

20/97

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



D.E.R GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE .
DEPARTEMENT: ELECTROTECHNIQUE .

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

SUJET
MODELISATION & IDENTIFICATION
NON LINEAIRE DES PARAMETRES
STATIQUES D'UNE MACHINE
ASYNCHRONNE PAR LA METHODE
DU MODELE

Etudié par :

M^M : SERRAT YUCEF
 BELABBAS FOUJIL

Proposé & dirigé par :

S.MEKHTOUB

PROMOTION
JUILLET 1997

E.N.P. 10, Avenue Hassen Badi. EL-Harrach . ALGER

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



D.E.R GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE .
DEPARTEMENT: ELECTROTECHNIQUE .

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

SUJET
**MODELISATION & IDENTIFICATION
NON LINEAIRE DES PARAMETRES
STATIQUES D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE PAR LA METHODE
DU MODELE**

Etudié par :

M^M : SERRAT YUCEF
BELABBAS FOUJIL

Proposé & dirigé par :

S.MEKHTOUB

PROMOTION
JUILLET 1997

E.N.P. 10, Avenue Hassen Badi. EL-Harrach . ALGER

AUANT-PROPOS



Les travaux que nous présentons dans ce mémoire ont été effectués au Laboratoire d'électrotechnique (E.N.P) de l'école nationale polytechnique

Il nous est très difficile d'exprimer en quelques mots tous ce que nous devons à Monsieur S.MERTOUZ, Chargé de cours à l'école Nationale Polytechnique d'EL-HARRACH. Qu'il soit remercié pour avoir d'érigé notre projet de fin d'étude et sa grande compétence scientifique et ses conseils et suggestions très appréciés.

Nous tenons à exprimer notre reconnaissance à Monsieur R. Abtiouane & O. Touhami pour l'aide qu'ils nous ont apportée pour réaliser ce mémoire.

Nous adressons nos sincères remerciements à Messieurs les membres de jury, qui nous ont fait l'honneur de juger ce travail.

Sans oublier d'exprimer nos remerciements à tous nos amis, et tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin. En particulier, Ahmed, Abderahmane, Idriiss, Soufian, Chabane, Nabil.

Que les enseignants qui ont contribué à notre formation reçoivent notre gratitude.

Youcef & Foudib.

DEDICACE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

JE DEDIE CE MODESTE TRAVAIL :

A mes chers parents, auxquels je doit tout le respect et toute la reconnaissance pour leurs sacrifices et compréhension qui m'ont permis de surmonter tout les obstacles que j'ai recentré tout au long de ma vie.

A mon frère ALI pour leur soutien morale, leur gentillesse et leur aides durant mes études.

A mes frères et soeurs pour leurs encouragements, leurs attention à mon bonheur.

A toute ma famille.

A tous mes amis durant toutes mes années études pour leurs collaborations et générosités.

A tous ceux qui me sont chers.

A toi ...

BELLABBASS FOUDIL



DEDICACES

*P*our le modeste travail que j'ai effectué, il me revient de le dédier à ma très chère mère et à mon père, qui par leur affection et leur dons précieux dont ils n'ont pas cessés d'offrir, je leur témoigne par l'occasion mon amour éternel.

*A*ussi, sans oublier ma bien aimée petite famille mes soeurs (Samia, son époux et leur enfants, Nadia) et mes frères (Soufiane, Lyamine, Rafik et Karim).

A toute ma famille que j'estime beaucoup .

A mes collègues et amis qui ont contribué à la réalisation de ce mémoire de près ou de loin. De leurs aides et compréhension qui m'ont permis d'achever mon modeste humble travail.

*E*nfin, à tout ceux qui ont su m'aimer.

JERBAÏ YOUSSEF.

SOMMAIRE



*« Lorsqu'un théoricien trouve un résultat nouveau,
personne n'y croit sauf lui! lorsqu'un expérimentateur
trouve un résultat nouveau, tout le monde y croit sauf
lui! ».*

JEAN LEMAITRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	page 1
----------------------------	-----------

CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I-1 Introduction	5
I-2 Description de la machine asynchrone	5
I-3 Modélisation	6
I-4 Equation électrique	7
I-5 Transformation de park	8
I-5-1 Equation des tensions	12
I-5-2 Choix du référentiel	12
I-6 Modélisation sous forme d'équation d'état	14
I-7 Etude de la sensibilité du modèle aux paramètres de la machine	15
I-7-1 Influence des paramètres électriques	15
I-7-1-1 Influence de la résistance statorique R_s	15
I-7-1-2 Influence de l'inductance statorique L_s	16
I-7-1-3 Influence de l'inductance rotorique L_r	16
I-7-1-4 Influence de la résistance rotorique R_r	16
I-7-2 Influence des paramètres mécaniques	16
I-7-2-1 Influence du moment d'inertie	16
I-8 Conclusion.....	20

CHAPITRE II : TECHNIQUE D'IDENTIFICATION

II-1 Introduction	22
II-2 Principe d'identification	22
II-3 Méthodologie classique	24
II-4 Les différentes pertes des machines asynchrone	24
II-4-1 Pertes constantes	24
II-4-2 Pertes en charge	24
II-4-3 Pertes supplémentaires en charge	24
II-5 Identification par la méthode du modèle	25
II-5-1 Introduction	25
II-5-2 Principe	26
II-5-3 Minimisation du critère	27
II-6 Etude des différentes méthodes d'optimisations	27
II-6-1 méthode de Gauss-Newton	28
II-6-2 Méthode de Newton-Raphson	30
II-6-3 Méthode de Levenberg-Marquardt	31
II-7 Conclusion	34

CHAPITRE III : SCHEMAS EQUIVALENTS

III-1 Introduction	36
III-2 Problème	36
III-3 Schéma équivalentes par phase de la M.A.S	36
III-3-1 Schéma par phase 'réaliste' de la M.A.S	36
III-3-2 Schéma équivalente ramené au primaire	37
III-3-3 Schéma équivalente à flux de fuite secondaire nul	38
III-3-4 Schéma équivalent à flux de fuite primaire nul ($X1=0$).....	38
III-3-5 Schéma équivalent avec circuit magnétisant ramené aux bornes du réseaux	39
III-4 Différents schémas équivalents utilisés pour l'identification	40
III-5 Les essais dans le but de déterminer un schéma équivalent	42
III-5-1 Essai à vide	42
III-5-2 Essai en charge	43
III-5-3 Essai à rotor bloqué ou en court-circuit	43
III-6 Utilisation des ces essais	43
III-7 Conclusion	45

CHAPITRE IV : APPLICATION DE LA METHODE DU MODELE

IV-1 Introduction	47
IV-2 Application sur le modèle de cinq paramètres (5P)	47
IV-3 Procédure de résolution.....	48
IV-4 Les différents algorithmes appliquée	53
IV-4-1 Algorithme de Gauss-Newton	53
IV-4-2 Algorithme de Newton-Raphson	54
IV-4-3 Algorithme de Marquardt-Levenberg	54
IV-5 Description du programme d'identification	56
IV-6 Validation des Algorithmes	58
IV-6-1 Méthode de Gauss-Newton	59
IV-6-2 Méthode de Marquardt-Levenberg	59
IV-6-3 Méthode de Newton-Raphson	60
IV-7 Interprétation des résultats	60
IV-8 Interprétation des courbes	69
IV-9 Conclusion	70
CONCLUSION GENERALE	72
BIBLIOGRAPHIE	75

INTRODUCTION GENERALE



*« Je suis comme un enfant qui joue au bord de la mer : j'ai ramassé un
beau coquillage, mais l'océan de connaissance reste inexploré. »*

ISAAC NEWTON

INTRODUCTION :

La prédétermination des performance d'une machine asynchrone triphasée est basée sur la connaissance d'un schéma électrique équivalent. classique, les élément de ces schémas équivalents sont obtenus à partir des essais particuliers (essais à vides, essais à rotor calé) en faisant des hypothèses simplificatrices. Mais les résultats obtenus sont souvent éloignes de ceux correspondants vraiment au fonctionnement de la machine.

Ces constatations ont conduit de nombreux chercheurs à se pencher sur l'identification paramétrique des machines asynchrones, sous le double aspect, temps diffère et temps réel. Un grand nombre parmi eux font appel à l'automatique moderne , en introduisant des algorithmes d'optimisation non linéaire (du type GAUSS-NEWTON, NEWTON-RAPHSON ET LEVENBERG-MARQUARDT).

Notre travail consiste à effectuer une estimation des éléments des différents schémas équivalents, à partir des relevés en fonctionnement normal.

En premier lieu, nous abordons la modélisation de la machine asynchrone dans le référentiel de R.H.Park. Cette modélisation a été développée sous forme d'équations d'état de façon à pouvoir d'une part, aborder la simulation du fonctionnement de la machine et d'autre part étudier la sensibilité des paramètres sur les grandeurs de sortie (courant, couple, vitesse).

Dans le deuxième chapitre, nous exposons certaines méthodes d'identification basées sur des algorithmes d'optimisation non linéaire (purement mathématique). Dans ces méthodes, il s'agit de minimiser un critère de qualité qui caractérise l'écart entre le comportement du processus et celui de son modèle.

Le troisième chapitre, nous entamons l'étude des différents schémas équivalents ainsi qu'une présentation des essais utilisés pour la détermination des éléments du schéma équivalent.

Le quatrième et dernier chapitre, a été consacré à une application qui exploite la méthode du modèle pour l'identification du schéma équivalent.

CHAPITRE I

**MODELISATION DE
LA MAS**



*« Il n'ya pas de problème, il n'y a que des solutions.
L'esprit de l'homme invente ensuite les problèmes »*

ANDRE GIDE

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I-1 Introduction:

L'aspect modélisation de la machine asynchrone n'est pas nouveau. Au début du siècle, la modélisation d'une machine électrique était surtout basée sur l'élaboration de schémas équivalents.

La machine asynchrone n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation des courants de Foucault et l'effet pelliculaire etc...

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part leurs incidences sur le comportement de la machine est considéré comme négligeable ou du moins dans certaines cas. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Nous commençons donc, dans un premier temps par la description de la machine, puis nous donnerons les équations qui traduisent le modèle réel de la machine asynchrone (machine triphasée) dans le modèle générale de R.H Park.

La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à la sensibilité des paramètres sur les grandeurs de sortie (courant, couple, vitesse) avec leur simulation.

I-2 Description de la machine asynchrone triphasée:

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de machine. Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

La structure électrique du rotor peut être réalisée :

- Soit par un système d'enroulement triphasés (rotor bobiné).
- Soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage d'écureuil).

