

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPUL  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE  
OPTION ELECTROTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES POUR L'OBTENTION DU DIPLOME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

T H E M E

**COMPARAISON DES STRUCTURES DE MODELES UTILISEES EN  
IDENTIFICATION:  
APPLICATION A UNE MACHINE ASYNCHRONE**

Fait par

BOUZIDA Mohand Laid  
MAIZ Amar

Proposé et dirigé par

TOUHAMI Omar

Promotion  
Juin 2000

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE  
OPTION ELECTROTECHNIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES POUR L'OBTENTION DU DIPLOME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

T H E M E

*COMPARAISON DES STRUCTURES DE MODELES UTILISEES EN  
IDENTIFICATION :  
APPLICATION A UNE MACHINE ASYNCHRONE*

Fait par

BOUZIDA Mohand Laïd  
MAIZ Amar

Proposé et dirigé par

TOUHAMI Omar

Promotion  
Juin 2000



## *REMERCIEMENTS*

Nous adressons nos remerciements les plus chaleureux à notre promoteur M. TOUHAMI qui nous a beaucoup aidés dans notre travail en nous orientant dans notre recherche avec beaucoup de patience, ainsi qu'à tous les professeurs qui ont contribué à notre formation universitaire.

Nos remerciements vont aussi à M. DESIGAULT et au centre culturel universitaire qui nous ont beaucoup aidés dans la rédaction et le tirage de ce document.

## *DEDICACES*

Je dédie ce modeste travail à mes parents qui ont beaucoup contribué dans ma réussite ainsi qu'à toute ma famille et à tous mes amis

Amar

A mes parents, ma famille, mes amis et à mon promoteur M. TOUHAMI

Mohand

# SOMMAIRE



|                                    |   |
|------------------------------------|---|
| <i>NOTATION</i> .....              | 1 |
| <i>INTRODUCTION GENERALE</i> ..... | 2 |

## *CHAPITRE I : IDENTIFICATION DES SYSTEME*

|   |    |
|---|----|
| I. 1. Introduction .....  | 4  |
| I. 2. Identification des systèmes .....                             | 4  |
| I. 2. 1 Choix des signaux d'excitation .....                        | 5  |
| I. 2. 2 Choix de la période d'échantillonnage .....                 | 5  |
| I. 3. Méthodes d'optimisation paramétrique .....                    | 6  |
| I. 3. 1. Méthode basée sur l'erreur de sortie .....                 | 7  |
| I. 3. 2. Méthode basée sur l'erreur de prédiction .....             | 8  |
| I. 4. Effet des perturbations aléatoires sur l'identification ..... | 9  |
| I. 5. Description des structures de modèle SISO .....               | 10 |
| I. 5. 1. Modèle à temps discret .....                               | 8  |
| I. 5. 2. Modèle stochastique .....                                  | 12 |
| I.5.2.1. Structure de modèle ARX .....                              | 12 |
| I.5.2.2. Structure de modèle ARMAX .....                            | 13 |
| I.5.2.3. Structure de modèle BOX-JENKINS .....                      | 15 |
| I.5.2.4. Structure de modèle Output-Error .....                     | 15 |
| I.5.2.5. Structure de modèle variable instrumentale .....           | 16 |
| I.6. Choix de la structure de modèle .....                          | 17 |
| I.6.1. Estimation de l'ordre du modèle .....                        | 18 |
| I.7. Comparaison entre les différentes structures de modèle .....   | 21 |
| I.8. Conclusion .....   | 22 |

## *CHAPITRE II. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE*

|   |    |
|---|----|
| II. 1. Introduction .....   | 24 |
| II. 2. Mise en équation de la machine asynchrone .....                              | 24 |
| II. 2. 1. Description .....   | 24 |
| II. 2. 2. Equation aux tensions .....   | 25 |
| II. 3. Modèles de Park de la machine asynchrone .....                               | 25 |
| II. 3. 1. Transformation de PARK .....  | 27 |
| II. 3. 2. Application de la transformation de Park à la<br>machine asynchrone ..... | 28 |
| II. 3.2.1. Equations des tensions .....   | 28 |
| II. 3. 2.2. Equation des flux .....   | 29 |
| II.4. Détermination de la fonction de transfert .....                               | 31 |
| II. 5. Modèle discret de la machine .....   | 32 |
| II. 6. Relevés expérimentaux .....  | 34 |
| II. 7. Conclusion .....   | 35 |

**CHAPITRE III. COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS A PARTIR  
 DES STRUCTURES DE MODELES**

|  |    |
|--|----|
| III. 1. Introduction .....   | 38 |
| III. 2. Paramètres identifiés échantillonnés à partir des structures de<br>Modèles ..... | 38 |
| III. 2. 1. Critères statistiques .....   | 40 |
| III. 3. Pôle des fonctions de transfert discrètes.....                                   | 41 |
| III. 4. Comparaison entre les sorties simulées et celles mesurées .....                  | 42 |
| III. 5. Comparaison entre les fonctions de transfert discrètes et continues              |    |

|   |    |
|---|----|
| des différentes structures de modèles ..... | 44 |
| III. 5. 1. Structure ARMAX .....            | 44 |
| III. 5. 2. Structure ARX .....              | 45 |
| III. 5. 3. Structure BJ .....               | 45 |
| III. 5. 4. Structure IV4 .....              | 46 |
| III. 5. 5. Structure OE .....               | 46 |
| <br>  |    |
| Conclusion .....                            | 47 |
| <br>  |    |
| Conclusion générale .....                   | 48 |
| Bibliographie .....                         | 49 |

## notations

$A(q^{-1}), B(q^{-1}), C(q^{-1}), D(q^{-1})$ : polynômes de variable  $(q^{-1})$

$d$ : retard du système échantillonné

$e(t)$ : erreur de prédiction

$g(k)$ : réponse impulsionnelle du système

$H(q^{-1})$ : opérateur de fonction de transfert discrète.

$J$ : critère à minimiser

$k$ : temps discret normalisé

$M_N$ : matrice d'information

$N$ : nombre de mesure

$n_a, n_b, n_c$ : ordre des polynômes  $A, B, C$

$q^{-1}$ : opérateur retard

$T$ : période d'échantillonnage

$u(t), y(t)$ : entrée et sortie du procédé

$V_a, V_b, V_c$ : tensions statorique

$V_A, V_B, V_C$ : tensions rotorique

$y_M$ : sortie du modèle

$\check{y}$ : sortie prédictif du modèle

$\varepsilon(t)$ : erreur de sortie

$\theta$ : vecteur des paramètres

$\sigma$ : écart type

$\Gamma$ : fonction d'autocorrélation

$\lambda$ : variance du bruit

$\nu$ : nombre total de paramètres

## INTRODUCTION GENERALE

Durant les dernières décennies, l'évolution dans la pratique de l'estimation paramétrique des machines électriques n'a cessé de croître. Les nombreux problèmes qui se posent pour les systèmes complexes et d'ordre élevé justifient amplement l'intérêt porté sur la représentation de ces systèmes par des modèles mathématiques.

De plus, la sophistication des commandes a entraîné une étude plus fine de la détermination des paramètres des machines électriques. En effet, plus on est exigeant au niveau des performances que l'on désire obtenir pour le système régulé et plus on est sensible aux erreurs de modélisation.[1]

C'est dans ce sens que les différents aspects de l'identification paramétrique des machines électriques ont fait l'objet de nombreux travaux ces dix dernières années [1-6] portant sur les différentes méthodes d'identification ainsi que sur les problèmes rencontrés en pratique et les moyens de les surmonter.

Dans ce travail nous allons essayé de présenter les aspects fondamentaux régissant la pratique de l'identification. L'étude portera essentiellement sur la comparaison entre les différentes structures de modèles appliquées à la machine asynchrone.

Le premier chapitre est consacré aux différentes étapes de l'identification des systèmes ainsi qu'aux problèmes rencontrés.

Dans le deuxième chapitre, on procédera à la modélisation de la machine asynchrone ainsi qu'à la présentation de la procédure expérimentale permettant l'acquisition des données entrée / sortie.

Le troisième chapitre sera consacré à la comparaison des résultats obtenus par les structures de modèles ainsi qu'à leur validité, cela permettra la détermination des meilleures structures à décrire le système physique.

**CHAPITRE I :**

**IDENTIFICATION DES SYSTEMES**

## ***1. 1. Introduction***

L'identification des systèmes est une notion très large qu'on peut définir comme étant la détermination des paramètres d'un modèle à partir de l'expérimentation et des connaissances à priori sur les systèmes.

Elle possède de nombreuses applications dans le domaine du contrôle automatique, de la théorie du signal, dans l'astrophysique ou dans l'économie [6]. Ceci est dû principalement au fait que beaucoup de systèmes et phénomènes physiques sont à temps continu.

Lors d'une identification, les buts à atteindre peuvent être très variés. D'où la recherche d'un modèle qui peut être :

- explicatif (but recherché par le physicien, biologiste, etc....)
- prédictif destiné à la commande en boucle ouverte (une grande précision est exigée)
- Prédictif destiné à la commande en boucle fermée (une plus grande tolérance est permise). [ 7 ]

## ***1. 2. Identification des systèmes***

La méthodologie de l'identification peut s'effectuer sur quatre étapes :

- acquisition des données entrée /sortie sous un protocole d'expérimentation,
- choix de la structure du modèle,
- estimation des paramètres du modèle,
- validation du modèle identifié

L'acquisition des entrées/sortie est particulièrement sensible car elle conditionne le bon déroulement du processus de l'identification. Un mauvais choix des signaux

d'excitation ou de la période d'échantillonnage peut affecter sérieusement les mesures les rendant inutilisables pour l'identification. [ 8 ]

### ***1. 2. 1. choix des signaux d'excitation***

Il est évident que certaines entrées sont meilleures que d'autres du point de vue de leurs capacités d'excitation. De ce fait on a tout intérêt à alimenter le système par un signal riche en fréquence pour pouvoir exciter tous les modes du système de sorte que l'identification soit la meilleure possible.

Habituellement, les milieux industriels utilisent la rampe ou l'échelon comme signal d'entrée, cependant le développement actuel de la commande numérique incite de plus en plus à l'utilisation de signaux beaucoup plus riches en fréquence tels que les séquences binaires pseudo- aléatoires (SPBA) ou séquences ternaires pseudo- aléatoires (STPA) faciles à mettre en œuvre sur calculateur [ 9 ].

### ***1. 2. 2. choix de la période d'échantillonnage $T$***

Quand un modèle à temps discret est élaboré à partir de données recueillies sur un processus à temps continu, il est essentiel de s'assurer que le signal ainsi échantillonné vérifie la condition de Shannon (échantillonner à plus de deux fois la plus grande fréquence contenue dans le signal).

En règle générale, quand on veut décrire de façon fine l'évolution d'un processus à temps continu avec un modèle à temps discret, il faut résoudre deux problèmes délicats qui se posent lors du choix de la période d'échantillonnage:

- Si la période d'échantillonnage est trop importante, il y a perte d'information et le signal recueilli se trouve déformé.
- Si la période d'échantillonnage est trop faible, il y a redondance d'informations: ainsi dans le programme de calcul, on aura à traiter des matrices d'ordre élevé qui demandent des capacités très grandes au calculateur. Il est donc nécessaire d'échantillonner en fonction du théorème de Shannon [ 9 ].

### 1. 3. Méthodes d'optimisation paramétrique

Elles consistent à trouver les meilleures valeurs des paramètres au sens de l'optimisation d'un critère donné.

