations (3.4) donne le courant rotorique: $i_r = \frac{1}{L_r}(\varphi_r - M i_s)$

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

$$\begin{cases} v_s = \left(R_s + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \left(\frac{d}{dt} + j\omega \right) \right) i_s + \frac{M}{L_r} \left(\frac{d}{dt} + j\omega \right) \varphi_r \\ 0 = -R_r \frac{M}{L_r} i_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + \left(\frac{d}{dt} + j(\omega - p\omega_m) \right) \right) \varphi_r \end{cases} \quad (3.5)$$

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

$$\begin{cases} \frac{di_s}{dt} = (-\delta - j\omega) i_s + \left(\frac{\beta}{T_r} - jp\omega_m \beta \right) \varphi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_s \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_s - \left(\frac{1}{T_r} + j(\omega - p\omega_m) \right) \varphi_r \end{cases} \quad (3.6)$$

Avec :

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

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

Le flux rotorique dans l'équation (3.6) doit être éliminé parce qu'il n'est pas accessible à la mesure. Soit, $i_s = x_1$ $\varphi_r = x_2$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = Ax_1 + Bx_2 + Ev \\ \dot{x}_2 = Cx_1 + Dx_2 \end{cases} \quad (3.7)$$

La dérivée de la 1^{ère} équation est :

$$\ddot{x}_1 = A\dot{x}_1 + B\dot{x}_2 + \dot{B}x_2 + E\dot{v} \quad (3.8)$$

Avec A et E des constantes.

Utilisons les équations suivantes :

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

Remplaçons-les dans (3.8) :

$$\ddot{x}_1 = (A + D)\dot{x}_1 + (BC - DA)x_1 + \dot{B}x_2 + E\dot{v} - DEv \quad (3.9)$$

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

Les coefficients de l'équation (3.9) sont donc :

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

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

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

$$E = K_4$$

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

Avec :

$$K_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \quad K_2 = \frac{R_s}{\sigma L_s T_r} \quad K_{31} = \frac{1}{\sigma T_s}$$

$$K_{32} = \frac{1}{\sigma T_r} \quad K_4 = \frac{1}{\sigma L_s} \quad K_5 = \frac{1}{\sigma L_s L_r}$$

Remplaçons ces coefficients dans l'équation (3.6) et après réarrangement il en résulte l'équation suivante :

$$K_1 \frac{di_s}{dt} + K_2 i_s + (jK_{31}(\omega - p\omega_m) + j\omega K_{32})i_s - K_4 \left(\frac{dv_s}{dt} + j(\omega - p\omega_m)v_s \right) - K_5 v_s$$

$$= -\frac{d^2 i_s}{dt^2} - j(2\omega - p\omega_m) \frac{di_s}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m)i_s - j \frac{dp\omega_m}{dt} \beta \varphi_r \quad (3.10)$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} K_1 \frac{di_{ds}}{dt} + K_2 i_{ds} - (K_{31}(\omega - p\omega_m) + \omega K_{32}) i_{qs} - K_4 \left(\frac{dv_{ds}}{dt} + (\omega - p\omega_m) v_{qs} \right) - K_5 v_{sd} \\ \quad = -\frac{d^2 i_{ds}}{dt^2} - (2\omega - p\omega_m) \frac{di_{qs}}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m) i_{ds} + \frac{dp\omega_m}{dt} \beta \varphi_{qr} \\ K_1 \frac{di_{qs}}{dt} + K_2 i_{qs} + (K_{31}(\omega - p\omega_m) + \omega K_{32}) i_{ds} - K_4 \left(\frac{dv_{qs}}{dt} + (\omega - p\omega_m) v_{ds} \right) - K_5 v_{qs} \\ \quad = -\frac{d^2 i_{qs}}{dt^2} - (2\omega - p\omega_m) \frac{di_{ds}}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m) i_{qs} + \frac{dp\omega_m}{dt} \beta \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (3.11)$$

Dans l'équation (3.11) le flux rotorique existe, mais n'est pas mesurable, il faudrait donc trouver une approximation pour l'éliminer du système d'équations.

3.5. Approximation du flux rotorique

Dans beaucoup d'études, le terme qui contient le flux rotorique dans l'équation (3.11) est considéré comme négligeable, mais dans la référence [11], les auteurs utilisent une approximation du flux qui donne de bons résultats.