I-3 Modélisation :

La machine asynchrone triphasée avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte.

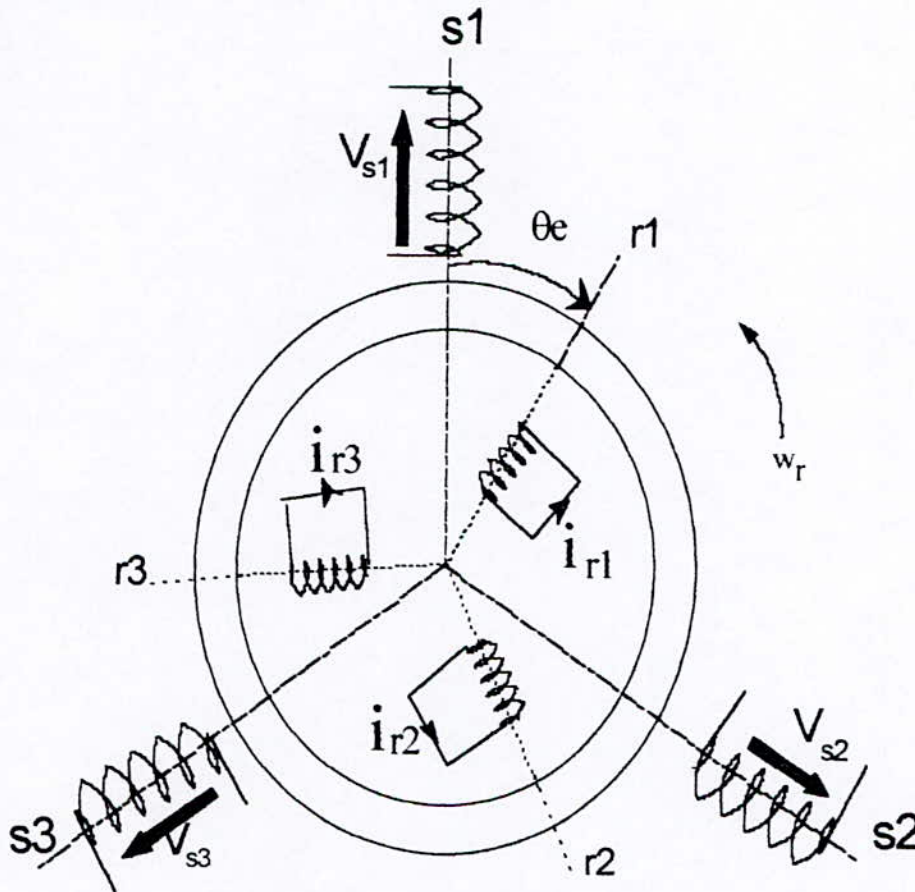


Fig I.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone.

Il est nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes:

- Entre-fer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entre fer.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement est négligé.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut tirer :

- L'additivité des flux.
- La constante des inductances propres.

-La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I-4 Equations électriques :

Les équations de tensions des trois phases statoriques (as,bs,cs) et rotoriques (ar,br,cr) s'écrivent sous forme matricielle:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + d/dt [\Phi_s] \quad (I.1)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + d/dt [\Phi_r] = [0] \quad (I.2)$$

avec

$$[V_s] = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^t \quad (I.3)$$

$$[I_s] = [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]^t \quad (I.4)$$

$$[V_r] = [V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^t \quad (I.5)$$

$$[I_r] = [I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]^t \quad (I.6)$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}]^t \quad (I.7)$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}]^t \quad (I.8)$$

Les différents vecteurs représentent :

$[V_s], [V_r]$: Vecteurs de tension statorique et rotorique.

$[I_s], [I_r]$: Vecteurs des courants statorique et rotoriques.

$[\Phi_s], [\Phi_r]$: Vecteurs des flux statorique et rotorique.

Les matrices des résistances s'expriment par la forme suivantes:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Les flux totaux des phases statoriques et rotoriques s'expriment sous forme matricielle suivante :

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (I.11)$$

$$[\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (I.12)$$

L'isotropie et la symétrie de la machine font que les inductances propres des phases statoriques sont égales et de même pour celles du rotor .

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ s'écrivent alors :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

l_s, l_r : Inductances propres statoriques et rotoriques

M_s : Inductances mutuelles entre phases statoriques

M_r : Inductances mutuelles entre phases rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor et s'écrit :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & M_s \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

finalemt on obtient:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + (d/dt)\{[L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r]\} \quad (I.15)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + (d/dt)\{[L_r][I_r] + [M_{sr}]^t[I_s]\} = [0] \quad (I.16)$$

I-5 Transformation de R.H.Park :

La transformation de R.H.Park consiste à appliquer aux courants, tensions, flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q.

La substitution des enroulements fictifs d_s ; q_s ; d_r ; d_q aux enroulements triphasés (a ; b ; c) est représentée par la figure suivante :

$$\theta = \theta_s - \theta_r$$

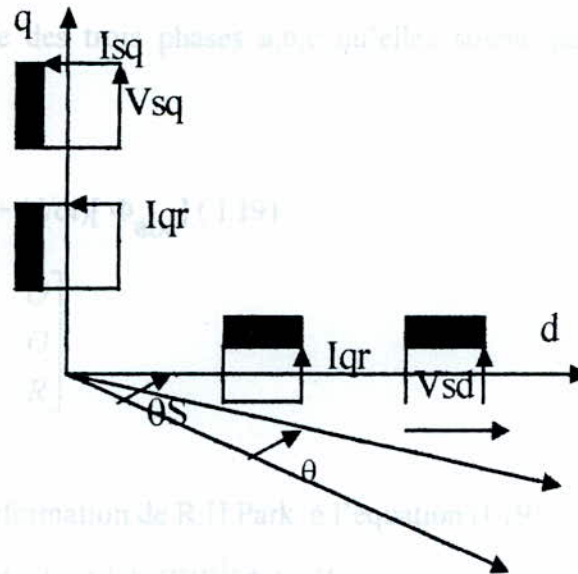


Fig I.2 : Représentation des enroulements fictifs d'axe d et q

La matrice de R.H.Park modifiée s'écrit sous la forme :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

et $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t \quad (I.18)$

Deux transformations de R.H.Park sont définies à partir de la matrice (17) dans laquelle l'angle θ est remplacée par θ_s pour les grandeurs statoriques, par θ_r pour les grandeurs rotoriques et on les note respectivement $[P(\theta_s)]$ et $[P(\theta_r)]$

on désigne par :

θ_s : L'angle électrique ($(\bar{S}a.Od)$).

θ_r : L'angle électrique ($(\bar{R}a.Od)$).

En développant les expressions des flux elles deviennent :

-au stator :

$$[\Phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)]\{[l_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}]\} \quad (I.28)$$

soit :

$$[\Phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][l_s][P(\theta_s)]^{-1}[I_{sdqo}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1}[I_{rdqo}] \quad (I.29)$$

-au rotor :

$$[\Phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)]\{[l_r][I_{rabc}] + [M_{sr}]^{-1}[I_{sabc}]\} \quad (I.30)$$

soit :

$$[\Phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][l_r][P(\theta_r)]^{-1}[I_{rdqo}] + [P(\theta_r)][M_{sr}]^{-1}[P(\theta_s)]^{-1}[I_{sdqo}] \quad (I.31)$$

Après développement du calcul matriciel des relations (I.29) et (I.31) on aboutit au système suivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & 3M_{sr}/2 & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ 3M_{sr}/2 & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

On constate :

-D'une part, que la transformation de R.H.Park rend les coefficients de la matrice des inductances indépendants de temps .

- D'autre part, que le nombre de paramètres électromagnétiques se réduit à cinq.

Ce sont :

$L_s = l_s - M_s$: l'inductance cyclique.

$L_r = l_r - M_r$: l'inductance cyclique rotorique.

$M = (3/2)M_{sr}$: l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$L_{os} = l_s + 2M_s$: l'inductance homopolaire statorique.

$L_{or} = l_r + 2M_r$: l'inductance homopolaire rotorique.

La machine est de construction symétrique , et que l'alimentation équilibrée , donc les composantes d'indice (o) sont nulles.

Dans ces conditions de fonctionnement, les flux d'axes d et q sont simplement définis par les trois paramètres constants L_s , L_r , M et reliés aux courants par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

I-6 Equation des tensions :

Les équations de R.H.Park statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + (d\Phi_{sd} / dt) - (d\theta_s / dt) \Phi_{sq} \quad (I.34)$$

$$V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + (d\Phi_{sq} / dt) + (d\theta_s / dt) \Phi_{sd} \quad (I.35)$$

$$0 = R_r \cdot i_{rd} + (d\Phi_{sq} / dt) - (d\theta_r / dt) \Phi_{rq} \quad (I.36)$$

$$0 = R_r \cdot i_{rq} + (d\Phi_{rq} / dt) + (d\theta_r / dt) \Phi_{rd} \quad (I.37)$$

En développant les flux en fonction des courants , on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axes d ,q.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s(d/dt) & -L_s(d\theta_s/dt) & M(d/dt) & -M(d\theta_s/dt) \\ L_s(d\theta_s/dt) & R_s + L_s(d/dt) & M(d\theta_s/dt) & M(d/dt) \\ M(d/dt) & -M(d\theta_r/dt) & R_r + L_r(d/dt) & -L_r(d\theta_r/dt) \\ M(d\theta_r/dt) & M(d/dt) & -L_r(d\theta_r/dt) & R_r + L_r(d/dt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

I-7 Choix du référentiel :

Il existe différentes possibilités concernant le choix du référentiel qui dépendent des objectifs d'application :

- Référentiel tournant à la vitesse du rotor ($d\theta_r/dt = 0$) : pour l'étude des grandeurs statoriques.

- Référentiel tournant à la vitesse du stator ($d\theta_s/dt = 0$) : pour l'étude des grandeurs rotoriques.

- Référentiel immobile par rapport au champ tournant : c'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine .

Ce type de référentiel est caractérisé par :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad \text{la vitesse angulaire des axes d , q dans le repère statorique.}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad \text{la vitesse angulaire des axes } d, q \text{ dans le repère rotorique.}$$

$$\omega_s - \omega_r = \omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (I.39)$$

On effectue le changement de variables suivant:

$$I_{rd} = (M/L_r)\bar{I}_{rd} \quad (I.40)$$

$$I_{rq} = (M/L_r)\bar{I}_{rq} \quad (I.41)$$

En posant

$$\sigma = 1 - (M^2 / L_r L_s) \quad \text{coefficient de dispersion} \quad (I.42)$$

$$T_r = L_r / R_r \quad \text{constante de temps rotorique} \quad (I.43)$$

L'équation (I.38) devient : (I.44)

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s(d/dt) & -L_s\omega_s & (1-\sigma)L_s(d/dt) & -(1-\sigma)L_s\omega_s \\ L_s\omega_s & R_s + L_s(d/dt) & (1-\sigma)L_s\omega_s & (1-\sigma)L_s(d/dt) \\ (d/dt) & -\omega_r & 1/T_r + d/dt & -\omega_r \\ \omega_r & (d/dt) & \omega_r & 1/T_r + d/dt \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \bar{I}_{rd} \\ \bar{I}_{rq} \end{bmatrix}$$

La relation du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante

$$C_e = p_1 (1-\sigma) L_s [i_{sq} \bar{i}_{rd} - i_{sd} \bar{i}_{rq}] \quad (I.45)$$

p_1 : nombre de paires de pôles.

L'équation mécanique de la machine asynchrone est donnée par l'équation suivante:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f\Omega - C_r \quad (I.46)$$

avec :

J : moment d'inertie du rotor.

f : coefficient de frottement visqueux

C_r : couple résistant extérieur.

Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor ($\Omega = \frac{\omega}{P}$)

I-8 Modélisation sous forme d'équation d'état :

Le schéma bloc de la machine asynchrone peut être représenté de la façon suivant

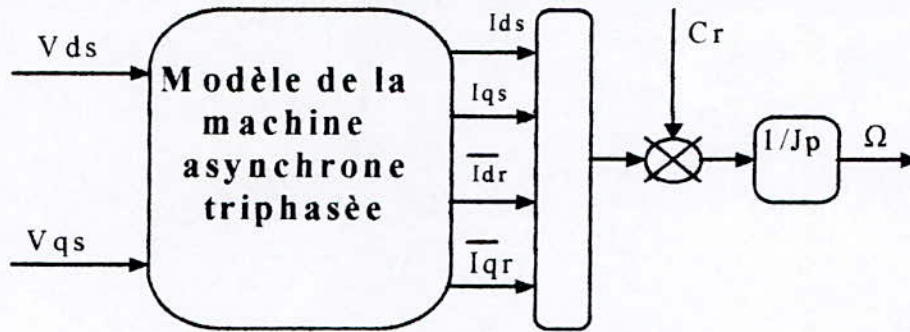


Fig I.3 : Schéma bloc de la machine asynchrone.

Après transformation et mise en forme des équations, nous obtenus un système d'équations différentielle lié au champ tournant ($\omega_s=2\pi f$) sous la forme d'équation d'état.

$$(d/dt)[X] = [A][X] + [B][U] \tag{I.47}$$

Avec les matrices [X] , [A] , [B] et [U] définies comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} -Rs/\sigma Ls & \omega s + \omega(1-\sigma)/\sigma & \frac{1}{Tr}(1-\sigma)/\sigma & (1-\sigma)/\sigma \omega & 0 \\ -\omega s - \omega(1-\sigma)/\sigma & -Rs/\sigma Ls & -(1-\sigma)/\sigma \omega & \frac{1}{Tr}(1-\sigma)/\sigma & 0 \\ Rs/\sigma Ls & -\omega/\sigma & -1/\sigma Tr & \omega s - \frac{\omega}{\sigma} & 0 \\ \omega/\sigma & Rs/\sigma Ls & -\omega s + \frac{\omega}{\sigma} & -1/\sigma Tr & 0 \\ \frac{P1}{J}(1-\sigma)Ls\overline{Trq} & -\frac{P1}{J}(1-\sigma)Ls\overline{Trd} & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \tag{I.48}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ \frac{-1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{P_1}{J} \end{bmatrix} \quad [X] = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad \bar{I}_{dr} \quad \bar{I}_{qr} \quad \omega]^t \quad (I.49)$$

$$[U] = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad Cr]$$

I-9 Etude de la sensibilité du modèle aux paramètres de la machine

Lorsqu'on fait varier les structuraux d'un système, pour un vecteur d'entrée fixé, on constate que, selon le choix du paramètre que l'on fait varier, certaines sorties sont plus sensibles que d'autres à ces variations. A l'aide de la simulation d'un démarrage à vide de la machine à induction, pour une alimentation sinusoïdale (tension et fréquence constantes), nous allons étudier l'évolution des différentes sorties en régime dynamique.

I-9-1 Influence des paramètres électriques

Dans une première étape on s'intéressera à l'influence des paramètres électriques pris séparément tout en gardant les paramètres mécaniques constants. Les allures des sorties obtenus par variation d'un des paramètres seront comparées aux sorties de référence.

a) Influence de la résistance statorique R_s :

Une augmentation de R_s de 100% nous permet de constater une diminution de l'amplitude des courants statorique et rotorique de l'ordre de 30% et 50% du couple de démarrage avec une augmentation de la durée du transitoire. Lors des essais réels on constate en général que les courants présentent moins d'ondulations que ceux obtenus par simulation ce qui permet de dire que la résistance R_s vue par la source alternative est plus élevée que celle mesurée en continu Fig.(I.5).

b) Influence de l'inductance cyclique du stator L_s

Une augmentation de 5% agit fortement sur l'amplitude du courant qui diminue d'environ 30%. Le régime transitoire devient plus long et les ondulations persistent. Le modèle est très sensible à la variation de L_s Fig.(I.6).

c) Influence de l'inductance cyclique du rotor L_r

Une augmentation de L_r de l'ordre 5% augmente la durée du transitoire et diminue considérablement les courants statoriques et rotoriques de même pour le couple de démarrage Fig.(I.7). Nous constatons par ailleurs que L_r agit de la même manière que L_s .

d) Influence de la résistance rotorique R_r ($R_r = 2.R_o$ et $R_r = 4.R_o$):

Une augmentation de R_r de: (73% - 100%-300%) permet de constater, la diminution du courant de démarrage rotorique et l'importance du couple de démarrage Fig (I.8).

Augmentation de la valeur du courant statorique et celle du couple en régime permanent

I-9-2 Influence des paramètres mécaniques

Nous allons consacrer à l'étude de la sensibilité du modèle la variation de l'un de ses paramètres mécaniques.

a) Influence du moment d'inertie

L'augmentation de J de 100 % n'influe pas sur l'amplitude du courant en régime permanent, elle influe surtout sur la durée du transitoire qui augmente de 60 %.Fig (I.9)