Le problème consiste à trouver un minimum global d'un critère (ou fonction coût), fonction de plusieurs paramètres (espace de dimension  $n$ ). [ 10 ]

Si la formulation du critère conduit à une expression linéaire par rapport aux paramètres, alors la formulation analytique est fournie par l'estimation des moindres carrés.

Par contre si la formulation du critère conduit à une expression non linéaire par rapport aux paramètres, la solution est approchée par des algorithmes itératifs dits de "programmation non linéaire" tels que les méthodes de Maquard, Newton, Gauss etc.

Lorsque la structure du modèle est choisie, la détermination des paramètres du modèle peut se faire suivant deux classes de méthodes: celle basée sur l'erreur de sortie (voir fig1), et celle basée sur l'erreur d'équation ou de prédiction (voir fig2). [ 11 ]

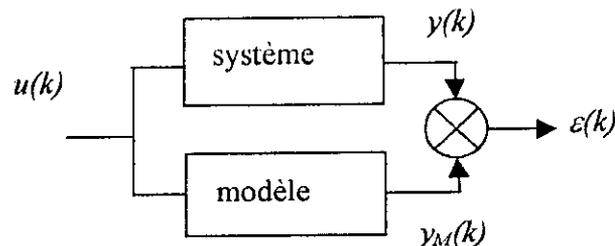
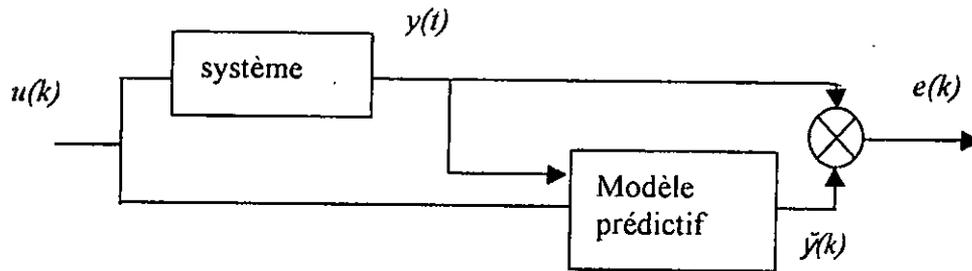


Fig1: Erreur de sortie  $\varepsilon(k)$

Fig2: Erreur de prédiction:  $e(k)$ 

### I. 3. 1. Méthode basée sur l'erreur de sortie

Cette méthode consiste à déterminer un algorithme de recherche des valeurs des paramètres minimisant un critère sur l'erreur de sortie ( voir fig3 ) définie par:

$$\varepsilon(i) = y_M(i) - y(i) \quad (I-1)$$

La minimisation de cette erreur de sortie va déboucher en pratique sur la minimisation d'une fonction non linéaire et l'une des plus grandes difficultés de mise en œuvre de l'identification sera le choix de la méthode de minimisation basée sur la programmation non- linéaire comme la méthode du gradient, de Gauss-Newton ou celle de Hook et Jeeves. [ 12 ]

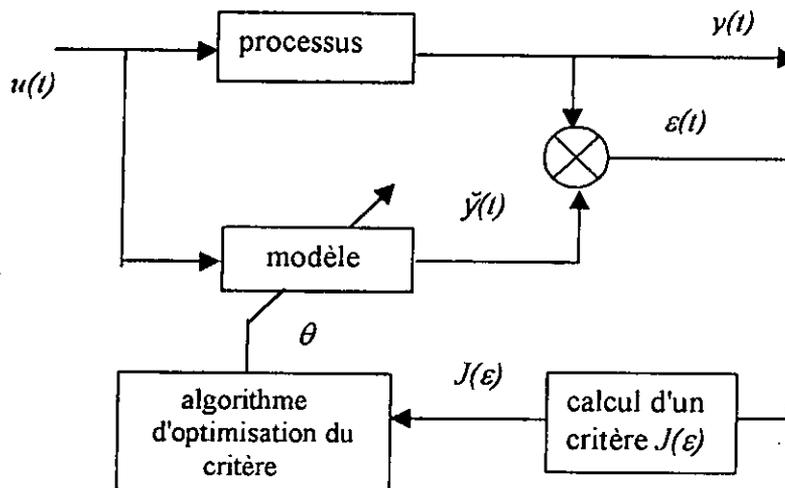


Fig3: principe de la méthode basée sur l'erreur de sortie

L'avantage de cette méthode réside dans le fait que les algorithmes de programmation non linéaire permettent de résoudre, en principe, n'importe quel problème non linéaire, cette méthode est donc parfaitement adaptée à l'estimation des paramètres d'un modèle de connaissance avec relevés expérimentaux effectués à des instants quelconques [ 12 ].

### I. 3. 2. Méthodes basées sur l'erreur de prédiction

Ces méthodes, appelées aussi méthodes des moindres carrés, partent du principe qui considère l'erreur d'équation  $e(k)$  (résidu) comme un bruit de mesure entre la sortie réelle et la sortie prédite, ( voir fig.4 )

L'avantage de ces méthodes est d'être relativement simples à mettre en œuvre et de pouvoir être implantées en temps réel sur ordinateur sous forme récursive.

En contre partie leur usage est réservé à l'étude des modèles conduisant à une relation (dite de régression linéaire) entre les mesures (permettant de construire  $M$  et  $H$ ), les bruits (regroupés dans le vecteur  $\varepsilon$ ) et le vecteur  $\theta$  des paramètres inconnus . [ 11 ]

$$M = H\theta + \varepsilon \quad (I-2)$$

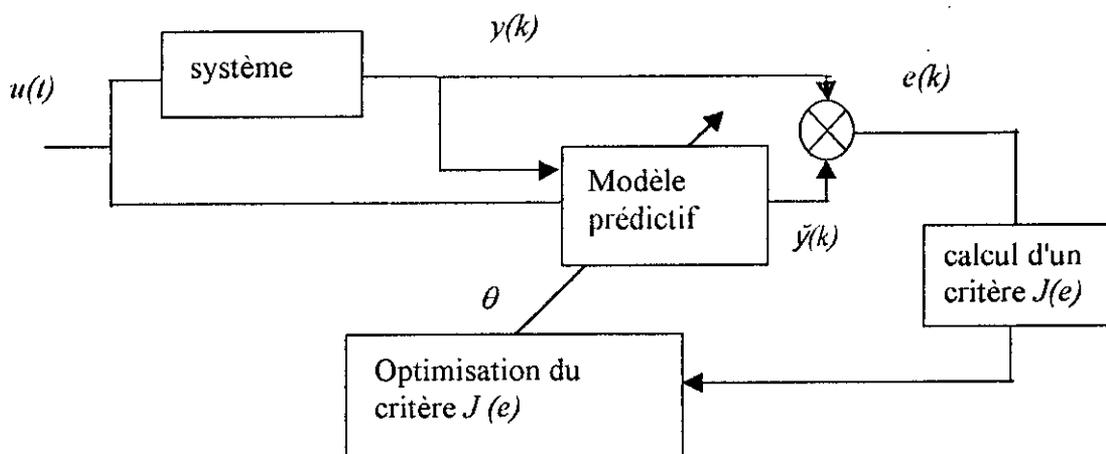


Fig4: principe de la méthode basée sur l'erreur de prédiction

### ***I. 4. Effet des perturbations aléatoires sur l'identification***

La sortie mesurée des procédés est en général bruitée. Cela est dû soit à l'effet des perturbations aléatoires agissantes à différents endroits du procédé (milieu externe), soit à des bruits de mesures (appareillage). Ces perturbations à caractère aléatoire sont modélisées souvent par des modèles ARMA; le procédé ajouté à la perturbation est modélisé par un modèle ARMAX.

Ces perturbations introduisent des erreurs dans l'identification des paramètres des modèles du procédé; Ce type d'erreurs s'appelle biais des paramètres.

Deux critères existent pour engendrer des algorithmes conduisant à des estimations sans biais des paramètres :

- $e(t+1)$  est un bruit blanc
- $u(t)$  et  $e(t+1)$  sont non- corrélés

Les méthodes d'identification basées sur l'optimisation peuvent donc être classées en deux groupes:

- méthodes basées sur le blanchiment de l'erreur de prédiction

Les méthodes d'identification suivantes entrent dans cette catégorie :

- moindres carrés récurrents (M.C.R)
- moindres carrés étendus (M.C.E)
- maximum de vraisemblance récurrents (M.V.R)
- Erreur de sortie avec modèle de prédiction étendue (E.S.M.P.E)
- Moindres carrés généralisés (M.C.G)

- Méthodes basées sur la décorrélation du vecteur d'observation et de l'erreur de prédiction où l'idée générale consiste à créer un nouveau vecteur des observations qui soit fortement corrélé avec les variables non-bruitées et non corrélées avec le bruit, pour pouvoir obtenir la condition suivante:  $E\{u(t) e(t+1)\}=0$  [ 8 ]

les méthodes d'identification suivantes entrent dans cette catégorie

- variable instrumentale à observations retardées (V.I.O.R)
- variable instrumentale à modèle auxiliaire (V.I.M.A)
- erreur de sortie à compensateur fixe (E.S.C.F)
- erreur de sortie à compensateur ajustable (E.S.C.A)

### 1. 5. Description des structures de modèles Single Input Single Out-put

La relation entre les signaux de sortie et d'entrée est décrite par le système linéaire suivant:

$$y(t) = G(q)u(t) + H(q)e(t) \quad (I-3)$$

$$\text{avec } \begin{cases} G(q) = \sum_{k=1}^{\infty} g(k)q^{-k} \\ G(q)u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} g(k)u(t-k) \end{cases} \quad (I-4)$$

$\{g(k)\}$ : réponse impulsionnelle du système

$q^{-1}$ : opérateur de retard

La description du système formulé par l'équation (I-3) permet en ayant les données entrées/sortie de calculer l'erreur de prédiction  $e(t)$  par:

$$e(t) = H^{-1}(q)(y(t) - G(q)u(t)) \quad (I-5)$$

Cette erreur est fonction de  $G$  et  $H$  pour des données entrée- sortie quelconques.