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

$$\beta \varphi_r = \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_s - i_s \quad (3.12)$$

Pour montrer la validité de cette relation, on introduira β

$$\beta \varphi_r + i_s = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_r + i_s \quad (3.13)$$

En injectant l'équation du flux (3.4), nous obtenons :

$$L_r(L_s i_s + M i_r) = L_r \varphi_s \quad (3.14)$$

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

$$v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \varphi_s + j\omega \varphi_s \quad (3.15)$$

Après le régime transitoire le flux statorique dans le régime permanent est presque constant en module alors de l'équation (3.15), il en résulte $v_s \approx j\omega \varphi_s$

Finalement, on obtient :

$$\beta \varphi_r \approx \frac{v_s}{j\sigma\omega L_s} - i_s \quad (3.16)$$

Séparons sur les axes d et q les variables :

$$\beta \varphi_{dr} \approx \frac{v_{qs}}{\sigma\omega L_s} - i_{ds} \quad \beta \varphi_{qr} \approx -\frac{v_{ds}}{\sigma\omega L_s} - i_{qs} \quad (3.17)$$

Lorsque cette approximation est utilisée, l'équation (3.11) devient :

$$\left[\begin{array}{l}
 K_1 \frac{di_{ds}}{dt} + K_2 i_{ds} - (K_{31}(\omega - p\omega_m) + \omega K_{32}) i_{qs} - K_4 \left(\frac{dv_{ds}}{dt} + (\omega - p\omega_m) v_{qs} \right) - K_5 v_{ds} \\
 = -\frac{d^2 i_{ds}}{dt^2} + (2\omega - p\omega_m) \frac{di_{qs}}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m) i_{ds} - K_4 \frac{dp\omega_m}{dt} \frac{v_{ds}}{\omega} - \frac{dp\omega_m}{dt} i_{qs} \\
 K_1 \frac{di_{qs}}{dt} + K_2 i_{qs} + (K_{31}(\omega - p\omega_m) + \omega K_{32}) i_{ds} - K_4 \left(\frac{dv_{qs}}{dt} + (\omega - p\omega_m) v_{ds} \right) - K_5 v_{qs} \\
 = -\frac{d^2 i_{qs}}{dt^2} - (2\omega - p\omega_m) \frac{di_{ds}}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m) i_{qs} + K_4 \frac{dp\omega_m}{dt} \frac{v_{qs}}{\omega} + \frac{dp\omega_m}{dt} i_{ds}
 \end{array} \right. \quad (3.18)$$

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

A partir de (3.18), le modèle final à résoudre devient :

$$\begin{bmatrix} a_{d1} & a_{d2} & a_{d3} & a_{d4} & a_{d5} & a_{d6} \\ a_{q1} & a_{q2} & a_{q3} & a_{q4} & a_{q5} & a_{q6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_{31} \\ K_{32} \\ K_4 \\ K_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_d \\ b_q \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{d1} = \frac{di_{ds}}{dt} \\ a_{d2} = i_{ds} \\ a_{d3} = -(\omega - p\omega_m)i_{qs} \\ a_{d4} = -\omega i_{qs} \\ a_{d5} = -\left(\frac{dv_{ds}}{dt} + (\omega - p\omega_m)v_{qs} - \frac{dp\omega_m}{dt} \frac{v_{ds}}{\omega}\right) \\ a_{d6} = -v_{ds} \end{array} \right. \quad (3.20)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{q1} = \frac{di_{qs}}{dt} \\ a_{q2} = i_{qs} \\ a_{q3} = (\omega - p\omega_m)i_{ds} \\ a_{q4} = \omega i_{ds} \\ a_{q5} = \left(\frac{dv_{qs}}{dt} + (\omega - p\omega_m)v_{ds} - \frac{dp\omega_m}{dt} \frac{v_{qs}}{\omega}\right) \\ a_{q6} = -v_{qs} \end{array} \right. \quad (3.21)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} b_d = -\frac{d^2 i_{ds}}{dt^2} + (2\omega - p\omega_m) \frac{di_{qs}}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m)i_{ds} - \frac{dp\omega_m}{dt} i_{qs} \\ b_q = -\frac{d^2 i_{qs}}{dt^2} - (2\omega - p\omega_m) \frac{di_{ds}}{dt} + \omega(\omega - p\omega_m)i_{qs} + \frac{dp\omega_m}{dt} i_{ds} \end{array} \right. \quad (3.22)$$

L'équation (3.19) est de la forme :

$$A \cdot x = b \quad (3.23)$$

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

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

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

Où n est le nombre de point de mesures.

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

$$x = (A^T \cdot A)^{-1} \cdot A^T \cdot b \quad (3.24)$$

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

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

3.5.1 Hypothèse de P.L. ALGER

Dans le but de dissocier les paramètres du rotor, lors de la conduite d'une identification vue du stator, l'hypothèse de P.L. Alger suppose l'uniformité de la distribution des lignes de champ magnétique dans l'espace propre de la machine, qui se traduit d'un point de vue analytique par l'égalité des inductances de fuite au niveau du stator et du rotor, [4].