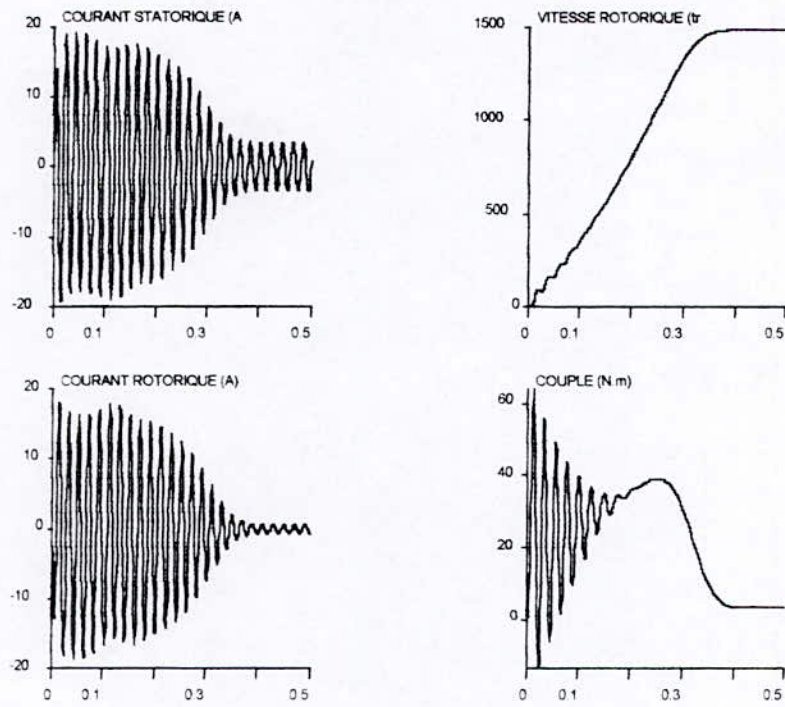


Fig (I.4)Simulation lors de démarrage à vide sous pleine tension

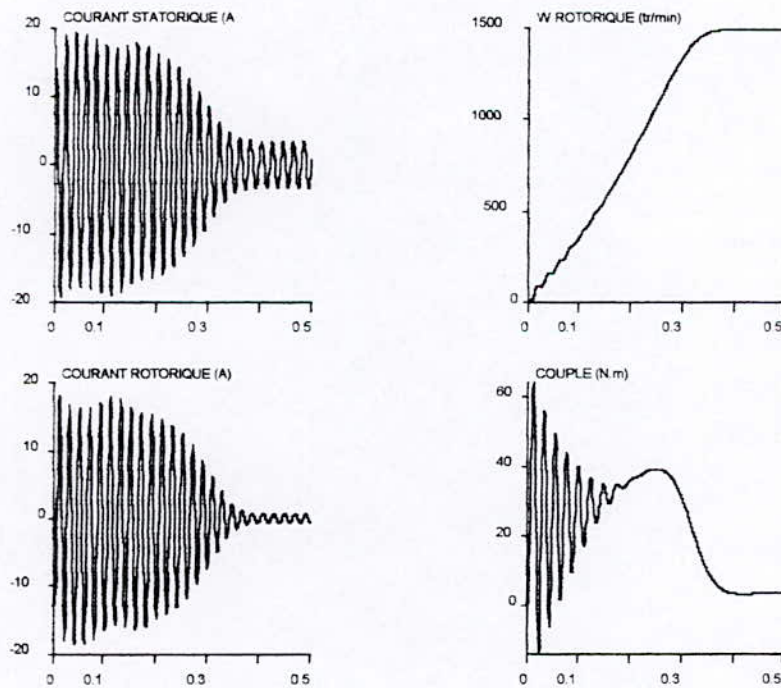


Fig I.5 : Influence de R_s

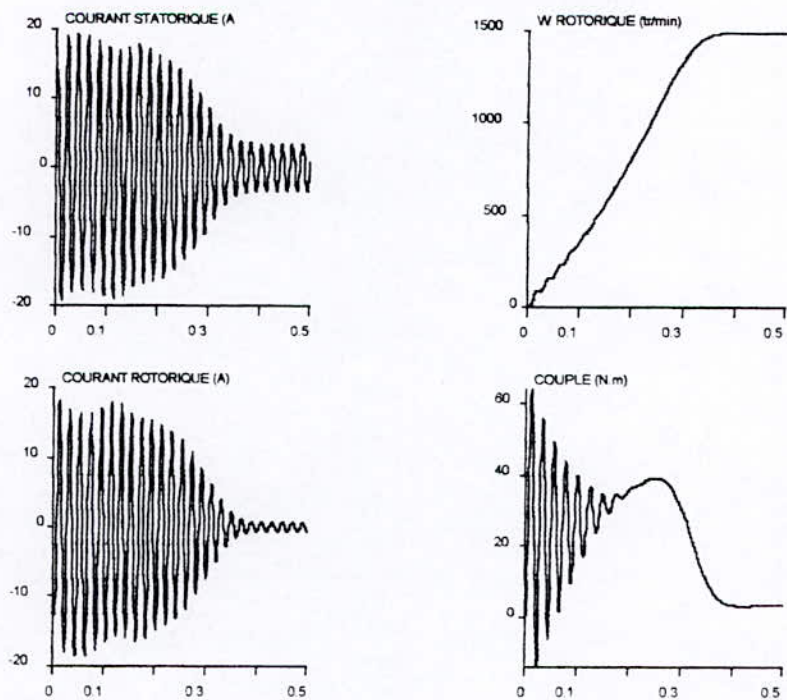


Fig I.6 : Influence de L_s

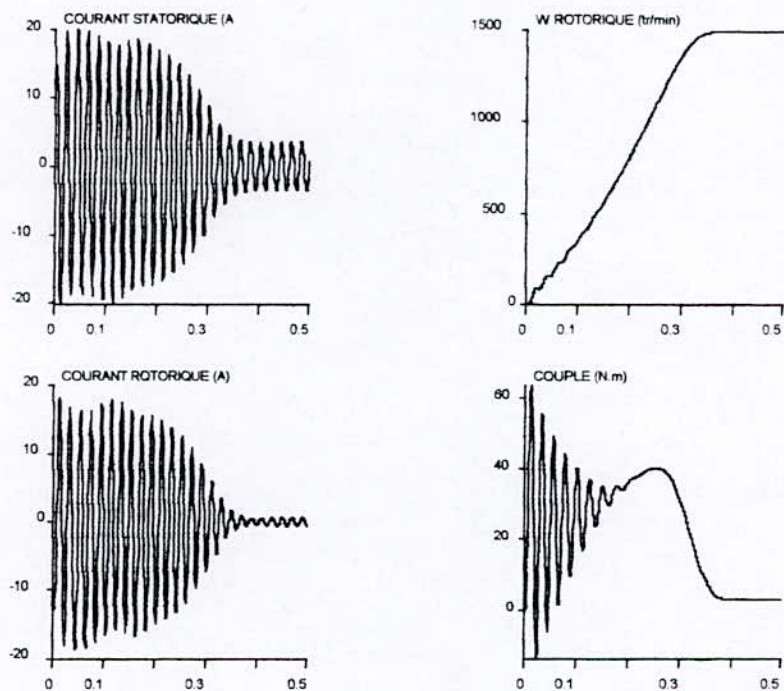


Fig I.7 : Influence de L_r

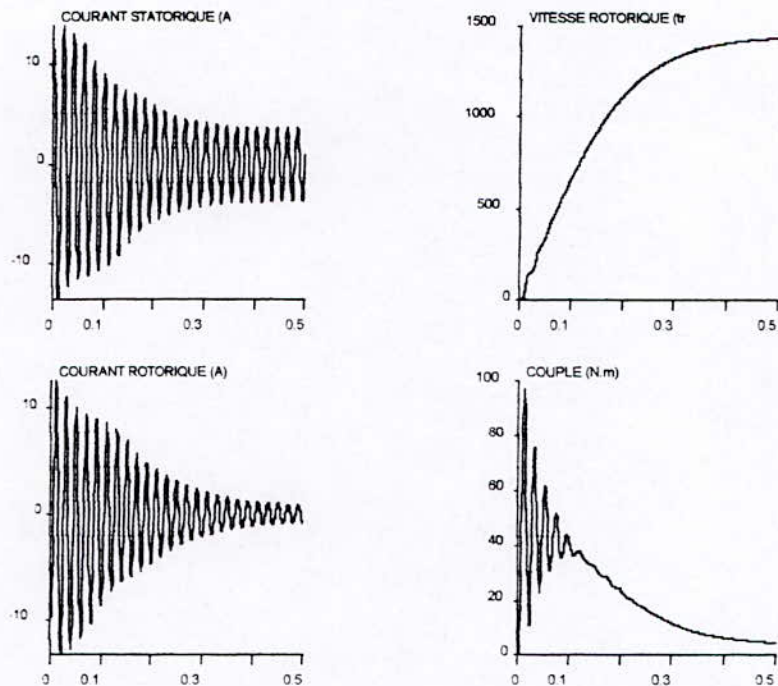


Fig I.8 : Influence du R_r (augmentation de 300%)

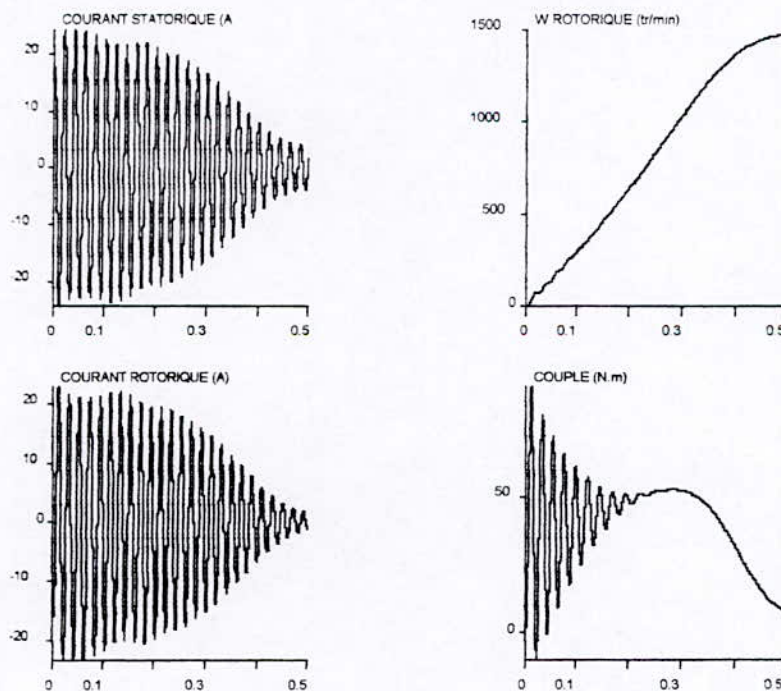


Fig I.9 : Influence du moment d'inertie

IV) CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Cependant, nous pouvons affirmer que le modèle de la machine asynchrone développé sous forme d'équation d'état est permis en premier lieu, de prédire le comportement de la machine et en deuxième lieu d'étudier la sensibilité des paramètres.

Les résultats de la simulation numérique du démarrage mettent en valeur la validité de la modélisation proposée et l'étude de la sensibilité du modèle aux variations des paramètres électromécaniques. Il nous a permis aussi de constater que la sensibilité du modèle est beaucoup plus importante à la variation des inductances qu'à celle des résistances.

CHAPITRE II

TECHNIQUE

D'IDENTIFICATION



« Ce qui n'est pas connu se laisse comprendre par ce qui est connu »
ABOU ALI HOSSAYN IBN SINA..

II-1 INTRODUCTION :

L'identification des paramètres électriques est basée sur l'estimation des paramètres du machine, à partir de l'observation des entrées - sorties. Par conséquent, il est impossible de réaliser cette dernière du type modèle « boîte noire » ce modèle d'identification est dit « modèle de représentation » et c'est ce qu'il faut pour un automaticien pour établir un dispositif de commande automatique.

L'aspect identification paramétrique des machines asynchrones a déjà été abordé par les procédés d'essais classique (*essais à vide, essais à rotor bloqué*), mais malheureusement ils conduisent à des valeurs légèrement éloignées de celles caractérisant vraiment le fonctionnement de la machine. C'est pour cela qu'on fait appel à des méthodes d'automatique, qui à partir de certaines réponses et en s'aidant des paramètres expérimentaux issus des essais permettent d'avoir de bonnes approches des paramètres de la machine caractérisant le mieux possible les régimes de fonctionnement désirés.

Dans ce chapitre nous aborderons le principe d'identification et la méthodologie classique ainsi que certaines méthodes d'identification.

II-2 Principe d'identification

-Le problème d'identification, que nous étudierons dans ce chapitre consiste à déterminer les paramètres électriques d'un système à partir d'un ensemble de mesures entrée - sortie du processus; il s'agit donc de déduire d'une expérience, les valeurs numériques des paramètres d'un modèle du processus.

Les problèmes d'identification sont généralement résolus à l'aide de trois ensembles:

-Les données issues de l'expérience : le problème consiste à choisir une expérience donnant le maximum d'information.

-Les modèles : le choix d'un modèle choisi peut se faire à partir des lois physiques régissant le système dont les paramètres sont peu connus ou mal connus; ou bien à partir du résultat de l'expérience sans connaissance a priori;

-Les algorithmes d'identifications : ils permettent à partir des données, de préciser les paramètres du modèle candidat.

Le choix d'un élément dans chacun de ces ensembles conduit à une identification d'un système qui se déroule en trois étapes :

-estimation structurelle : cette étape, liée au choix d'un modèle, consiste à déterminer les paramètres de la structure.

-estimation paramétrique : il faut déterminer les valeurs numériques des paramètres de la structure choisie ;

Le choix d'un critère que l'algorithme d'identification doit minimaliser, permet de juger de la confiance à attribuer à ces valeurs ;

-validation du modèle : le modèle mathématique obtenu n'est valable, en toute rigueur, que pour une certaine application ; il faut donc vérifier s'il est compatible avec l'utilisation que l'on en fera .

L'identification d'un système est donc une procédure interactive où le choix doit être renuis en question lors d'un échec de la validation du modèle . La plupart des méthodes demandent une résolution d'un système non linéaire dont les paramètres à identifier dépendent des données.

L'organigramme suivant résume les étapes à suivre lors de l'identification d'un système.