La méthode d'identification la plus commune est basée sur l'estimation de  $G$  et  $H$  par la minimisation de:

$$V_n(G, H) = \sum_{t=1}^N e^2(t) \quad (I-6)$$

$$\text{d'où : } [G, H] = \arg \min \sum_{t=1}^N e^2(t) \quad (I-7)$$

### 1. 5. 1. Modèle à temps discret

La disponibilité sans cesse accrue des moyens de calcul numérique tend à remettre en cause la suprématie des modèles à temps continu. En effet, la simulation numérique des modèles à temps discret est plus simple et plus rapide (même si leur utilisation conduit à une perte d'information sur le comportement du système à temps continu). [ 10 ]

Un modèle échantillonné linéaire est décrit dans le cas général par :

$$y(t) = \sum_{i=1}^{na} a_i y(t-i) + \sum_{i=1}^{nb} b_i u(t-d-i) \quad (I-8)$$

où "d" correspond à un retard pur multiple entier de la période d'échantillonnage. [ 8 ]

Introduisons les notations suivantes:

$$1 + \sum_{i=1}^{na} a_i q^i = A(q^{-1}) = 1 + q^{-1} A^*(q^{-1}) \quad (I-9)$$

$$A^*(q^{-1}) = a_1 + a_2 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na+1} \quad (I-10)$$

$$\sum_{i=1}^{nb} b_i q^i = B(q^{-1}) = q^{-1} B^*(q^{-1}) \quad (I-11)$$

$$B^*(q^{-1}) = b_1 + b_2 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb+1} \quad (I-12)$$

On utilise l'opérateur de retard  $q^{-1}$  dans l'équation (I-8) et en tenant compte des équations (I-9) à (I-12). L'équation (I-8) décrivant le système échantillonné s'écrit par:

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-d} B(q^{-1})u(t) \quad (I-13)$$

ou encore sous la forme prédictive en multipliant les deux membres par  $q^d$

$$A(q^{-1})y(t+d) = B(q^{-1})u(t) \quad (I-14)$$

L'équation (I-13) peut encore s'écrire sous la forme :

$$y(t) = H(q^{-1})u(t) \quad (I-15)$$

où l'opérateur de transfert échantillonné est donné par :

$$H(q^{-1}) = \frac{q^{-d} B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad (I-16)$$

La fonction de transfert échantillonnée caractérisant le système décrit par l'équation (I-8) s'obtient de l'équation (I-16) en remplaçant  $q^{-1}$  par  $z^{-1}$  :

$$H(z^{-1}) = \frac{z^{-d} B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (I-17)$$

## 11. 5. 2. Modèle stochastique

Les modèles de type déterministe décrivent les sorties comme si elles étaient uniquement fonction des entrées maîtrisées, c'est souvent irréaliste à cause des diverses perturbations agissant sur le système ou faussant les mesures. Il est alors nécessaire de pouvoir décrire l'influence de ces perturbations. On utilise généralement une description de nature statistique, modélisant les perturbations comme des processus stochastiques (une suite de variables aléatoires). [ 10 ]

### 1. 5. 2. 1. Structure du modèle ARX

Soit le système à une entrée  $u$ , une sortie  $y$  et une perturbation  $e$  décrit par l'équation de récurrence :

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_{na} y(t-na) = b_1 u(t-nr) + \dots + b_{nb} u(t-nb-nr+1) + e(t) \quad (I-18)$$

partie auto- régressive = partie exogène + bruit

où les valeurs successives du bruit  $e(t)(t=1,2,\dots)$  correspondent à des réalisations d'une suite de variables aléatoires indépendantes  $\varepsilon(t)$ , on parle alors de structure ARX(auto-régressive à variable exogène)[10]. Une fois  $na$ ,  $nb$  et  $nr$  choisis, les paramètres inconnus sont :  $\theta = (a_1, \dots, a_{na}, b_1, \dots, b_{nb})^T$  (I-19)

la structure ARX peut encore s'écrire sous la forme:

$$A(q)y(t) = B(q)u(t-nk) + e(t) \quad (I-20)$$

La structure du modèle ARX représentée à la figure (5) traduit l'expression mathématique donnée précédemment. [ 13 ]

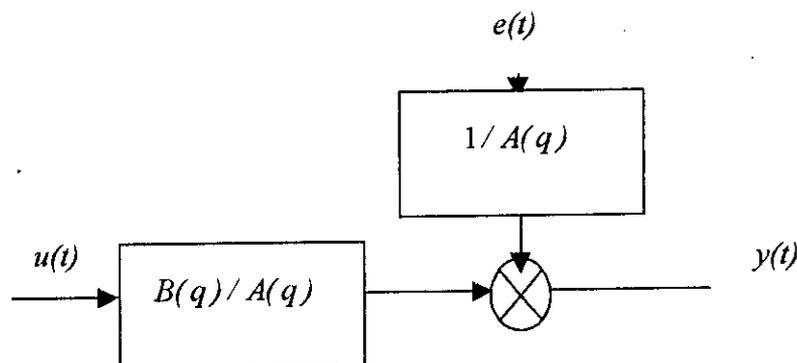


Figure5: structure du modèle ARX

### I. 5. 2. 2 Structure du modèle ARMAX

La structure du modèle ARX est très simple mais cependant elle manque de souplesse dans la description des propriétés de la perturbation. On peut y remédier en modélisant le bruit par une combinaison linéaire des réalisations successives de  $e(t)$  appelée moyenne ajustée ( voir fig6 ). [ 10 ]

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_{na} y(t-na) = b_1 u(t-nr) + \dots + b_{nb} u(t-nb-nr+1) + e(t) + c_1 e(t-1) + \dots + c_{nc} e(t-nc) \quad (I-21)$$

partie auto- régressive = partie exogène + moyenne ajustée

une fois  $na$ ,  $nb$ ,  $nc$  et  $nk$  choisis, le vecteur de paramètres inconnus est défini par:

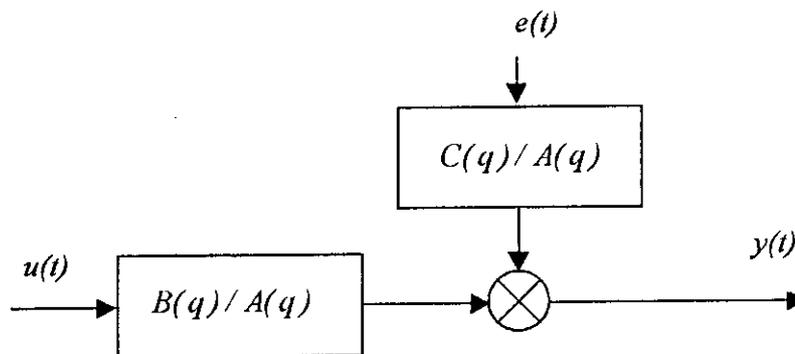
$$\theta = (a_1, \dots, a_{na}, b_1, \dots, b_{nb}, c_1, \dots, c_{nc})^T \quad (I-22)$$

On parle alors de structure ARMAX (Auto- Régressive à Moyenne Ajustée et variable exogène). En utilisant l'opérateur de retard  $q^{-1}$  l'équation (I-21) s'écrira :

$$A(q)y(t) = B(q)u(t-nk) + c(q)e(t) \quad (I-23)$$

où  $A$  et  $B$  sont les mêmes polynômes déjà écrits précédemment et parallèlement le polynôme  $C(q)$  s'écrit [ 13 ]:

$$C(q) = c_1 + c_2 q^{-1} + \dots + c_{nc} q^{-nc} \quad (I-24)$$



**Figure6:** structure du modèle ARMAX

### 1. 5. 2. 3. Structure du modèle Box-Jenkins (BJ)

Dans les deux précédents modèles, on constate que l'entrée  $u(t)$  et le bruit  $e(t)$  possèdent le même dénominateur dans leur fonction de transfert c'est à dire  $A(q)$ .

La structure de Box-Jenkins consiste à paramétrer d'une manière complètement indépendante les fonctions de transfert  $H$  et  $G$  représentées par:

$$G(q) = \frac{B(q)}{A(q)} \quad (I-25)$$

$$H(q) = \frac{C(q)}{D(q)} \quad (I-26)$$

avec:  $A, B, C$  et  $D$  polynômes en  $q^{-1}$

La structure du modèle de Box-Jenkins peut paraître comme la paramétrisation de la sortie du système à temps discret soumis à l'influence combinée d'entrées déterministes et aléatoires. On donnera une représentation de cette structure de modèle à la figure 7.[8]

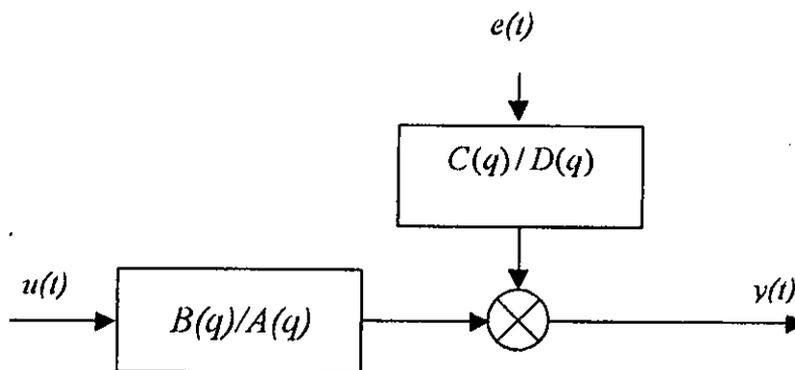


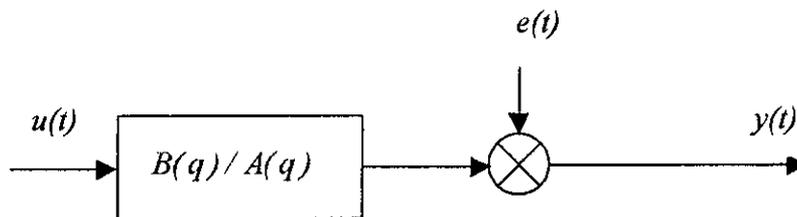
Figure 7 : structure du modèle de Box-Jenkins

### 1. 5. 2. 4. Structure du modèle Out-put Error (OE)

L'approche de la structure du modèle Out-put Error consiste à considérer que les fonctions de transfert  $G$  et  $H$  sont complètement indépendantes tout comme dans la structure Box-Jenkins, sauf que dans ce cas les caractéristiques du bruit ne sont pas modélisées. Elle est décrite par l'équation suivante [ 13 ]:

$$y(t) = \frac{B(q)}{A(q)} u(t - nk) + e(t) \quad (I-27)$$

La structure du modèle Out-put Error est représentée à la figure 8. Elle traduit le fait que justement le bruit n'est pas modélisé.



**Figure 8:** structure du modèle Out-put Error

#### 1. 5. 2. 5. Structure du modèle Variable Instrumentale(IV4)

Le principe de cette méthode est basé sur la décorrélation entre la matrice construite à partir des données entrée- sortie et le résidu  $e$ . On posera alors:

$$\hat{\theta} = (Z^T X)^{-1} Z^T y \quad (I-28)$$

$$y = X\theta + e \quad (\text{estimateur des moindres carrés}) \quad (I-29)$$

ce qui donne:

$$\hat{\theta} = (Z^T X)^{-1} Z^T (X\theta + e) \quad (I-30)$$

$$\hat{\theta} = \theta + (Z^T X)^{-1} Z^T e \quad (I-31)$$

Pour que  $E[\hat{\theta}] = \theta$  il faut que les conditions ci-dessus satisfassent à :

$$E[(Z^T X)^{-1}] \neq 0 \quad (I-32)$$

$$E[Z^T e] = 0$$

Cette méthode est relativement facile à mettre en œuvre mais reste toutefois moins performante par rapport aux autres méthodes. Elle est essentiellement employée dans le cas de l'estimation réursive. [ 12 ]

## I. 6. CHOIX DE LA STRUCTURE DE MODELE

Le choix d'une structure de modèle adéquat ne repose sur aucune déduction mathématique. Il implique des décisions plus au moins arbitraires mais aux conséquences importantes.

En effet, on pourra au mieux trouver le meilleur modèle possible dans une classe ainsi définie.

Si cette classe ne convient pas, le traitement de données ultérieures ne pourra pas aboutir à un modèle satisfaisant. Il ne faut donc pas considérer la caractérisation comme une étape initiale, à effectuer une fois pour toute, mais comme un choix temporaire, destiné à être mis en question.

Un système plus complexe qu'un autre ne donne pas forcément une garantie qu'il soit pour autant plus performant. En effet, supposons par exemple que les données expérimentales soient très bruitées et qu'une structure de modèle  $M2$  peut sembler conduire à de meilleurs résultats qu'une autre structure  $M1$  ( $M2$  possède plus de degrés de liberté que  $M1$ ), cependant les degrés de liberté supplémentaires de  $M2$  peuvent aussi ne servir qu'à modéliser une réalisation particulière du bruit corrélant les données.

Si l'on recommence l'expérience ayant généré ces données, on obtiendra une réalisation différente de ce bruit et le meilleur modèle de structure  $M2$  déterminé sur le premier jeu

de données pourra alors fournir une moins bonne prédiction du comportement du processus que le meilleur modèle de structure  $M1$ . [ 10 ]

### ***1. 6. 1. ESTIMATION DE L'ORDRE DU MODELE***

Le choix de l'ordre du modèle représente une étape importante dans le domaine de l'identification. Un mauvais choix entraînera à une identification erronée des paramètres et du modèle du système.