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

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

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

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

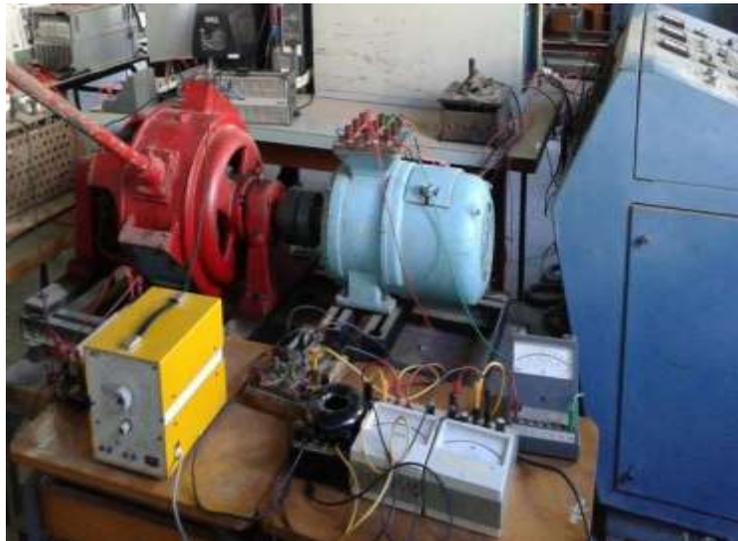
$$R'_r = \sigma L_r K_{32} \quad R_r = R'_r \cdot m^2$$

3.6. Problème de la vitesse

A cause des difficultés rencontrées lors des expérimentations (absence de capteur de vitesse) nous n'avons pas pu mesurer la vitesse, Fig.3.10. Et même si on avait le capteur de vitesse, dans le cas de notre génératrice à courant continu (dynamo) utilisé couplé au moteur triphasé asynchrone de l'étude nous n'avons pas eu accès à l'arbre afin d'adapter la dynamo tachymétrique comme indiqué sur la figure Fig (3.10a) pour la mesure de la vitesse, ce problème est dû au fait que l'arbre de la génératrice à courant continu n'est pas étendu, Fig(3.10b) ce qui nous permet pas de l'adapter à la dynamo tachymétrique.



(a)



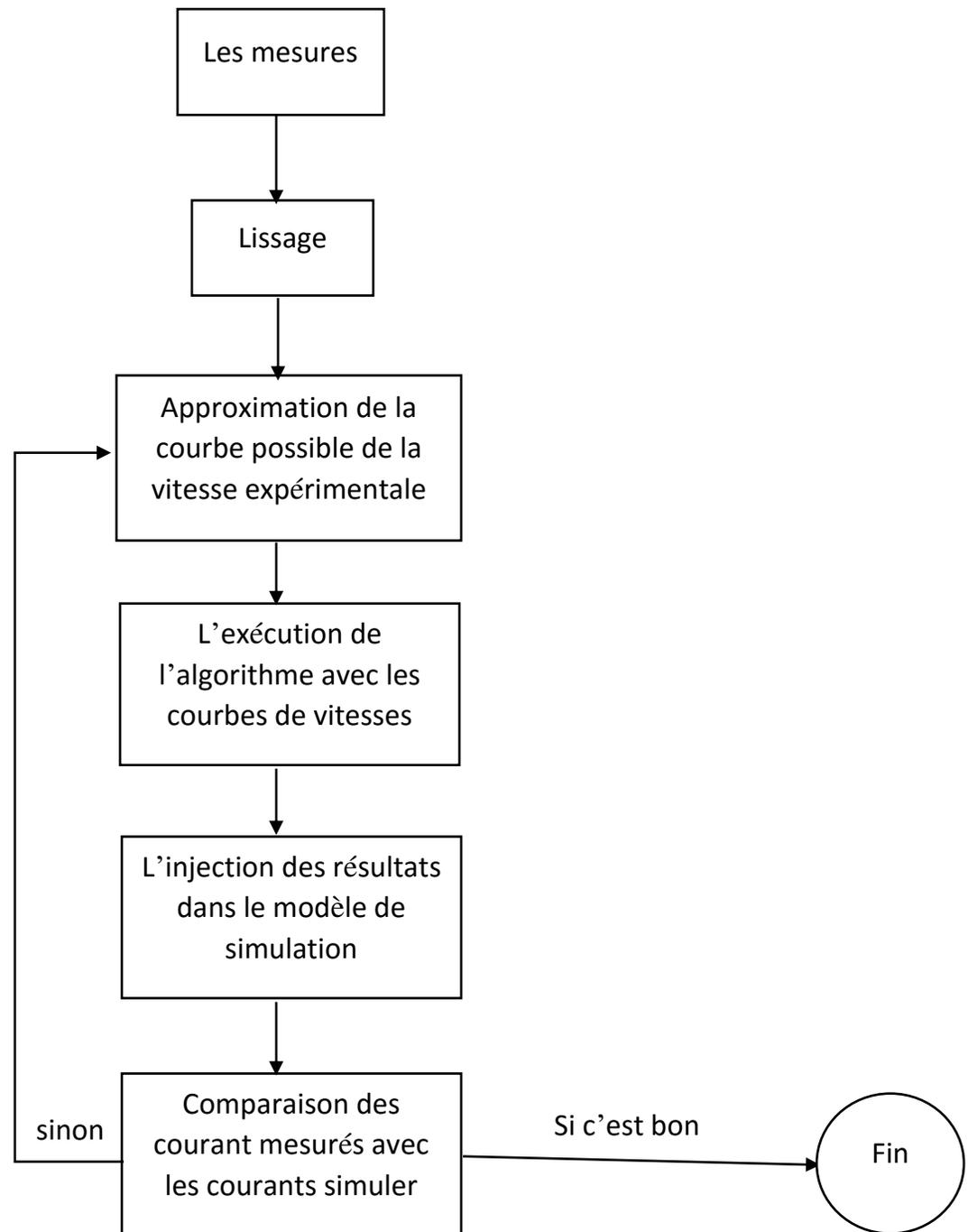
(b)