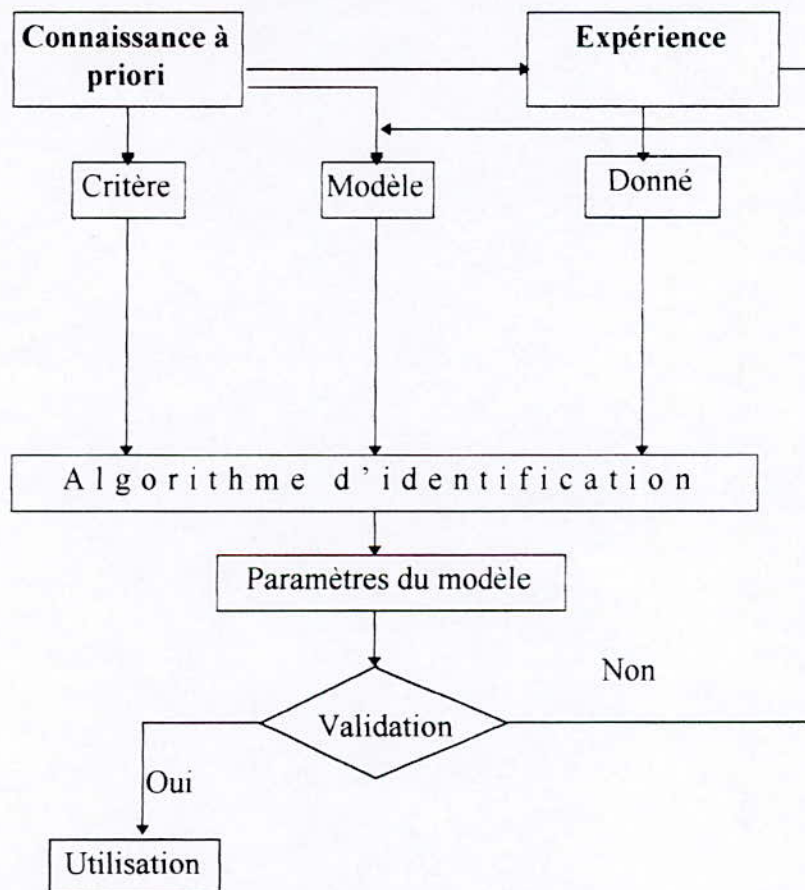


Fig. II.1 : Schéma bloc de principe de l'identification .

II-3 Méthodologie classique:

Les méthodes d'identification classiques ont été abordées au début du siècle par (Potier, Blondel, Janet); elles sont basées sur des essais (essais à vide, essais à rotor calé, ... etc). Les paramètres obtenus sont souvent éloignés de ceux correspondants aux conditions de fonctionnement de la machine. Ces mesures effectuées à puissance réduite sont le point de départ d'une démarche plus générale de modélisation de la machine qui permet de prédire des points de fonctionnement et le rendement.

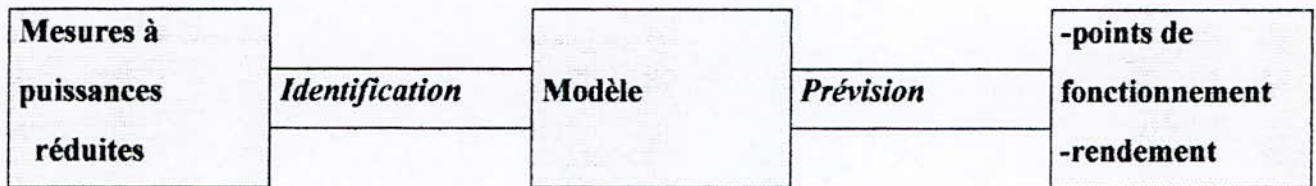


Fig. II.2 : méthodologie de l'électrotechnique.

II-4 Les différentes pertes des machines asynchrone

La norme NF C 51-112 décompose les pertes des machines asynchrones comme suit :

II-4-1 Pertes constantes :

-Pertes magnétique dans le fer et pertes supplémentaires à vide dans les autres parties mécaniques .

- Pertes mécaniques dues aux frottements (paliers et balais s'ils ne sont pas relevés en fonctionnement), à l'exclusion des pertes dans un système de graissage séparé .

-pertes mécaniques par ventilation dans la machine, y compris la puissance absorbée par les ventilateurs, ou par toute inertie faisant partie intégrante.

II-4-2 Pertes en charge :

-pertes par effet joule dans les enroulements primaires .

-pertes par effet joule dans les enroulements secondaires.

-pertes électriques dans les balais, s'il y a lieu .

II-4-3 Pertes supplémentaires en charge :

-pertes magnétiques supplémentaires en charge dans le fer et les autres parties métalliques autre que les conducteurs .

-pertes par courants de Foucault dans les conducteurs d'enroulement primaires ou secondaires, dues à la pulsation du flux dépendant du courant .

II-5 IDENTIFICATION PAR LA METHODE DU MODELE

II-5-1 Introduction :

La méthode du modèle permet de déterminer les paramètres du modèle quelle que soient les entrées-sorties du processus réel et admet des structures variées en ce qui concerne le modèle mathématique lui même.

D'une façon générale deux étapes sont conduites d'une identification :

-La première consiste à fixer la forme des équation ,c'est l'étape qualitative ou caractérisation.

-La seconde consiste à trouver les valeurs numériques des coefficients qui interviennent dans ces l'étape quantitative ou estimation des paramètres .

Quelque soit les méthodes utilisées, la démarche est la suivante :

- Recherche du modèle paramétrique à partir du processus réel
- Recherche du vecteur optimal de paramètres
- Vérification de la validité du modèle

Si la démarche de l'électrotechnique fait appel à la connaissance du fonctionnement intime de la machine, la démarche des automaticiens est beaucoup plus générale, puisqu'elle s'intéresse aux relations entre les entrées et les sorties d'un système, et fait plus appel au comportement global qu'à la connaissance des phénomènes physiques mis en jeu. Ces mesures effectuées en fonctionnement normal sont le point de départ d'une démarche plus générale de modélisation des systèmes, qui permet d'en effectuer sa commande et de prédire des fonctionnements .

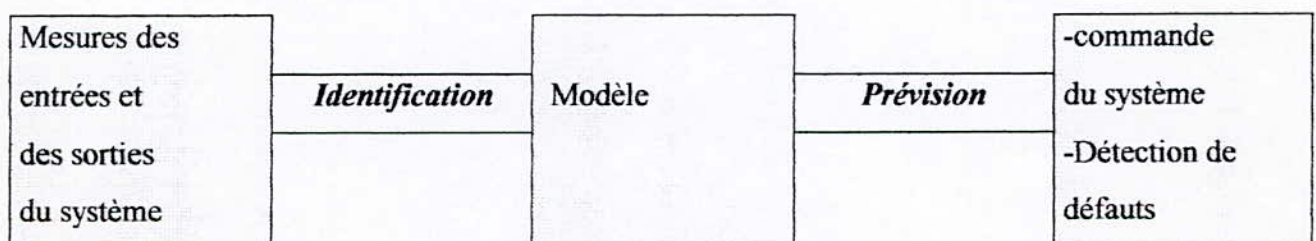


Fig. II.3 : Méthodologie de l'automatique.

II-5-2 Principe :

on appelle « processus » ou « objet » l'entité physique que l'on cherche à modéliser et « modèle » l'entité mathématique qui à priori représente au mieux l'objet.

Objet et modèle fournissent les réponses $y^*(t)$ et \hat{y} à la même excitation $x(t)$.

On considère un processus à identifier excité par une entrée ou des entrées x et délivrant des sorties y^* .

La méthode du modèle peut être globalement représentée par la figure (II.4). dans cette méthode on réalise un système simulé (le modèle) dont on peut faire varier à volonté les paramètres $\hat{\theta}$. On y injecte alors les valeurs mesures y^* et l'on compare la sortie du processus à celle du modèle.

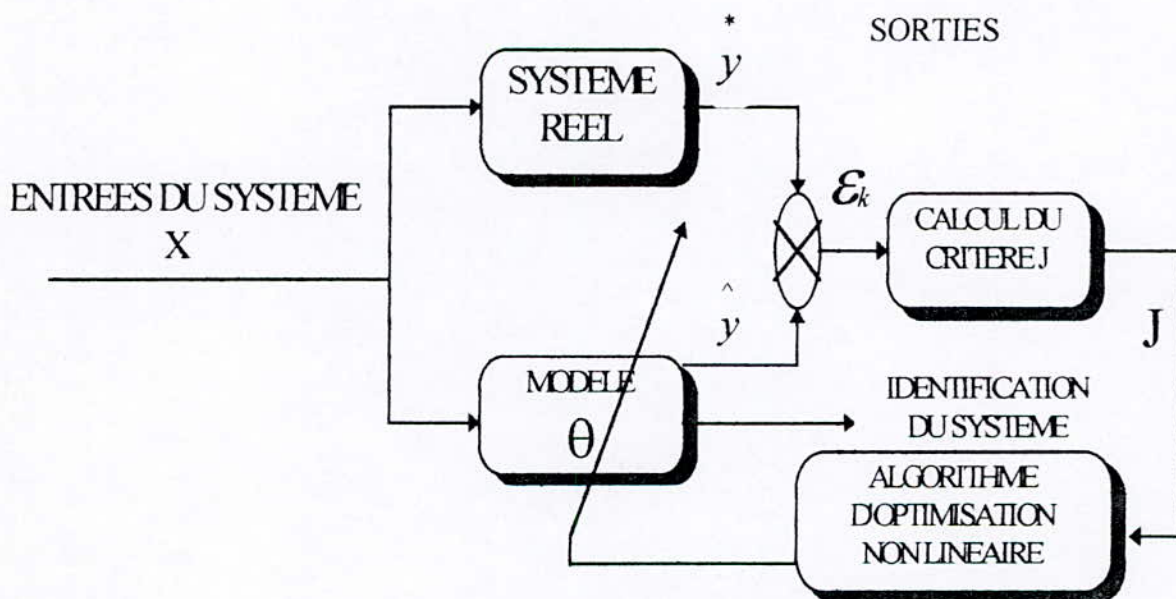


Fig. II.4 : Synoptique de la méthode du modèle .

telque:

x : Variables d'entrée du système.

y^* : Variables de sortie mesurées.

\hat{y} : Variables de sortie estimées.

L'identification du processus par la méthode du modèle consiste à choisir un modèle mathématique dépendant d'un certain nombre de paramètres et qui la même entrée x délivre

des sorties sur un même nombre d'échantillons d'entrée. Les valeurs des paramètres retenues seront celles qui donneront la plus faible valeur du critère défini par :

$$J = \sum_{k=1}^N \left(y_k^* - \hat{y}_k \right)^2 \quad (\text{II.1})$$

avec k: le nombre d'échantillons

II-5-3 Minimisation du critère :

Le problème à résoudre est donc celui de la minimisation du critère. Pour cela, nous ferons appel aux algorithmes de programmation non linéaire tels que:

- La méthode de GAUSS-NEWTON.
- la méthode de Newton -Raphson.
- La méthode de levenberg-Marquardt.