Dans notre cas le problème est plus simple car on ne procède pas à une identification de type " boîte noire " , c'est ainsi que les connaissances à priori sur le processus et notamment la modélisation de la machine sous forme d'une fonction de transfert peut nous renseigner sur l'ordre du modèle ( ordre du numérateur et dénominateur de la fonction de transfert). Toutefois, il reste le problème du choix de l'ordre du retard qui peut être résolu grâce à plusieurs techniques suivant le problème qui surgit lors de l'identification.

Nous avons regroupé sur le tableau (1) les différents procédés pouvant conduire à l'estimation de l'ordre du modèle à posteriori et dont les définitions et propriétés sont classifiées. [ 1 ]

| Méthode                        | Définitions et propriétés  | Application au choix de l'ordre   |
|--------------------------------|--|---|
| Pôles à partie réelle négative | Les pôles en échantillonné à parties réelles négatives n'ont pas de réalité physique   | La structure de modèle est incorrecte: un modèle dont l'ordre est inférieur de 1 à l'ordre du modèle estimé précédemment doit être recherché. Diminution de l'ordre du modèle de 1. |
| Coefficients non significatifs | <ul style="list-style-type: none"> <li>• <math>a_{n+1}</math> est très imprécis si :<br/> <math display="block">50\% &lt; \frac{\sigma_{n+1}}{a_{n+1}} &lt; 100\%</math></li> <li>• lorsque l'ordre du modèle dépasse l'ordre du procédé une augmentation des écarts types est observée</li> </ul>   | L'observation des écarts types et de $a_{n+1}$ permet de juger si l'ordre du modèle est surestimé.  |
| Matrice d'information          | <p>Matrice d'information</p> $M_N = \frac{1}{\lambda_0} \sum_{i=1}^N E(\psi(t, \theta_0) \psi^T(t, \theta_0))$ <p>où:</p> <p><math>N</math> est le nombre de mesures,<br/> <math>\lambda_0</math> est la variance du bruit<br/> et <math>\psi(t, \theta_0) = -d\epsilon(t, \theta_0)/d\theta</math></p> <p>Lorsque l'ordre est surestimé, <math>M_N</math> est singulière.</p> | L'observation de la matrice d'information permet de juger si l'ordre du modèle est surestimé.   |

|                                     |  |   |
|-------------------------------------|--|---|
| Fonction coût                       | <p>Fonction coût de type quadratique:</p> $J = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_{mes}(i) - y_{sim}(i))^2$ <p>où <math>N</math> est le nombre de mesures,<br/> <math>y_{mes}</math> est la sortie mesurée<br/> <math>y_{sim}</math> est la sortie simulée</p> <p><math>J</math> est tracé en fonction de l'ordre du modèle: lorsque l'ordre croît, <math>J</math> décroît d'abord rapidement puis lentement pour des ordres supérieurs à l'ordre optimal</p> | <p><math>J</math> est tracé en fonction de l'ordre. la courbe présente une cassure pour la valeur de <math>n</math> optimale</p> <p>Pour détecter le changement de pente, le critère suivant peut être adopté: <math>J(n+1) \geq 80\%</math> de <math>J(n)</math></p> |
| Test statistique (critère d'Akaike) | <p>Soit <math>\nu</math> le nombre total de paramètres du modèle et la fonction "critère d'information d'Akaike" est donnée par:</p> $AIC(\nu) = \log[(1 + 2\nu/N)J]$ <p>où <math>N</math> est le nombre de mesures</p> <p>Fonction " Erreur Finale de Prédiction"</p> $FPE = \frac{1 + \frac{\nu}{N}}{1 - \frac{\nu}{N}} J$ <p>Ces fonctions présentent un minimum pour l'ordre optimal du modèle</p>   | <p><math>AIC</math> et <math>FPE</math> sont tracées en fonction de <math>\nu</math>.</p> <p>La valeur de <math>\nu</math> pour laquelle les courbes présentent un minimum donne la valeur de <math>\nu</math> optimal</p>  |
| Etude de la blancheur des résidus   | <p>Autocorrélation des résidus:</p> $\Gamma_{\epsilon\epsilon}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-\tau} \epsilon(i)\epsilon(i+\tau) \text{ pour } \tau = 1..$ <p><math>\tau_{max} \ll N</math></p> <p>les résidus colorés peuvent contenir une partie de la dynamique du procédé</p>  | <p>La présence de résidus colorés signifie une structure trop pauvre du modèle. Il faut donc augmenter l'ordre.</p>   |

Tableau (1): différents procédés d'utilisation du choix de l'ordre du modèle

### 1. 7. Comparaison entre les différentes structures de modèle

Les différentes structures de modèles étudiées se distinguent l'une par rapport à l'autre par la structure de l'ensemble " modèle + perturbation ".

Les différences peuvent provenir soit :

-) de la modélisation du bruit de mesure qui peut être considéré comme étant un bruit blanc (ARX et OE) ou bien comme étant une combinaison linéaire de réalisation moyenne ajustée (combinaison linéaire de réalisation successive de  $\varepsilon(t)$ )

-) de la corrélation entre les fonctions de transfert de l'entrée  $u(t)$  et celle du bruit de mesure  $e(t)$ . Ces fonctions peuvent être considérées comme indépendantes l'une par rapport à l'autre (ex: Output Error et Box Jenkins) ou bien comme étant liées l'une à l'autre par notamment l'intermédiaire du polynôme du dénominateur de ces fonctions de transfert  $A(q)$  (ARX et ARMAX).

| Méthode | Modèle  | Caractéristiques   |
|---------|---|--|
| ARX     | $y(t) = \frac{B(q)}{A(q)} u(t - nk) + \frac{1}{A(q)} e(t)$    | - Bruit de mesure considéré<br>Comme un bruit blanc  |
| ARMAX   | $y(t) = \frac{B(q)}{A(q)} u(t - nk) + \frac{c(q)}{A(q)} e(t)$ | - Représente le bruit comme étant<br>une moyenne ajustée   |
| OE      | $y(t) = \frac{B(q)}{A(q)} u(t - nk) + e(t)$                   | - indépendance entre les fonctions<br>de transfert de l'entrée et du bruit<br>- caractéristique du bruit non<br>modélisé |
| BJ      | $y(t) = \frac{B(q)}{A(q)} u(t - nk) + \frac{C(q)}{D(q)} e(t)$ | - Décorrélacion des fonctions de<br>transfert de l'entrée et du bruit<br>- Modélisation des<br>caractéristiques du bruit |
| IV4     | $\hat{\theta} = \theta + (Z^T X)^{-1} Z^T e$                  | - Décorrélacion de l'entrée et du<br>bruit par formation des versions<br>filtres du vecteur entrée.                      |

Tableau 2: structure de modèles

IV4: variable instrumentale

BJ: box- jenkins

OE: output error

ARX: Auto- Régressive à variable eXogène

ARMAX: Auto- Régressive à Moyenne Ajustée et variable eXogène

## ***I. 8. CONCLUSION***

Dans ce chapitre, nous avons exposé quelques structures de modèles rencontrées en identification des systèmes.

Quelle que soit la méthode utilisée, le but recherché par l'identification est de trouver les paramètres du modèle à partir des signaux entrée- sortie en vue d'établir des commandes qui répondent aux besoins demandés

La pratique de l'identification nécessite un certain nombre de choix à faire :

- ❖ Choix de la méthode d'identification
- ❖ Choix de la période d'échantillonnage
- ❖ Choix de la structure de modèle
- ❖ Choix de la complexité et de l'ordre de la structure de modèle

Toutefois les connaissances du système étudié peuvent contribuer énormément à orienter l'expérimentateur dans ses choix.

L'effet de la perturbation aléatoire sur l'identification est très important dans la mesure où celle ci peut grandement altérer la qualité des résultats obtenus et rend parfois l'utilisation des données expérimentales impossible.

L'utilisation des différentes structures de modèles permet d'englober plusieurs formes: " modèle + perturbation " ce qui permet une meilleure recherche du modèle représentant au mieux le système réel.

## **CHAPITRE II :**

# **MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

## II. 1. INTRODUCTION

On s'intéressera à l'obtention de la fonction de transfert de la machine asynchrone à partir de la mise en équations dans le référentiel de PARK. Cette approche du problème de la modélisation permettra par la suite la détermination des paramètres de la machine asynchrone obtenus par les structures de modèles utilisées en identification.

## II. 2. MISE EN EQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE

### II. 2. 1. Description

La machine asynchrone est représentée sur la figure (II-1-) :

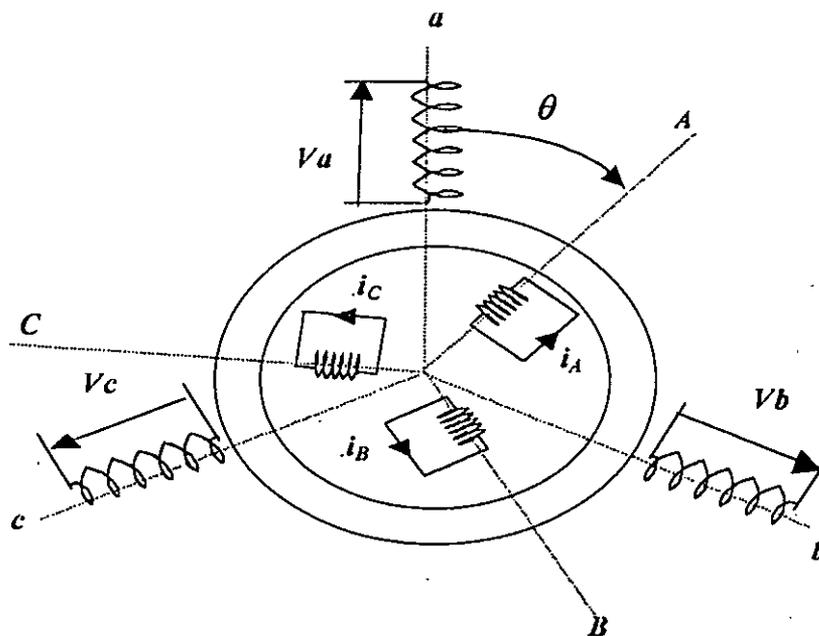


Figure-II-1- : Représentation de la machine asynchrone

### ***Hypothèses simplificatrices***

- Les circuits magnétiques ne sont pas saturés et sont parfaitement feuilletés.
- Les harmoniques spatiaux supérieurs ou inférieurs du champ magnétique sont négligés.
- Seuls les enroulements sont parcourus par des courants dont la densité est supposée uniforme dans la section des conducteurs, (on néglige l'effet pelliculaire).
- La répartition des forces magnétomotrices dans l'espace est sinusoïdale (on ne tiendra compte que du fondamental).
- La denture des armatures magnétiques est négligée.
- Les harmoniques temporels supérieurs des courants sont négligés.

### ***II. 2. 2. Equations aux tensions***

Dans les conditions citées ci-dessus, les tensions statoriques et rotoriques, représentées sur la figure (II-1) sont exprimées par :

***Au stator :***

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (II-1)$$

***Au rotor :***

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \end{bmatrix} \quad (II-2)$$

Les équations de fonctionnement de la machine sont données par les deux relations matricielles suivantes :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + \frac{d}{dt} ( [L_{sr}] [i_{ABC}] ) \\ [0] = R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} ( [L_{sr}]^T [i_{abc}] ) \end{cases} \quad (II-3)$$

avec :

- $L_{aa}$  : Inductance propre d'une phase statorique ;
- $L_{AA}$  : Inductance propre d'une phase rotorique ;
- $L_{ab}$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques ;
- $L_{AB}$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques ;
- $L_{aA}$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix}; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix} \quad (II-4)$$

$$[L_{sr}] = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II-5)$$

On voit bien que le système d'équations (II-3) est à coefficients variables dépendant de  $\theta$ . Sa résolution analytique dans ce repère reste très complexe.