Fig (3.10). Banc d'essais de la MAS à rotor bobiné du laboratoire

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

A partir des expériences de comparaison entre le courant et la vitesse, nous avons remarqué que la vitesse augmente, atteint le régime permanent lorsque le courant atteint le régime permanent avec cependant une légère différence. La figure (3.11) présente le courant et la vitesse de la machine.

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



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

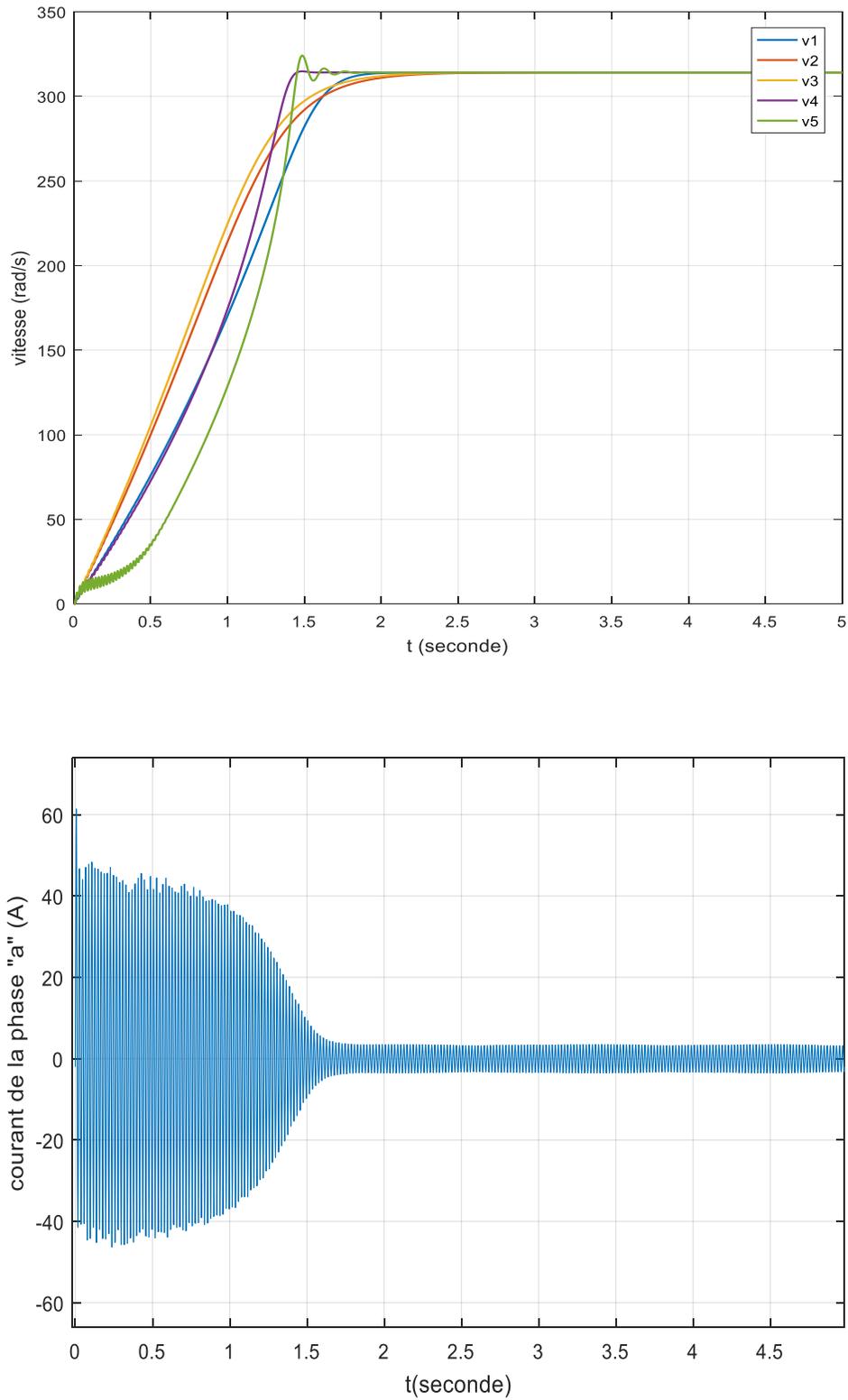


Fig (3.11). Reconstitution des différentes vitesses à partir du courant stator

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

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

Tableau 3.1 : résultats d'identification avec différentes vitesses

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

Le modèle d'état de la machine asynchrone élaboré au chapitre 1 a permis d'obtenir les courants, la vitesse et le couple grâce à MATLAB/SIMULINK.