Ces trois méthodes font appel aux dérivées partielles du critère par rapport aux paramètres, et qui se calculent de la manière suivante :

$$\hat{y}_k = f(\theta, x(k)) \quad : \text{L'expression du modèle;} \quad (\text{II.2})$$

$$J = \sum_{k=1}^N (y_k^* - \hat{y}_k)^2 \quad : \text{L'expression du critère;} \quad (\text{II.3})$$

$$\frac{\delta J}{\delta \theta_i} = -2 \cdot \sum_{k=1}^N (y_k^* - \hat{y}_k) \cdot \frac{\delta \hat{y}_k}{\delta \theta_i} \quad : \text{L'expression des dérivées partielles;} \quad (\text{II.4})$$

$$\frac{\delta J}{\delta \theta} = \left[\frac{\delta J}{\delta \theta_1}, \frac{\delta J}{\delta \theta_2}, \dots, \frac{\delta J}{\delta \theta_n} \right]^T \quad : \text{L'expression du vecteur gradient.} \quad (\text{II.5})$$

II-6 ETUDE DES DIFFERENTES METHODES D'OPTIMISATION

Parmi les méthodes les plus utilisées pour la recherche du minimum d'une fonction $f(x)$ de n variables on peut citer :

a) Les méthodes analytiques qui nécessitent à chaque pas de calcul, la résolution de $f(x)$ et de $\nabla f(x)$, le cas de notre application il n'est pas possible de trouver une solution analytique.

b) Les méthodes directes, qui n'utilisent que les valeurs de la fonction $f(x)$, elles sont simples à réaliser, en revanche elles s'avèrent lentes en ce qui concerne la convergence vers le résultat désiré et elles ne sont intéressantes que si $\nabla f(x)$ est difficile à évaluer.

c) Les méthodes du premier ordre nécessitent à chaque pas de calcul, l'évaluation de $f(x)$ et de $\nabla f(x)$. Parmi ces méthodes nous citons celle du GRADIENT, du GRADIENT conjugué, GAUSS NEWTON ...etc.

d) Les méthodes du deuxième ordre comme celle de NEWTON RAPHSON ou de MARQUARDT LEVENBERG qui nécessitent à chaque pas de calcul l'évaluation de $f(x)$ et de $\nabla f(x)$ et de $\nabla^2 f(x)$, ces méthodes permettent une convergence rapide et dans le cas de la méthode de LEVENBERG MARQUARDT une convergence vers le vecteur final quelque soit le vecteur initial.

II-6-1 METHODE DE GAUSS NEWTON

La méthode GAUSS NEWTON est l'une des méthodes de premier ordre pour la recherche du minimum d'une fonction $f(x)$. Sa stratégie repose sur la progression pas à pas (de façon itérative) vers le minimum de la fonction .

L'algorithme de GAUSS NEWTON peut se résumer à :

1- Connaissant : $Y^* . Y = f(\theta, x), \varepsilon$

Choix d'un estimé θ^0 de θ

2- Résolution du système d'équation

$$\left(\nabla f^T . \nabla f \right) . R = B \quad (\text{II.7})$$

dont la solution est $R^{(k)}$

avec :

$$\nabla_{f i j} = \left. \frac{\partial f(\theta, X)}{\partial \theta_j} \right|_{x=x_i} \quad (\text{II.8})$$

et

$$B = -\nabla f^T . \left(Y - f(\theta^k, X) \right) \quad (\text{II.9})$$

3- Calcul de : $(\theta^{(k)}, e^k, J^{k+1})$

$$\theta^{(k)} = \theta^{(k-1)} + R^{(k)} \quad (\text{II.10})$$

$$e^k = Y - f(x, \theta^k) \quad (\text{II.11})$$

$$J^{k+1} = [e^k]^t \cdot [e^k] \quad (\text{II.12})$$

4-Si le critère : $\left| \frac{J^k - J^{k-1}}{J^k} \right| < \varepsilon$ arrêter (II.13)

L'organigramme générale de cette méthode est la suivante :

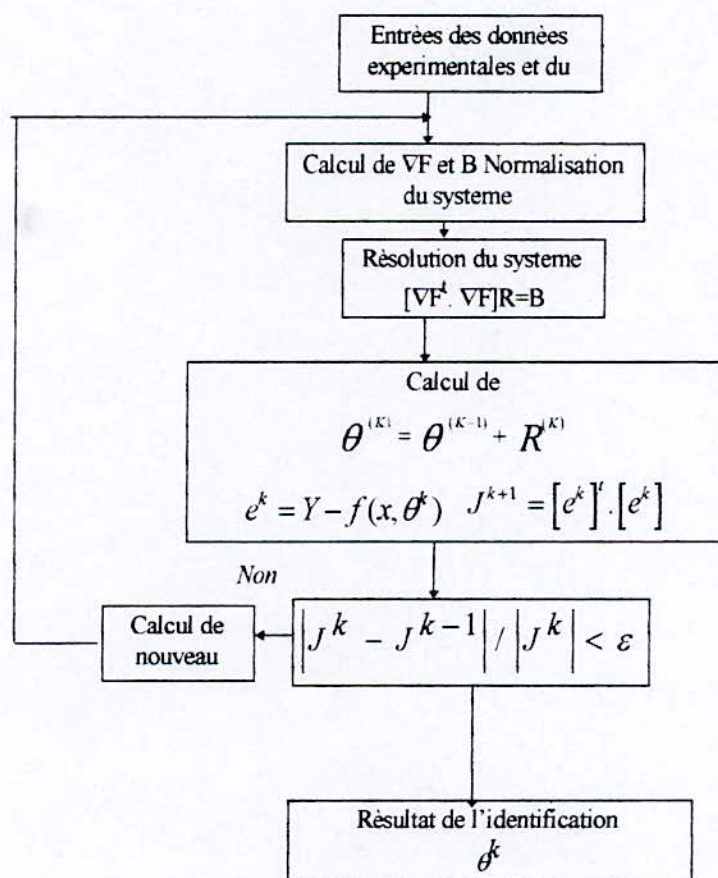


Fig. II.5 : Organigramme général de la méthode de Gauss-Newton.

II-6-2 METHODE DE NEWTON RAPHSON

La méthode de NEWTON RAPHSON fait partie des méthodes du deuxième ordre pour la recherche du minimum d'une fonction $f(x)$. Sa stratégie repose sur la progression pas à pas (de façon itérative) vers le minimum de la fonction.

L'algorithme de NEWTON RAPHSON peut se résumer à :

1) Initialisation :

Choix d'un estimé θ^0 de θ

2) Descente dans la direction R^k solution de :

$$[\nabla^2 f^t \cdot (f - Y) + \nabla f^t \cdot \nabla f] R = B$$

avec $\nabla^2 f$ est définie par

$$\nabla^2 f_{ij} = \left\{ \frac{\partial^2 f}{\partial \theta_i \partial \theta_j} \right\} \quad (\text{II.14})$$

B est donnée par l'équation (II.9)

$\nabla^2 f^t (f - y)$ étant la matrice hessienne.

3- Calcul de : $(\theta^{(k)}, e^k, J^{k+1})$

$$\theta^k = \theta^{k-1} + R^k$$

$$e^k = y - f(x, \theta^k) \quad (\text{II.15})$$

$$J^k = [e^k]^t \cdot [e^k]$$

$$4- \text{Si le critère : } |J^k - J^{k-1}| / |J^k| < \varepsilon \text{ arrêter} \quad (\text{II.16})$$

Il est remarquable que la méthode de GAUSS NEWTON est celle de NEWTON-RAPHSON ou l'on considère la matrice hessienne comme étant identiquement nulle.

Organigramme de la figure (II.6) résume l'ensemble des opérations nécessaires pour une identification avec la méthode de Newton -Raphson

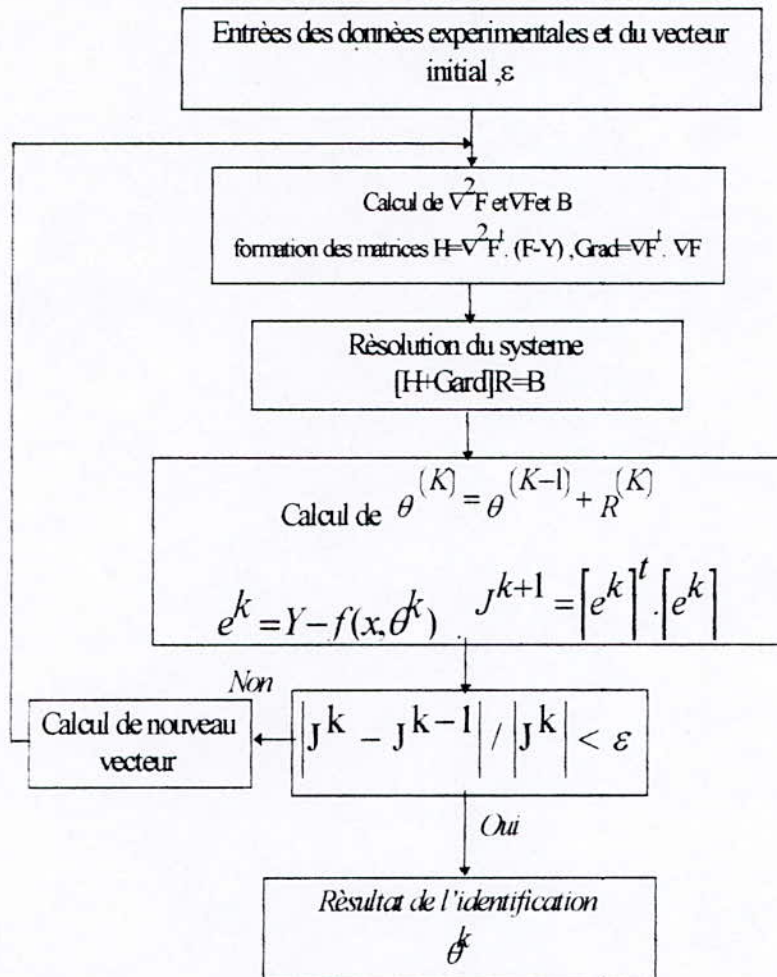


Fig. II.5: Organigramme général de la méthode de Newton-Raphson

II-6-3 METHODE DE LEVENBERG -MARQUARDT

Afin de bénéficier des avantages de chacun des méthodes présentées précédemment, à savoir la rapidité de la méthode de NEWTON et la convergence de celle de NEWTON RAPHSON, LEVENBERG ET MAQUARDT proposent une stratégie qui bénéficie à la fois d'une convergence rapide et d'une indépendance des résultats vis à vas du vecteur initial, il est remarquable que cette méthode est adaptée à ce problème (choix du vecteur initial).