### II. 3. MODELE DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Afin d'aboutir à un modèle mathématique simple, nous utilisons des transformations orthogonales. Nous obtenons donc, des équations plus simples par des changements de variables appropriés. Parmi ces transformations, nous utiliserons celle de **PARK**.

La figure (II-2) représente clairement cette transformation des axes réels « a, b, c » aux axes « d et q ».

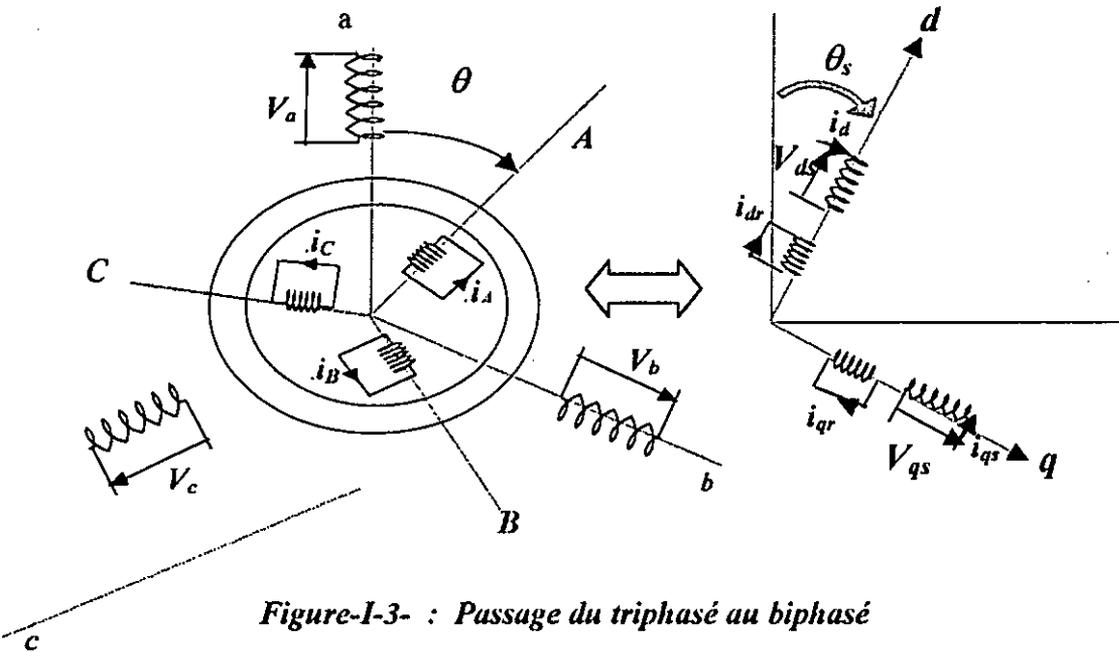


Figure-I-3- : Passage du triphasé au biphasé

### II. 3. 1. Transformation de PARK

Cette transformation est définie par sa matrice  $[A(\theta)]$  telle que :

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{III-6}$$

Les courants et les tensions se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [i_{dq}] = [A] [i_{abc}] \\ [V_{dq}] = [A] [V_{abc}] \\ [\phi_{dq}] = [A] [\phi_{abc}] \end{cases} \quad (II-7)$$

Les vecteurs  $[i_{dq}]$ ,  $[V_{dq}]$  et  $[\phi_{dq}]$  sont les vecteurs obtenus par la transformation de **PARK** à partir des vecteurs réels  $[i_{abc}]$ ,  $[V_{abc}]$  et  $[\phi_{abc}]$ .

La matrice de **PARK** écrite sous cette forme est orthogonale ce qui conduit à l'égalité des valeurs efficaces des grandeurs physiques dans les deux repères, ce qui mène à la conservation de la puissance pour ce changement de repère.

L'orthogonalité nous permet d'écrire :

$$[A(\theta)]^{-1} = [A(\theta)]^T \quad (II-8)$$

Donc :

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II-9)$$

## II. 3. 2. Application de la transformation de **PARK** à la machine asynchrone

### II. 3. 2. 1. Equations des tensions

pour une vitesse synchrone, l'équation statorique peut encore s'écrire sous la forme [9] :

$$\overline{v_s} = r_s \overline{i_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} + \omega \overline{\phi_s} \quad (II-10)$$

En appliquant la transformation de PARK a l'équations (II-10) , nous obtenons le système suivant:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega \phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega \phi_{ds} \end{aligned} \quad (II-11)$$

parallèlement les équations pour le rotor peuvent s'écrire de la même façon que pour le stator

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_e \phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_e \phi_{dr} \end{aligned} \quad (II-12)$$

du moment que toutes les variables sont ramenées au stator, quand le rotor tourne à une vitesse  $\omega_r$  , les axes d-q sont fixés sur le rotor tournant à  $(\omega_e - \omega_r)$  relative à une rotation synchrone de référence [ 9 ]. Alors les équations du système s'écrivent

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \phi_{dr} \end{aligned} \quad (II-13)$$

### II. 3. 2. 2. Equations des flux

En considérant la décomposition des flux et courants statoriques et rotoriques, il vient

$$\begin{cases} \phi_s = \phi_{ds} + j\phi_{qs} \\ \phi_r = \phi_{dr} + j\phi_{qr} \end{cases} \quad (II-14)$$

$$\begin{cases} i_s = i_{ds} + ji_{qs} \\ i_d = i_{dr} + ji_{qr} \end{cases} \quad (II-15)$$

Comme les expressions des flux statoriques et rotoriques sont aussi fonction des mutuelles inductance, on écrira alors:

$$\begin{cases} \phi_s = L_s i_s + L_M i_r \\ \phi_r = L_r i_r + L_M i_s \end{cases} \quad (II-16)$$

à partir de ces expressions on détermine celles des courants :

$$\begin{cases} i_s = \frac{L_r}{\sigma} \phi_s - \frac{L_M}{\sigma} \phi_r \\ i_r = \frac{L_s}{\sigma} \phi_r - \frac{L_M}{\sigma} \phi_s \end{cases} \quad (II-17)$$

avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_s L_r} ;$$

on remplace dans le système (II-10), les expressions des courants donnés par le système (II-17) et en faisant la somme de  $V_{ds}$  et de  $jV_{qs}$ , on détermine une nouvelle expression du flux statorique :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = -\frac{r_s L_r}{\sigma} \phi_s + \frac{r_s L_M}{\sigma} \phi_r + v_s \quad (II-18)$$

Au synchronisme lorsque  $\omega_e = 0$ , le système (II-13) permet de déterminer l'expression du flux rotorique suivante [ 9 ] :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{r_r L_M}{\sigma} \phi_s - \left( \frac{L_s r_r}{\sigma} + j\omega_r \right) \phi_r \quad (II-19)$$

## II. 4. détermination de la fonction de transfert

A des vitesses constantes (régime permanent), les équations (II-17) , (II-18) , (II-19) représentent le modèle d'un système continu-linéaire-invariant (LTI). Ce type de système permet de déterminer sa fonction de transfert à partir seulement du courant et de la tension statorique. [ 9 ]

De l'expression (II-19), on détermine l'expression du flux rotorique en fonction de celui statorique :

$$\phi_r = \frac{\frac{r_r L_M}{\sigma}}{s + \frac{r_r L_s}{\sigma} - j\omega_r} \phi_s \quad (II-20)$$

on remplace l'expression du flux rotorique dans l'équation (II-16), les expressions des flux rotoriques et statoriques en fonction du courant statorique deviennent :

$$i_s \frac{\frac{s + \frac{r_r L_s}{\sigma} - j\omega_r}{\sigma}}{\frac{L_r}{\sigma} \left[ \left( s + \frac{r_r L_s}{\sigma} - j\omega_r \right) - \frac{r_r L_M^2}{\sigma^2} \right]} = \phi_s \quad (II-21)$$

$$i_s \frac{\frac{r_r L_M}{\sigma}}{\frac{L_r}{\sigma} \left[ \left( s + \frac{r_r L_s}{\sigma} - j\omega_r \right) - \frac{r_r L_M^2}{\sigma^2} \right]} = \phi_r \quad (II-22)$$

on pose  $L_M^2 = L_s L_r - \sigma$  , et on remplace l'expression du flux statorique dans l'équation(II-17) ce qui permettra de déterminer la tension statorique  $V_s$  en fonction du courant statorique  $i_s$

$$v_s = \frac{s^2 + s\left(\frac{r_r L_s}{\sigma} + \frac{r_s L_r}{\sigma} - j\omega_r\right) + \frac{r_s r_r}{\sigma}}{\frac{L_r}{\sigma}\left(s + \frac{r_r L_s}{\sigma} - j\omega_r\right) - \frac{r_r(L_s L_r - \sigma)}{\sigma^2}} i_s \quad (II-23)$$

$$\text{on pose } \begin{cases} A1 = \frac{r_s L_r + r_r L_s}{\sigma} \\ T_r = \frac{L_r}{r_r} \end{cases} \quad (II-24)$$

En remplaçant les expressions  $A1$  et  $T_r$  dans l'expression (II-23) on peut ainsi déterminer la fonction de transfert  $H(s)$  à partir seulement des entrées-sorties du stator,

c'est à dire  $H(s) = \frac{i_s(s)}{v_s(s)}$ .

$$H(s) = \frac{s \frac{L_r}{\sigma} + \frac{L_r}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r\right)}{s^2 + s(A1 - j\omega_r) + \frac{L_r r_s}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r\right)} \quad (II-25)$$

## II. 5. MODELE DISCRET DE LA MACHINE

Nous sommes contraints de traiter le problème de l'identification dans le domaine discret. Pour transformer la fonction de transfert de la machine de forme continue vers celle discrète, on opte pour la formulation de Tustin. La fonction de transfert discrète sera alors:

$$G(q) = \frac{\bar{i}_s(q)}{V_s(q)} = \frac{B_0 + B_1 q^{-1} + B_2 q^{-2}}{1 + A_1 q^{-1} + A_2 q^{-2}} \quad (II-26)$$

$$\text{où: } \begin{cases} A_1 = (2a_{0r}T^2 - 8) / \alpha \\ A_2 = (a_{0r}T^2 - 2a_{1r}T + 4) / \alpha \\ B_0 = (b_{0r}T^2 + 2b_{1r}T) / \alpha \\ B_1 = 2b_{0r}T^2 / \alpha \\ B_2 = (b_{0r}T^2 - 2b_{1r}T) / \alpha \end{cases}$$

$$\text{avec: } \alpha = a_{0r}T^2 + 2a_{1r}T + 4$$

remarque:

- $a_{0r}$ ,  $a_{1r}$  et  $b_{0r}$  représentent la partie réelle des coefficients  $a_0$ ,  $a_1$  et  $b_0$  : coefficients de la fonction de transfert continue  $H(s)$ .