3.7. La validation des paramètres

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

Le modèle d'état traité et simplifié utilisant le logiciel Maple dans le chapitre 1 : modélisation de la machine asynchrone est injecté sur SIMULINK pour avoir les courants et la vitesse et le couple simulés.

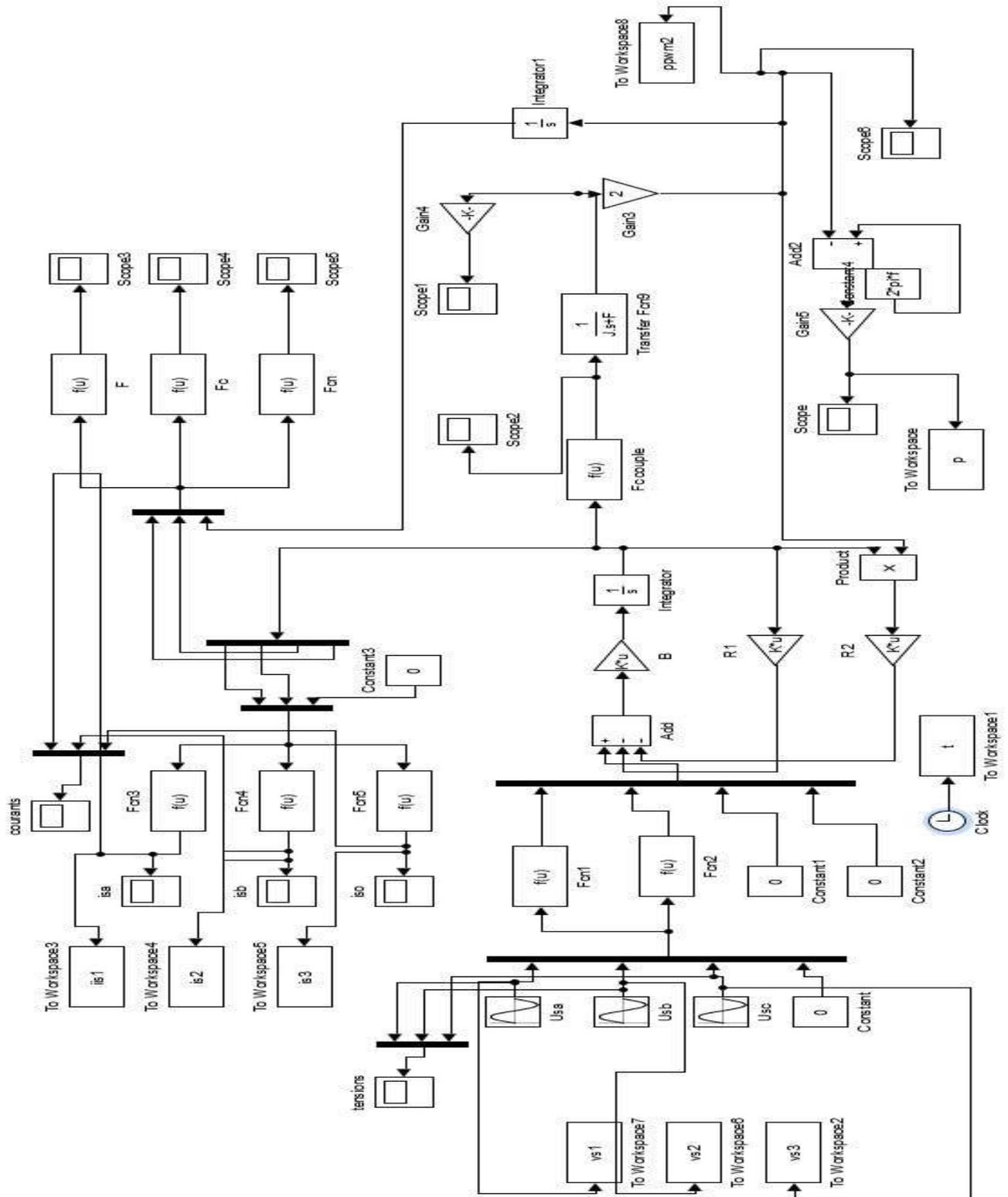