La procédure proposée par MARQUARDT et LEVENBERG est une extension de la méthode de GAUSS NEWTON en rajoutant un facteur λ au système d'équation linéarisé.

$$\left[\nabla f^t \cdot \nabla f + \mu_k I \right] R = B \quad (\text{II.17})$$

Pour assurer un bon fonctionnement de l'algorithme LEVENBERG MARQUARDT il faut adapter le paramètre μ :

-Si μ_k est grande, c'est la convergence qui est assurée mais au prix d'une certaine lenteur.

-Si μ_k est petite c'est la rapidité qui est assurée avec le risque de perdre la convergence. Donc il y'a un ajustement de μ_k à faire.

L'algorithme suivant résume l'ensemble des opérations :

1- Soient $\mu^{(0)}$, $\theta^{(0)}$, ε et $f(\theta)$ données

2- Soit $r > 1$ (facteur de réduction de μ)

3- Calcul de $J(\mu^{(k-1)}/r)$

Si $J(\mu^{(k-1)}/r) < J(\theta^{(k)})$ alors

$$\mu^{(k)} = \mu^{(k-1)}/r$$

$$J(\theta^{(k+1)})/J(\mu^{(k-1)}/r)$$

Sinon

Calcul de $J(\mu^{(k-1)})$

Si $J(\mu^{(k-1)}) < J(\theta^{(k)})$ alors

$$\mu^{(k)} = \mu^{(k-1)}$$

$$J(\theta^{(k+1)}) = J(\mu^{(k-1)})$$

Sinon

$W=0$

faire

$W=W+1$

$$\mu^{(k)} = \mu^{(k-1)} \cdot r^W$$

Jusqu'à ce que $J(\mu^{(k)}) < J(\theta^{(k)})$

$$J(\theta^{(k+1)}) = J(\mu^{(k)})$$

Fin si

Fin si

En pratique il ne faudrait diviser $\mu^{(k-1)}$ que s'il n'est pas déjà petit par rapport à 1. C'est à dire s'il a encore une influence significative pour cela il suffit de comparer $\mu^{(k-1)}$ à $\varepsilon = 10^{-n}$ et le nombre de chiffres significatifs qui nous intéresse.

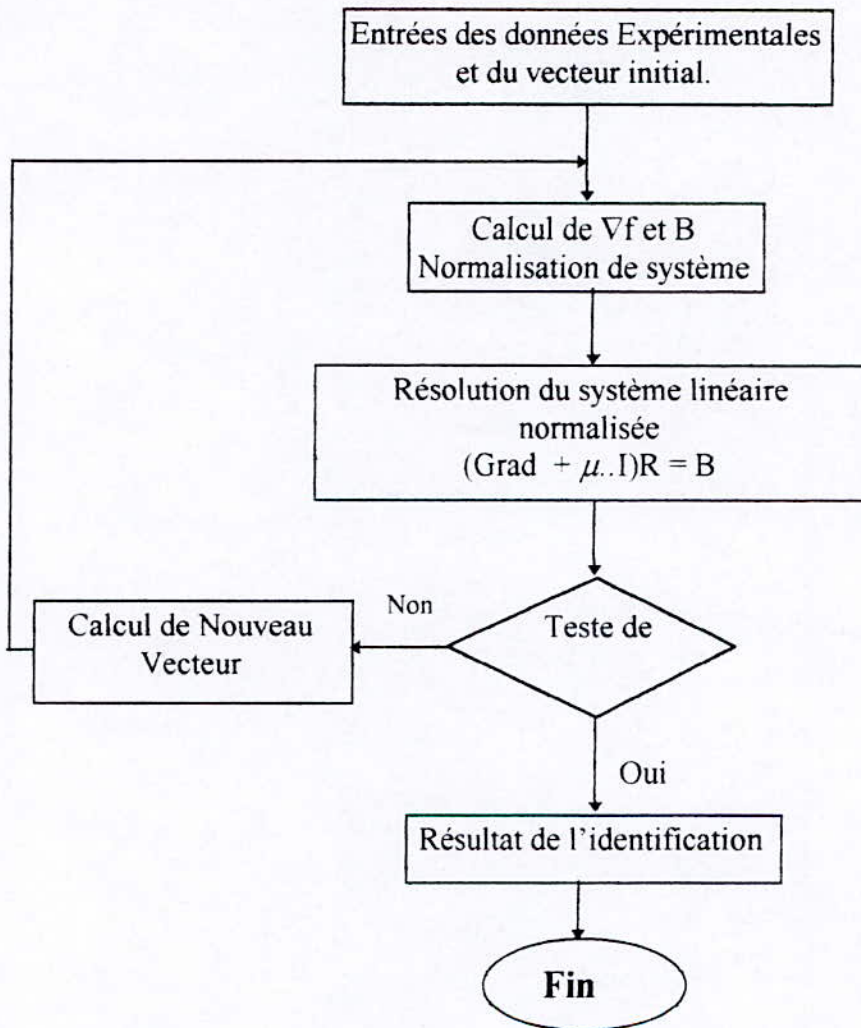


Fig. II.7 : Organigramme de levenberg MARQUARDT

II-7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe d'identification de point de vue générale, et dans un deuxième temps nous avons utilisé la méthode du modèle qui permet de trouver les paramètres du système à partir de la minimisation de l'erreur entre les grandeurs de sortie du processus réel et celles provenant du modèle mathématique.

Les méthodes d'optimisations présentées sont celles de Gauss-Newton et de Newton-Raphson qui donnent des bons résultats en pratique quand on a une bonne estimation de la valeur cherchée des paramètres ; dans le cas inverse, il est parfois nécessaire de modifier la méthode de Gauss-Newton pour forcer la matrice Jacobine à être définie positive.

La méthode de Levenberg-MARQUARDT qui est une combinaison de la méthode de Gauss-Newton qui converge lentement et la méthode de Newton-Raphson qui converge plus vite, pour cela la méthode de Levenberg-MARQUARDT est l'une des plus robustes et sûrement la plus employée dans les problèmes difficiles de l'optimisation non linéaire. Elle possède aussi l'intérêt de converger très vite dès que l'on est proche de la solution.

CHAPITRE III

SCHEMAS

EQUIVALENTS



*« IL n'y a pas de problème, il n'y a que des solution.
L'esprit de homme invente en suite le probleme ».*
ANDRE. GIDE

III-1 INTRODUCTION :

Les divers schémas équivalents sont basés sur diverses hypothèses simplificatrices plus ou moins justifiées. Le but de cette étude sera donc d'obtenir une comparaison objective de ces divers schémas vis à vis du comportement d'une machine réelle. La modélisation des machines à courant alternatif à partir des lois physiques conduit à des modèles mathématiques complexes. L'identification par son caractère naturellement réducteur, permet d'obtenir des modèles simplifiés d'ordre réduit bien adaptés à l'application industrielle.

III-2 PROBLEMATIQUE D'ETUDE

Proposition d'un modèle dont on cherche à estimer les paramètres à partir de l'échantillon des mesures.

III-3 Schéma équivalents par phase de la machine asynchrone :

La littérature technique traitant des moteurs asynchrones propose une multitude de schémas équivalents.

III-3-1 Schéma par phase 'réaliste' de la machine asynchrone:

Les circuits, primaire et secondaire, sont couplés grâce au flux d'induction mutuelle Φ_m qui induit dans le circuit secondaire une loi de rotation du rotor une f.e.m $E_{2g} = gE_2$ qui à son tour crée un courant I_r au secondaire.

$$E_2 / E_1 = K_b n_2 / K_b n_1$$

K_b : coefficient de bobinage du stator.

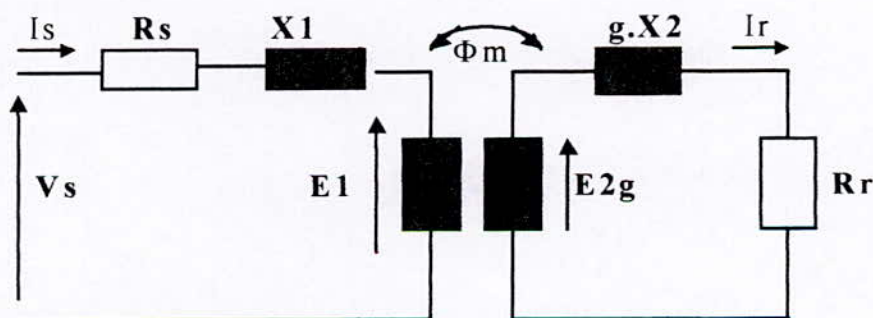


Fig. II.1. Schéma réel de la machine asynchrone .

III-3-2 Schéma équivalent ramené au primaire :

Pour transformer le schéma équivalent de la figure II.1 en un schéma équivalent à celui du transformateur on ramène le circuit secondaire au circuit primaire. On obtient ainsi le schéma de la figure(II.2). Le circuit magnétique est constitué de la réactance de magnétisation ramenée X_m et on rajoute en série avec la résistance R_f qui tient compte des pertes fer.

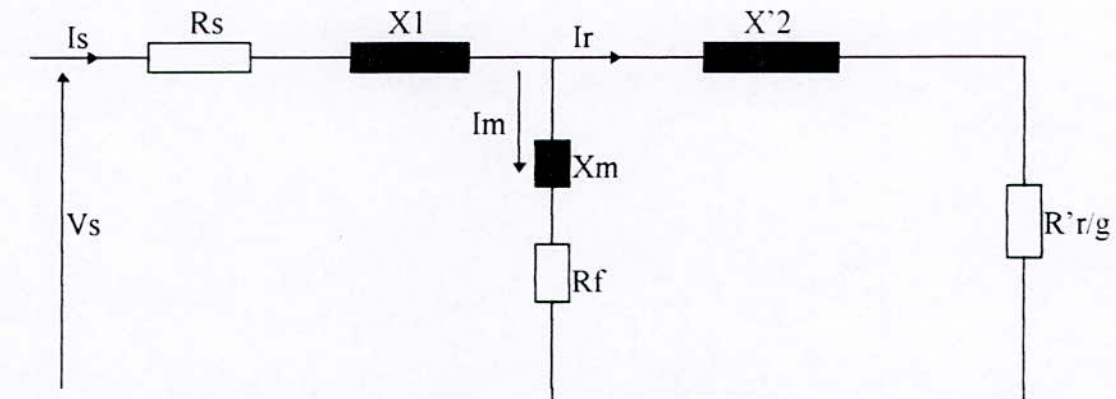


Fig. II.2 : Schéma équivalent ramené au primaire.

a : étant le rapport de d transformation stator/rotor (rotor ouvert).