Il est trivial de déterminer les paramètres physiques de la machine par les expressions suivantes. Cependant, cela n'est pas notre objectif, puisque le but de notre travail concerne seulement la comparaison des structures de modèles appliquées en identification .

$$a_{0r} = \frac{4}{T^2} \frac{1 + A_1 + A_2}{1 - A_1 + A_2} \quad (II-27)$$

$$a_{1r} = \frac{4}{T} \frac{1 - A_2}{1 - A_1 + A_2} \quad (II-28)$$

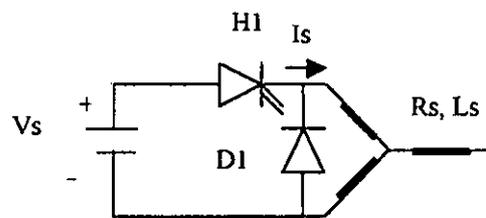
$$b_{0r} = \frac{8}{T^2} \frac{B_0 + B_2}{1 + A_1 + A_2} \quad (II-29)$$

$$b_1 = \frac{4}{T} \frac{B_0 - B_2}{1 - A_1 + A_2} \quad (II-30)$$

## II. 6. RELEVES EXPERIMENTAUX:

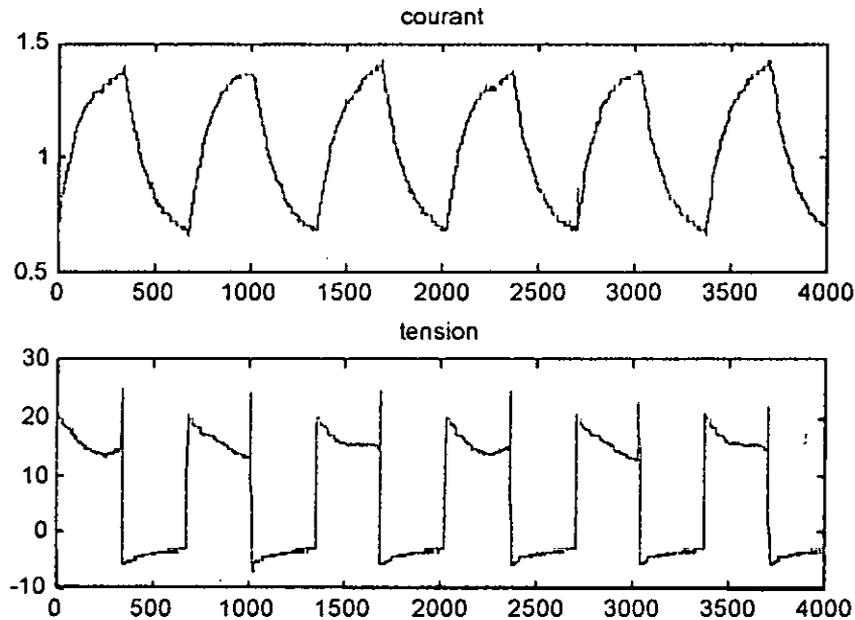
L'entrée du système est la tension appliquée aux enroulements statoriques tandis que la sortie du système est le courant statorique.

Les tests ont été exécutés en appliquant les signaux d'entrée périodiques fournis par le hacheur en augmentant progressivement la largeur de la bande de sorte qu'un nombre croissant de modes structuraux soient excités, fig.( II-3). [ 14]



FigII-3: Montage expérimental utilisé lors des essais

Le principal aspect concernant les essais est que les enroulements de la machine soient couplés en étoile, ce qui simplifie la procédure d'identification et réduit le système multivariable en un simple système SISO (simple entrée- simple sortie ). [ 14 ] Le relevé expérimental traduisant le modèle SISO est représenté à la figure II-4. Ceci servira à l'estimation paramétrique du modèle à partir d'un nombre varié de structures.



Figure(II-4): relevé expérimental des signaux entrée / sortie

## Conclusion

La modélisation de la machine asynchrone est une étape très importante dans la mesure où elle permet par la suite l'obtention de la fonction de transfert de la machine ce qui permettra entre autre l'orientation de l'expérimentateur dans le choix de l'ordre de la structure de modèle.

La détermination de la fonction de transfert discrète peut s'effectuer à partir de la fonction de transfert continue par plusieurs techniques (transformation bilinéaire de TUSTIN par exemple), cela permettra la détermination de tous les paramètres de la fonction de transfert du système.

La procédure utilisée lors des essais expérimentaux (essai sur machine à l'arrêt) est très avantageuse comparée aux essais dynamiques surtout pour les machines de grande puissance qui nécessitent des plates-formes d'essai et de contrôle.

## **CHAPITRE III :**

# **COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS A PARTIR DES STRUCTURES DE MODELES**

### **III. 1. INTRODUCTION**

Le choix de la structure de modèle est important comme le choix du modèle physique dans l'application de l'identification; ce modèle doit être le meilleur possible.

La validité des résultats obtenus par les différentes structures doit porter essentiellement sur:

- La qualité des paramètres estimés du modèle grâce aux coefficients d'Akaiké et les écarts sur les paramètres.
- La comparaison des signaux de sortie simulés avec ceux expérimentaux.

### **III. 2. Paramètres identifiés échantillonnés à partir des structures de modèles**

Les résultats de l'identification à partir des cinq structures de modèles sont donnés dans le tableau (3).

| Structure de modèle  | Ordre du modèle   | Fonction de transfert discrète   |
|--|---|--|
| <p><b>ARX</b></p> <p>Auto Regressive with EXternal input</p>                     | <p>NA = 1<br/>NB = 2<br/>NK = 2</p>                       | <p>B =</p> <p>1.0e-003 *</p> <p>coefficients 0 0 0.8640 -0.5560<br/>écarts 0 0 0.2625 0.2643</p> <p>A =</p> <p>Coefficients 1.0000 -0.9923<br/>écarts 0 0.0013</p> <p>Loss FCN = 7.0465e-005<br/>FPE = 7.088e-005</p>  |
| <p><b>ARMAX</b></p> <p>Auto Régressive à Moyenne Ajustée et variable eXogène</p> | <p>NA = 1<br/>NB = 2<br/>NC = 1<br/>NK = 1</p>            | <p>B =</p> <p>1.0e-003 *</p> <p>coefficients 0 0.8496 -0.6271<br/>écarts 0 0.0780 0.0775</p> <p>A =</p> <p>Coefficients 1.0000 -1.2559 0.2609<br/>écarts 0 0.0141 0.0140</p> <p>C =</p> <p>Coefficients 1.0000 -0.8378<br/>écarts 0 0.0154</p> <p>Loss FCN = 6.1428e-005<br/>FPE = 6.1665e-005</p>   |
| <p><b>BJ</b></p> <p>BOX-JENKINS</p>  | <p>NB = 2<br/>NC = 2<br/>ND = 2<br/>NF = 2<br/>NK = 1</p> | <p>B =</p> <p>1.0e-003 *</p> <p>coefficients 0 0.8904 -0.6704<br/>écarts 0 0.2388 0.1764</p> <p>F =</p> <p>coefficients 1.0000 -1.2335 0.2384<br/>écarts 0 0.3176 0.3155</p> <p>C =</p> <p>coefficients 1.0000 -0.3229 -0.2437<br/>écarts 0 0.0602 0.0480</p> <p>D =</p> <p>coefficients 1.0000 -0.6906 -0.3030<br/>écarts 0 0.0484 0.0484</p> <p>Loss FCN = 5.0028e-005<br/>FPE = 5.1099e-005</p> |

|   |   |   |              |   |        |         |        |   |        |        |              |        |         |        |        |   |        |        |
|---|---|---|--------------|---|--------|---------|--------|---|--------|--------|--------------|--------|---------|--------|--------|---|--------|--------|
| <p style="text-align: center;"><b>OE</b></p> <p style="text-align: center;">Output Error</p>            | <p style="text-align: center;">NA = 2<br/>NB = 2<br/>NK = 1</p> | <p>B =</p> <p style="text-align: right;">1.0e-003 *</p> <table style="width: 100%;"> <tr> <td>coefficients</td> <td>0</td> <td>0.7645</td> <td>-0.5378</td> </tr> <tr> <td>écarts</td> <td>0</td> <td>0.0461</td> <td>0.0466</td> </tr> </table> <p>F =</p> <table style="width: 100%;"> <tr> <td>coefficients</td> <td>1.0000</td> <td>-1.2799</td> <td>0.2848</td> </tr> <tr> <td>écarts</td> <td>0</td> <td>0.0026</td> <td>0.0025</td> </tr> </table> <p>Loss FCN = 7.0186e-005<br/>FPE = 7.0851e-005</p> | coefficients | 0 | 0.7645 | -0.5378 | écarts | 0 | 0.0461 | 0.0466 | coefficients | 1.0000 | -1.2799 | 0.2848 | écarts | 0 | 0.0026 | 0.0025 |
| coefficients  | 0   | 0.7645  | -0.5378      |   |        |         |        |   |        |        |              |        |         |        |        |   |        |        |
| écarts  | 0   | 0.0461  | 0.0466       |   |        |         |        |   |        |        |              |        |         |        |        |   |        |        |
| coefficients  | 1.0000  | -1.2799   | 0.2848       |   |        |         |        |   |        |        |              |        |         |        |        |   |        |        |
| écarts  | 0   | 0.0026  | 0.0025       |   |        |         |        |   |        |        |              |        |         |        |        |   |        |        |
| <p style="text-align: center;"><b>IV4</b></p> <p style="text-align: center;">Variable Instrumentale</p> | <p style="text-align: center;">NA = 2<br/>NB = 2<br/>NK = 1</p> | <p>B =</p> <table style="width: 100%;"> <tr> <td>coefficients</td> <td>0</td> <td>0.0010</td> <td>-0.0008</td> </tr> <tr> <td>écarts</td> <td>0</td> <td>0.0002</td> <td>0.0002</td> </tr> </table> <p>A =</p> <table style="width: 100%;"> <tr> <td>Coefficients</td> <td>1.0000</td> <td>-1.2153</td> <td>0.2206</td> </tr> <tr> <td>écarts</td> <td>0</td> <td>0.0377</td> <td>0.0375</td> </tr> </table> <p>Loss FCN = 5.911e-005<br/>FPE = 5.9714e-005</p>   | coefficients | 0 | 0.0010 | -0.0008 | écarts | 0 | 0.0002 | 0.0002 | Coefficients | 1.0000 | -1.2153 | 0.2206 | écarts | 0 | 0.0377 | 0.0375 |
| coefficients  | 0   | 0.0010  | -0.0008      |   |        |         |        |   |        |        |              |        |         |        |        |   |        |        |
| écarts  | 0   | 0.0002  | 0.0002       |   |        |         |        |   |        |        |              |        |         |        |        |   |        |        |
| Coefficients  | 1.0000  | -1.2153   | 0.2206       |   |        |         |        |   |        |        |              |        |         |        |        |   |        |        |
| écarts  | 0   | 0.0377  | 0.0375       |   |        |         |        |   |        |        |              |        |         |        |        |   |        |        |

Tableau3: paramètres discrets identifiés

### III. 2. 1. Critères statistiques (LOSS FCN et FPE'AKAIKE):

Les valeurs des deux critères statistiques obtenues pour chaque structure de modèle (tableau (3)) sont très faibles ( de l'ordre de  $10^{-5}$ ), ceci montre bien la validité des résultats obtenus. Cependant celles des structures BJ, IV4 et ARMAX sont meilleures que celles de ARX et OE.

L'expression du critère *FPE* est donnée par:

$$FPE = \frac{1 + P/N}{1 - P/N} J$$

avec:

*N*: nombre de points enregistrés des signaux entrée/sortie

*P*: dimension du vecteur des paramètres à estimer

*J*: critère à minimiser ( LOSS FCN )

Plus la valeur du critère *FPE* est petite, plus le modèle est bon.

Cela montre bien, une fois de plus, l'importance que prend le bruit de mesure dans l'identification; en effet les structures de modèles BJ, IV4, et ARMAX présentent toute une structure qui prend en compte la description des caractéristiques du bruit contrairement aux structures ARX et OE qui manquent de souplesse envers la description des caractéristiques du bruit de mesure.