Fig (3.12) schéma du Simulink du modèle de la machine asynchrone

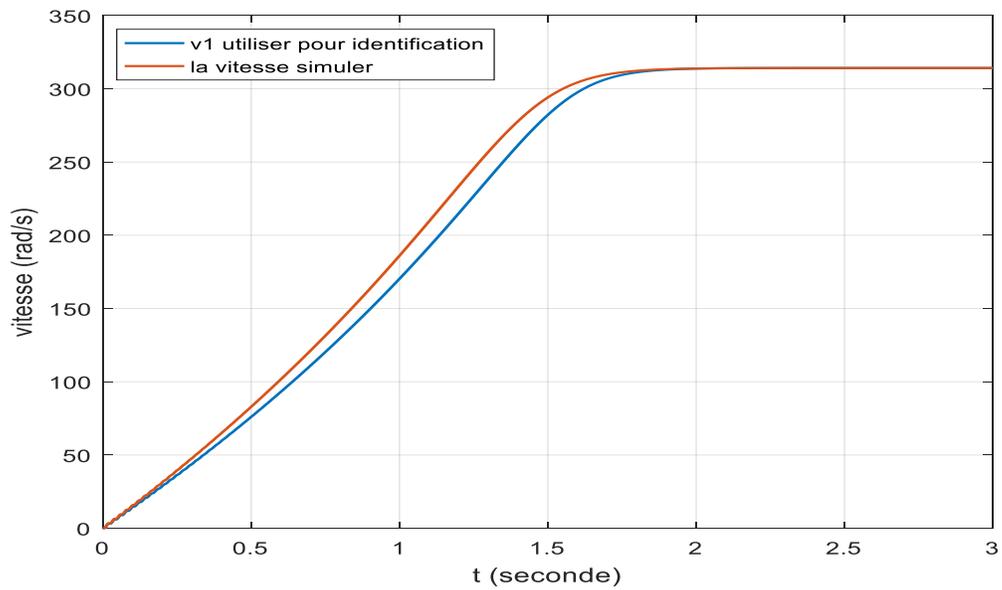


Fig.(3.13). Comparaison entre la vitesse simulée et la vitesse utilisée dans l'algorithme d'identification

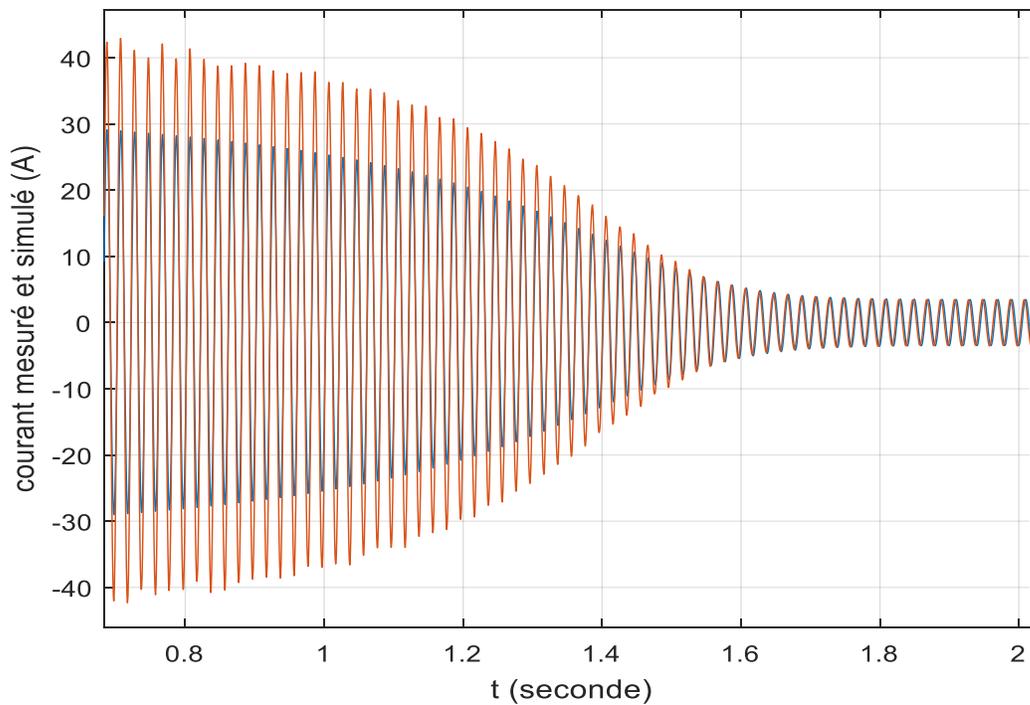


Fig (3.14). Comparaison entre le courant mesuré et le courant simulé dans les deux régimes

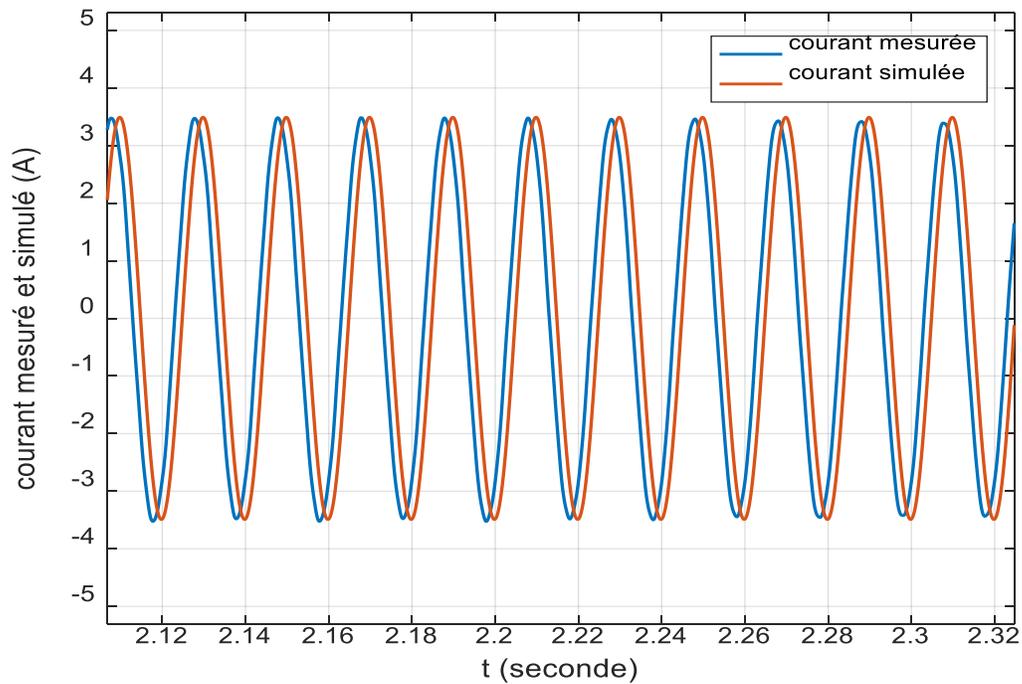


Fig (3.15). Comparaison entre le courant mesuré et le courant simulé en régime permanent

Cette méthode nous permet de calculer les paramètres du régime permanent de la machine asynchrone, donc la validation de ses paramètres là, ce fait au niveau du régime permanent du courant Fig. (3.15).

A partir des figures (3.13) et (3.15), on observe que la vitesse et le courant mesuré sont presque les mêmes avec ceux simulés en utilisant les paramètres identifiés. Ce qui valide l'approche préconisée.

$$R_s = 2.047 \ \Omega$$

$$R_r = 0.2507 \ \Omega$$

$$L_s = 0.1211 \ H$$

$$L_r = 0.0303 \ H$$

$$M = 0.0569 \ H$$

$$\sigma = 0.1176$$

3.8. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter la technique d'identification par la méthode des moindres carrées avec utilisation d'une approximation du flux rotorique.

Les paramètres de la machine asynchrone à rotor bobiné sont identifiés en utilisant le modèle de Park. En injectant ces paramètres dans le programme de Matlab/Simulink nous avons validé les paramètres obtenus.

L'effet de la courbe de vitesse sur les paramètres trouvés nous conduit à conclure qu'il n'y a pas une grande influence sur les paramètres de la machine (voir le tableau 3.1) à condition que la vitesse soit adaptée au courant lors de la construction.

Cette méthode peut aider beaucoup au niveau des industries, emplacements où on ne peut pas mesurer la vitesse parce qu'il n'y a pas l'accès à l'arbre du rotor .et aussi ça nous aide parce qu'il n'y a pas la nécessité d'avoir un onduleur ou générateur des séquences binaires ou n'importe quel autre signal, on utilise simplement l'alimentation à partir du réseau électrique.

Conclusion générale

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

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

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

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

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

Bibliographie

- [1] Chapman.S.,« electric machinery fundamentals» ,higher education, united states,Newyork,2008
- [2] Rachid.A., « Modélisation et simulation des machines électriques » ellipses edition marketing S.A ,2011
- [3] Boldea.I., Nasar.S .« the induction machine hand book » ,CRC press .LLC,2002
- [4] MGHEZZI.M-L. « Identification paramétrique linéaire de la machine asynchrone triphasé » thèse de magister, école polytechnique Alger, février 2002
- [5] Pierre.B., Genevieve.D-T., Richard.J-P., Frédéric.R., Irène.Z. « modélisation et identification des processus », Editions Technip., Tome 1.,1992
- [6] Koubaa.Y. « Recursive identification of induction motor parameters», Electrical Department, National Engineering School (ENIS), pp,363-381,2003
- [7] Wamkeue.R. « modélisation et identification statistique des machines synchrone outils et conception » thèse doctorat EPM, 1998
- [8] Parveen, Tania and Ledwich, Gerard.F. and Palmer, Edward.W. “Induction Motor Parameter Identification from Operational Data”. Australasian Universities,Power Engineering Conference (AUPEC 2007)
- [9] Touhami.O. « Contribution à l’identification paramétriques des machines électriques » thèse de doctorat, école polytechnique Alger, mai 1994
- [10] Trevor.J-T. « Introduction to digital filters». Palgrave Macmillan UK, second edition, 1988.
- [11] Hengameh K-J., Monjo L., Felipe C., and Pedra J. “Parameter Estimation of Wound-Rotor Induction Motors from Transient Measurements” IEEE Trans on energy conversion, VOL. 29, NO. 2, pp 300-308, juin 2014.
- [12] TANGUY.Y, « identification des systèmes linéaires », document de cours, Supelec – Paris
- [13] Najim.M, "Modélisation et identification en traitement du signal", Edition Masson, volume 4,1988
- [14] Y.V. Linnik, "Méthode des moindres carrés", Dunod 1963.
- [15] A. Gourdin, M. Boumehrat, "Méthodes numériques", Office des publications universitaires, 2ème Edition 1991, pp 357-364.
- [16] Koubaa Y., “Application of least-squares techniques for induction motor parameters estimation”
- [17] Eduardo Henrique C., José de O., Ademir N., Mariana C.,Roberto A. “Parameter estimation of a closed loop three-phase induction motor using the method of least squares” ABCM Symposium Series in Mechatronics - Vol. 6