### III. 3. Pôles des fonctions de transfert discrètes

Les pôles des fonctions de transfert discrètes identifiés sont donnés au tableau (4)

| Structures | Valeurs propres                                    |
|------------|--|
| ARX        | $\lambda_1=9.92e-001$                              |
| ARMAX      | $\lambda_1=9.9316e-001$<br>$\lambda_2=2.6269e-001$ |
| BJ         | $\lambda_1=9.9352e-001$<br>$\lambda_2=2.3994e-001$ |
| OE         | $\lambda_1=9.9315e-001$<br>$\lambda_2=2.8680e-001$ |
| IV4        | $\lambda_1=9.9325e-001$<br>$\lambda_2=2.2206e-001$ |

Tableau (4): pôles échantillonnés

Les valeurs propres ou pôles échantillonnés sont à partie réelle positive, ce qui assure que le système physique est stable. De plus les structures de modèles donnent des pôles échantillonnés sensiblement égaux.

Pour la structure de modèle ARX, un de ses pôles échantillonnés déterminés auparavant est négatif. Ceci n'a pas de réalité physique.

Cependant pour remédier à cet inconvénient, l'ordre du modèle doit être dégradé de 1, nous obtenons ainsi un modèle d'ordre 1.

L'identification par cette structure appliquée à un modèle d'ordre 1 a donné de meilleurs résultats que précédemment et la valeur propre obtenue est comparable à celle des autres structures. Ce qui montre que la valeur propre prépondérante est la même pour toutes les structures de modèles

### III. 3. Comparaison entre les sorties simulées et celles expérimentales

Après avoir obtenu les paramètres des fonctions de transfert discrètes, on déterminera les sorties simulées pour chaque structure de modèle.

Les comparaisons entre les signaux de sortie simulés et ceux expérimentaux sont données aux figures ( III-1 à III-5 ).

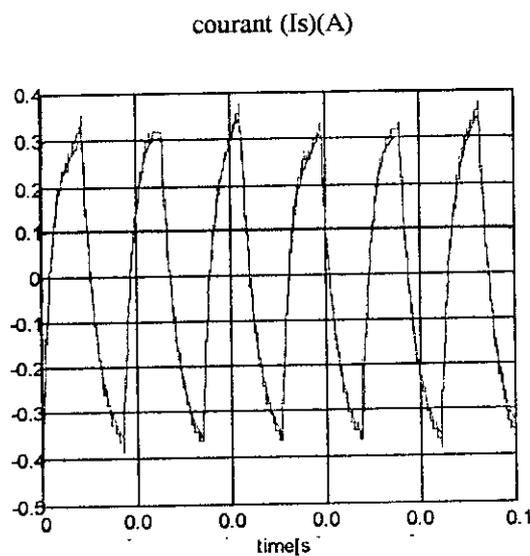


Fig.III.1 : comparaison entre les sorties simulées (.) et celles expérimentales (-) pour le modèle ARMAX

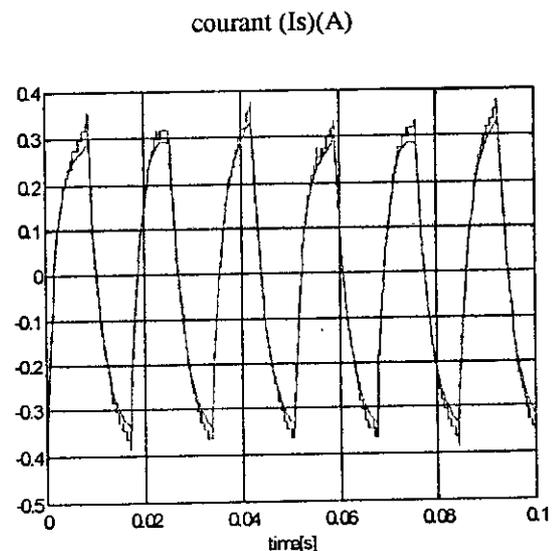


Fig.III.2 : comparaison entre les sorties simulées (.) et celles expérimentales (-) pour le modèle ARX

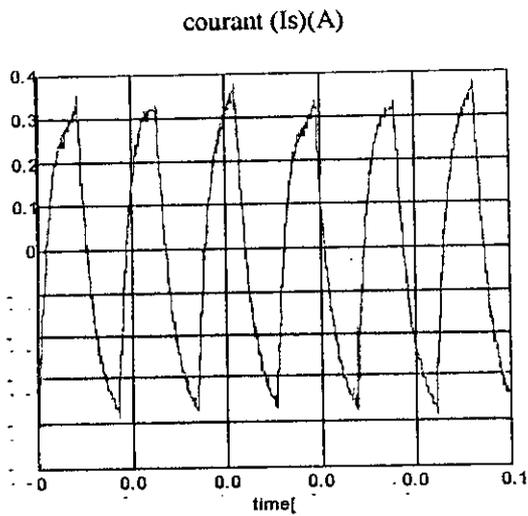


Fig.III.3 : comparaison entre les sorties simulées (.) et celles expérimentales (-) pour le modèle BJ

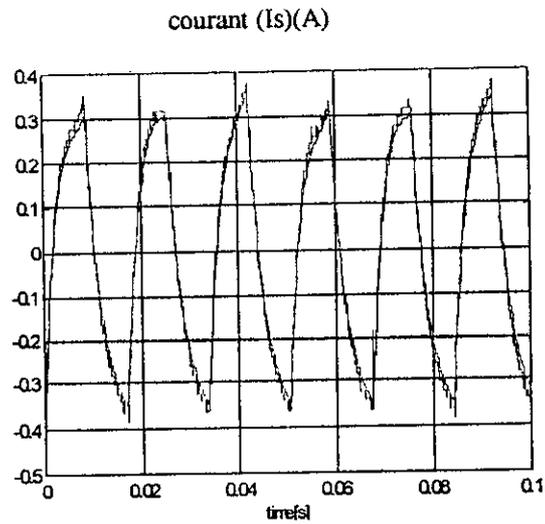


Fig.III.4 : comparaison entre les sorties simulées (.) et celles expérimentales (-) pour le modèle IV4

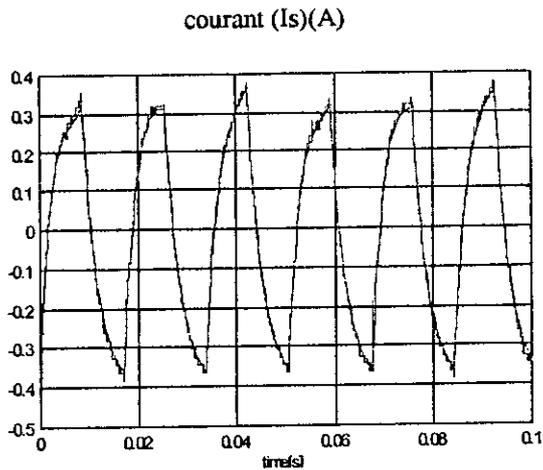


Fig.III.5 : comparaison entre les sorties simulées (.) et celles expérimentales (-) pour le modèle OE

Le tracés des signaux de sortie mesurés et ceux simulés par les différentes structures de modèle pour le même signal d'entrée (fig 1,2,3,4 et 5) permet de vérifier la validité du modèle obtenu. Les cinq structures de modèles offre une bonne concordance entre les sorties expérimentales et celles simulées. La différence existante et notamment pour la structure ARX est essentiellement due au bruit de mesure qui entache les sorties simulées à cause de la dégradation du modèle .

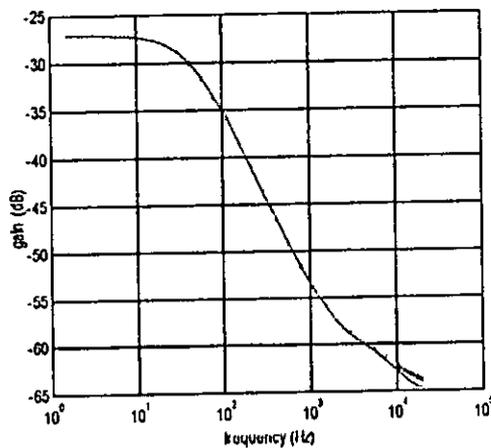
### III. 5. COMPARAISON ENTRE LES FONCTIONS DE TRANSFERT DISCRETES ET CONTINUES DES DIFFERENTES STRUCTURES DE MODELES

Le passage du domaine discret au domaine continu revêt une importance capitale dans l'identification paramétrique.

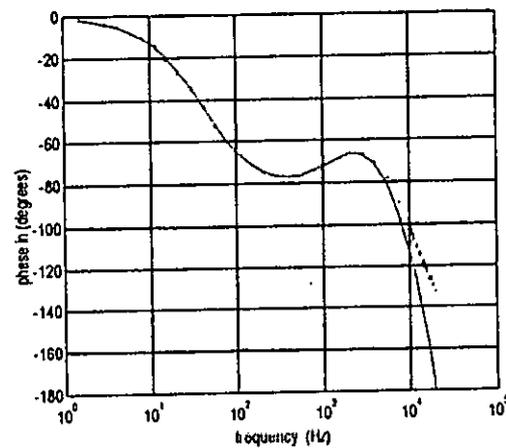
La comparaison entre les fonctions de transfert discrètes et celles continues (gain et phase) montre bien la validation du passage du domaine discret par rapport à celui continu (application de la transformation bilinéaire de Tustin), mais aussi l'importance de la vérification du théorème de Shannon.

Cependant, un léger écart apparaît dans les hautes fréquences. Les figures (III-6 à III-15) représentent la comparaison entre les gains et les phases des modèles discrets et continus.

#### III. 5. 1. STRUCTURE ARMAX

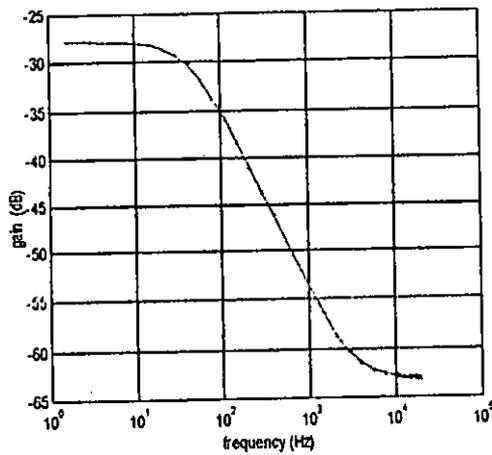


FigIII-6: comparaison entre les gains des fonctions de transfert discrète(.) et continue(-)

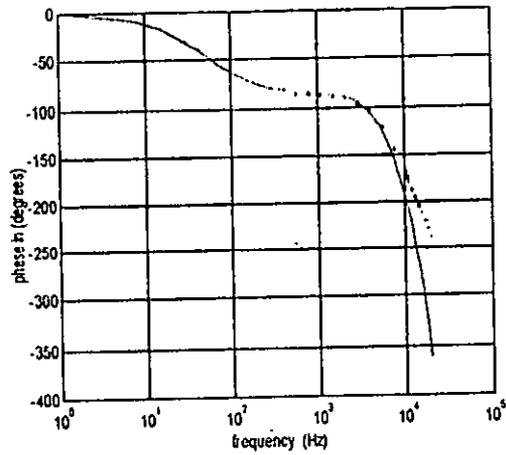


FigIII-7: comparaison entre les phases des fonction de transfert discrète(.) et continue(-)

### III. 5. 2. MODELE ARX

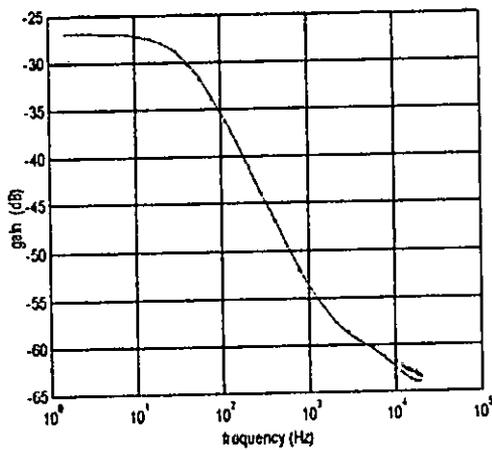


FigIII-8: comparaison entre les gains fonctions de transfert discrète(.) et continue(-)

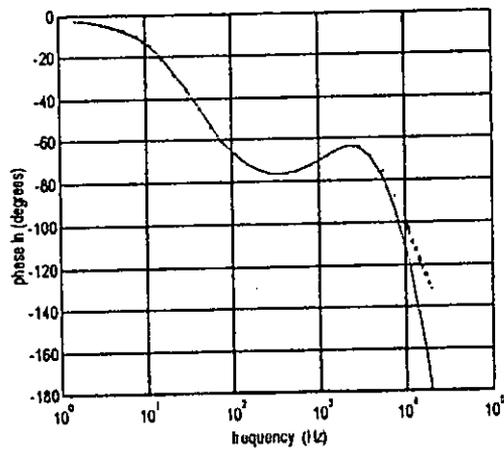


FigIII-9: comparaison entre les phases des fonction de transfert discrète(.) et continue(-)

### III. 5. 3. MODELE BJ

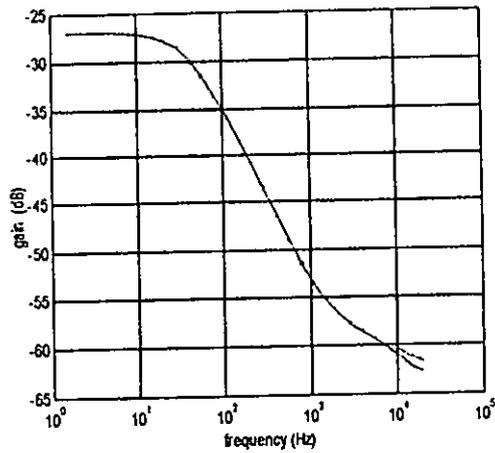


FigIII-10: comparaison entre les gains fonctions de transfert discrète(.) et continue(-)

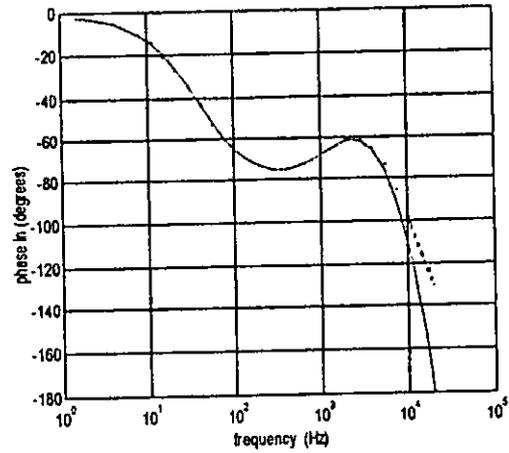


FigIII-11: comparaison entre les phases des fonction de transfert discrète(.) et continue(-)

**III. 5. 4. MODELE IV4**

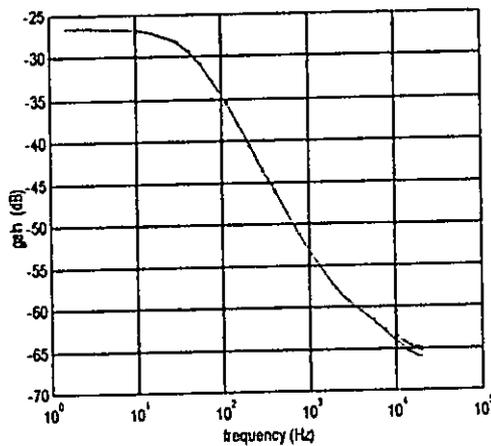


**FigIII-12:** comparaison entre les gains fonctions de transfert discrète(.) et continue(-)

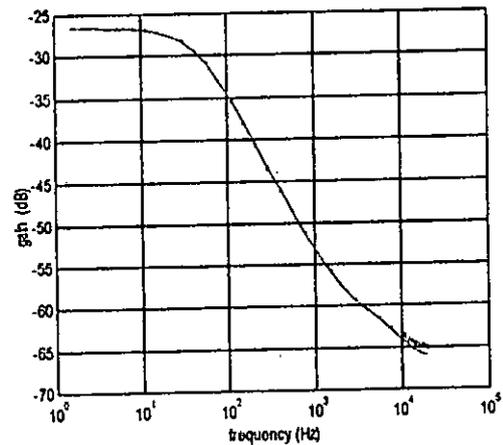


**FigIII-13:** comparaison entre les phases des fonction de transfert discrète(.) et continue(-)

**III. 5. 4. STRUCTURE DE MODELE OE :**



**FigIII-14:** comparaison entre les gains fonctions de transfert discrète(.) et continue(-)



**FigIII-15:** comparaison entre les phases des fonction de transfert discrète(.) et continue(-)

## **CONCLUSION**

La validation des résultats obtenus représente l'ultime étape de l'identification, elle est effectuée grâce à différentes techniques ( graphiques , statistiques , et simulation ).

Les résultats obtenus par les différentes structures de modèle confirment bien l'importance que prend le bruit de mesure dans l'identification : les structures de modèles prenant en compte les caractéristiques du bruit de mesure permettent d'obtenir de meilleurs résultats que pour les autres structures

## ***CONCLUSION GENERALE***

L'identification des systèmes reste un domaine très vaste auquel beaucoup de problèmes sont liés: la campagne de mesures et donc d'acquisition des données, les choix concernant la période d'échantillonnage, le type de méthode d'optimisation à employer ou la complexité de la structure de modèle à adopter peuvent être remis en cause en fonction des résultats obtenus.

L'organisation de l'identification doit reposer sur une structure rigide ( jeu de mesures, modèle de connaissance, structure de modèle d'identification ).

La modélisation de la machine et par suite la détermination de la fonction de transfert discrète permettent un choix adéquat de l'ordre des structures de modèle à employer. Cela permet aussi l'obtention de tous les paramètres de la machine asynchrone.

L'utilisation de différentes structures de modèles permet la confrontation des résultats obtenus par ces structures ( en utilisant plusieurs méthodes et tests de validation) afin de déterminer les structures les plus aptes à représenter le système physique.

Les résultats obtenus par l'identification montrent bien que les structures qui prennent en considération la description des caractéristiques des perturbations ( ARMAX, BJ et IV4 ) sont plus aptes à décrire le système physique par rapport aux autres structures employées (ARX et OE ). Cependant cela n'est en aucune manière un résultat à généraliser: des structures comme ARX et OE peuvent très bien convenir à un autre système ou même pour un autre jeu de mesures que les structures IV4, ARMAX et BJ.

L'utilisation d'un filtrage de données aurait certainement amélioré la qualité des résultats obtenus et notamment ceux des structures ARX et OE

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [ 1 ]: IUNG (C) - FAUCHER (J) - TOUHAMI (O) - KHENFER (N) - REZZOUG (A)  
Identification paramétrique- application aux machines électriques  
Gréco- G.D.R. conception de dispositifs et systèmes électrotechniques - journée du  
8/6/1993
- [ 2 ]: TOUHAMI (O) - GUESBAOUI (H) - IUNG ( R )  
Parameter identification of electrical machines  
International journal of power and energy systems, Vol. 14 n°1,1994, pp. 22-26
- [ 3 ]: TOUHAMI (O) - GUESBAOUI (H) - IUNG ( R )  
Towards a real-time Parameter Identification Methodology for Electrical Machines  
Stockholm power tech-conference pp. 91-96
- [ 4 ]: TOUHAMI (O) - GUESBAOUI (H) - IUNG ( R )  
Synchronous Machine Parameter Identification by Multitime Scale Technique  
IEEE transactions on industry applications, vol 30 n°5 -1994-
- [ 5 ]: TOUHAMI (O) - IBTIOUEN ( R ) - GUESBAOUI (H)  
Model structures used in parametric Identification for SISO systems: Application to  
synchronous machine  
CESA'96 imacs multiconference, Lille-France, july 9-12, 1996 - pp. 921-926
- [ 6 ]: SODERSTROM (T) - BENGT (C) - BIGI (S)  
Least squares parameter estimation of continuous- time arx models from discrete - time  
data  
IEEE Transaction on Automatic Control vol 42 , n°05 , may 1997, pp.659-672
- [ 7 ]: FAURRE (P) - ROBIN (M)  
Eléments d'automatique. Editions DUNOD - 1994 -
- [ 8 ]: LANDAU (I-D)  
Identification et commande des systèmes. Editions HERMES - 1993 -
- [ 9 ]: TOUHAMI (O)  
Contribution à l'identification paramétrique des machines électriques  
thèse de doctorat d'Etat ENP- 1994
- [ 10 ]: WALTER (E) - PRONZATO (L)  
Identification de modèles paramétriques à partir de données expérimentales  
Edition MASSON - 1994 -
- [ 11 ]: BORNE (P) - DAUPHIN-TANGUY (G) - RICHARD (J-P) - ROTELLA (F) -  
ZAMBETTAKIS (I) : Modélisation et identification des processus T2.  
Edition TECHNIP - 1993 -

[ 12 ]: FOULARD (C) - GENTIL (S) - SANDREZ (J-P)  
Commande et régulation par ordinateur numérique. Edition EROLLES - 1987 -

[ 13 ]: LJUNG (L)  
System Identification: theory for the user  
PTR Prentice-Hall information and system science series - 1987-

[ 14 ]: TOUHAMI (O) - IBTIOUEN (R) - GUECHTOULI (A) - IJUNG (C)  
Identification of SISO systems : Applications to an induction machine  
Conf record of IEEE - IAS ( accepté ) ROME 2000

## ملخص

نقدم في هذا العمل أهم الخصاص المتعلقة بتشخيص الأنظمة . الصعوبات الموجودة في هذا الميدان و المتعلقة خصوصا بإختيار دور العينات و كذلك إختيار نوع إشارة التحريض أو إختيار نمط النموذج الذي سيستعمل في التشخيص كانت محل دراسة شاملة .

النتائج و التحليلات الناجمة عن تطبيق عدة أنماط من النماذج على محرك لاتزامني معروضة و ذلك بعد التحقق هذه النتائج بإستعمال عدة طرق مختلفة .

الكلمات المفتاحية:

التشخيص-أنماط النماذج-محرك لاتزامني-تشويشات القياس

résumer

dans ce travail nous avons présenter les différents aspects de la pratique de l'identification ainsi que les différents problème qui la caractérise.

les problème tel que le choix des signaux d'excitation, le choix de la période d'échantillonnage où bien le choix de la structure de modèle ont été aborder.

l'utilisation de plusieurs structure de modèle appliquer à une machine asynchrone est aussi présenter et cela en utilisant plusieurs méthodes de validation des résultats.

mots clés

identification, structures de modèles, perturbations, modèle stochastique

abstract

in thiswork we have present the different aspects of the practise of identification problems as choice of excitation signals, the choice of the period of sampling or the choice of the model structure have been landed

the use of severl model structure to apply to an asynchrinous machine is also to present and that after using several methods of validation of theresults obtaine

key words

identification-model structures-stochastic model- noise effect-prametric estimation