- [18] K.Belkacem « contribution à l'identification et l'identification en ligne en vue de la base de la commande automatique en temps réel des systèmes complexe » thèse doctorat, université Laval Québec 2006
- [19] M.Bachani « identification paramétrique de la machine asynchrone » thèse magister, Université des sciences et techniques Oran,2012
- [20] J.P. Sandraz-S. Gentil-C. Foulard. "Commande et régulation par calculateurs numériques ". Edition Eyrolles 1982
- [21] W.Gander . J.Hrebicek .“solving problems in scientific computing using Maple and matlab”,pp,135-154 ,edition 1997
- [22] Luis Antonio de Souza R., Cursino J.,Antonio L,. “Linear Parameter Estimation for Induction Machines Considering the Operating Conditions” IEEE TRANS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 14, NO. 1, pp ,62-73 JANUARY 1999

Annexe :

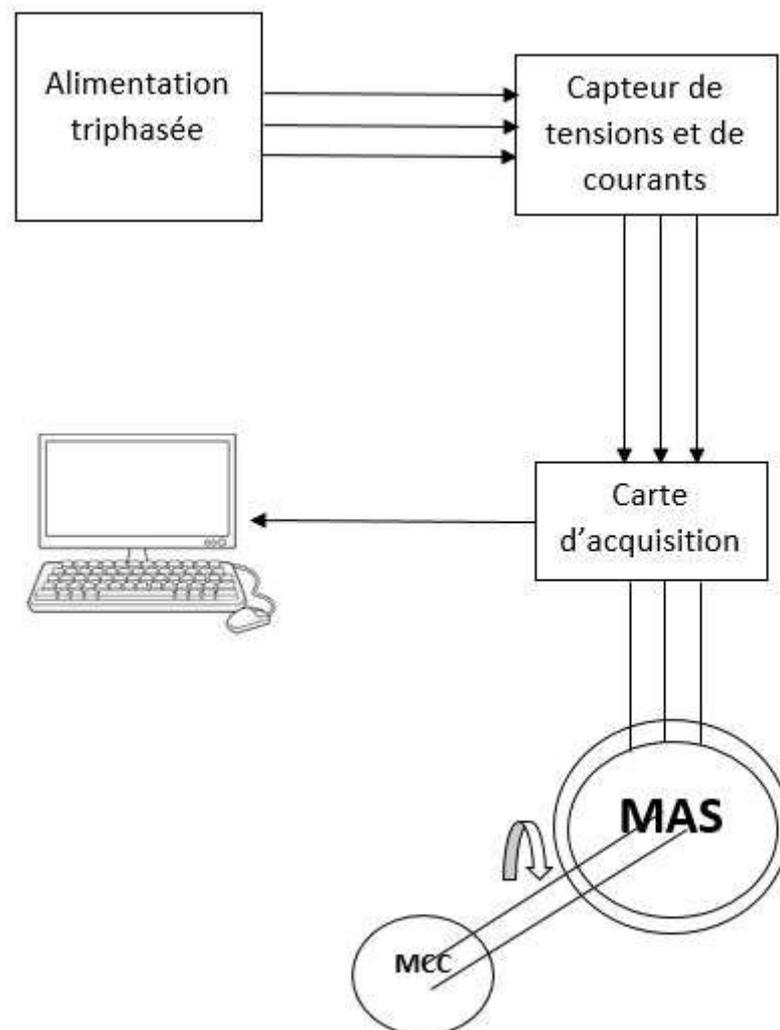
Banc d'acquisition :

-3 Capteurs de tension

-3 Capteurs de courant à effet Hall

Alimentation directe par le réseau électrique de l'école polytechniques d'Alger à une fréquence de 50 Hz et une tension efficace de 144 V, la fréquence d'échantillonnage est de 10000 Hz.

Schéma globale des essais :



La plaque signalétique de la machine asynchrone à rotor bobiné :

Moteur Leroy

C.V	Ph	Hz	Volts Δ	Amps Δ	T/m	$\cos \varphi$	Rend	Volts	Amps
7	3	50	220	18.8	1433	0.85	85 %	380	10.8