$X_m = a.M\omega$: réactance de magnétisation ramenée, responsable du flux dans l'entrefer.

$X_1 = \omega L_s - a.M\omega$ réactance de fuite du stator (à rotor ouvert)

$X'_2 = \omega a^2 L_r - aM\omega$: réactance de fuite du rotor ramenée au stator

$R'_r = a^2 R_r$: résistance rotorique ramenée au stator

R_f : résistance tenant compte des pertes dans le fer

III-3-3 Schéma équivalent à flux de fuite secondaire nul :

Si dans le schéma de la fig. III. 2 on néglige les pertes fer ($R_f=0$) et de plus on choisit le rapport « a » tel que $a=M/L_r$ alors nous aurons $X_2=0$ et $X_1 = \omega L_s$. Nous obtenons le schéma de fig. (II.3)

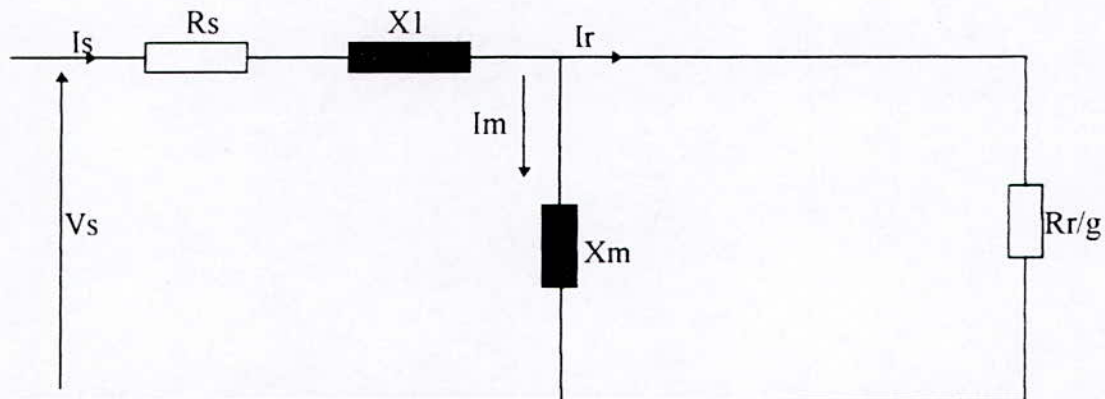


Fig. II.3 : Schéma équivalent avec les fuites affectées au primaire ($X_2=0$)

Ce schéma simple est très utilisé lors du contrôle du moteur asynchrone car il permet de voir qu'à $\phi_s = cst$, I_r est proportionnel à $(g \cdot \omega)$ et facilite ainsi la mise en place du contrôle du moteur.

III-3-4 Schéma équivalent à flux de fuite primaire nul ($X_1=0$) :

Dans ce schéma le choix de $a=L_s/M$ annule le flux de fuite primaire et permet d'obtenir un schéma plus simple dont toutes les fuites ($X_2 = \frac{\omega \cdot L_s \cdot \sigma}{(1-\sigma)}$) sont affectées au secondaire Fig. II.5.

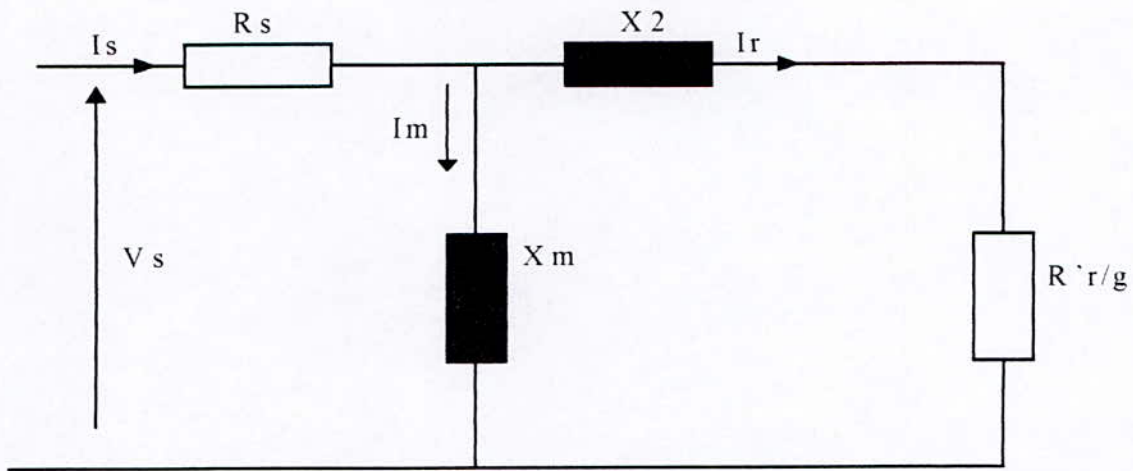


Fig II.4 : Schéma équivalent avec les fuites affectées au secondaire ($X_1=0$).

Comme le schéma de la figure II.4 celui-ci permet aussi une simplification des expressions théoriques en réduisant le nombre de paramètres.

III-3-5 Schéma équivalent avec circuit magnétisant ramené aux bornes du réseaux :

Dans ce schéma le courant magnétisant, pour toute variation de la charge et du glissement g reste constant et égal au courant de marche à vide idéal au synchronisme Fig II.5.

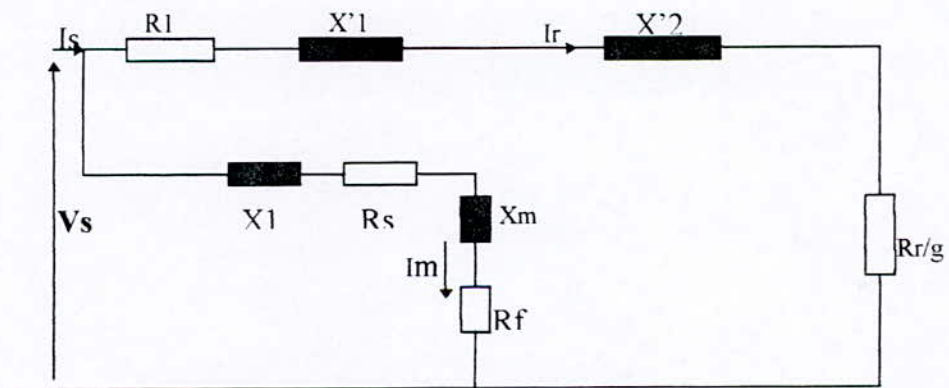


Fig II.5 : Schéma équivalent avec branche de magnétisation ramenée aux bornes de la source d'alimentation.

avec:

$$R_1 = aR_s \quad \text{et} \quad a = L_s/M$$

$$R_2 = a^2 R_r$$

$$X'_1 = a \cdot X_1$$

$$X'_2 = a^2 X_2$$

III-4 Différents schémas équivalents utilisés pour l'identification:

Pour permettre une identification plus aisée des différents schémas qui sont exploitables, ou bien auxquels nous ferons référence, nous leur attribuerons un nom de code. Les deux premiers caractères du nom de code indiquent le nombre de paramètres du modèle (exemple : 6P = modèle de six paramètres), ou le nom du modèle dont ils dérivent (exemple : 4P). Le suffixe S est relatif à une structure série alors que le suffixe P est relatif à une structure parallèle.

a- Codification :

(*) - les deux premiers caractères du nom indiquent le nombre de paramètres (Exemple : 3P indique trois paramètres).

- le suffixe (P , S) indique l'initiale de la structure (**P**arallèle , **S**érie).

(**) - Schémas dérivés du modèle 6P, dont le troisième caractère est celui de l'élément supprimé.

(***) - Schémas dérivés des modèles 6P, 6PR1 et 6PR0 dont nous forçons l'égalité de X_1 et X_2 ou le troisième caractère est F pour forçage.

III-5 Les essais dans le but de déterminer un schéma équivalent :

Les essais et méthodes à employer dans le but de déterminer un schéma équivalent de la machine asynchrone ne font l'objet d'aucune norme. Le modèle 5P est utilisé dans l'étude expérimentale des machines asynchrones à cause de ses deux avantages fondamentaux :

- La simplicité des calculs.
- La possibilité de déterminer expérimentalement par des essais simples, tous les paramètres qu'il contient pour caractériser la machine.

a- Essai à vide

Dans ce cas, la machine est alimentée à la tension nominale et tourne à vide. La puissance active absorbée P_0 représente la somme des pertes suivantes :

- Les pertes ohmiques statoriques dues au courant à vide I_0 : $P_{cu0} = 3.R_1 I_0^2$;
- Les pertes fer statoriques à la tension nominale : P_{fer} ;

Les pertes mécaniques dues aux frottements et à la ventilation : P_{mec} .

$$P_0 = 3.R_1 I_0^2 + P_{fer} + P_{mec}$$

Les pertes mécaniques étant constantes dans le cas où la vitesse est voisine du synchronisme, et les pertes fer ont une variation pratiquement proportionnelle au carré de la tension d'alimentation. L'ensemble de ces pertes est globalisé et modélisé par la résistance R_0 ; la puissance réactive absorbée est modélisée par la réactance X_0 .

$$R_0 = P_0 \cdot U^2 / (P_0 + Q_0^2)$$

$$X_0 = Q_0 \cdot U^2 / (P_{mec} + Q_0^2)$$

b- Essai en charge

Si on peut charger la machine asynchrone par un moteur à courant continu, il est possible de mesurer un point de fonctionnement : $U, g, P(g), Q(g), I(g)$.

c- Essai à rotor bloqué ou en court-circuit

Dans ce cas ($g=1$), la machine est à l'arrêt, le courant absorbé n'est limité que par l'impédance interne de la machine, l'essai doit être réalisé à tension réduite de façon limiter le courant à sa valeur nominale. Nous avons : $I_{scc} = U_{scc}/Z_{cc}$

I_{scc} : le courant lors de l'essai;

U_{scc} : la tension lors de l'essai;

Z_{cc} : l'impédance de la machine à rotor bloqué, avec :

$$Z_{cc} = (R_1 + R_2) + j.(X_1 + X_2)$$

la puissance active absorbé lors de l'essai correspond à :

$$P_{cc} = 3.(R_1 + R_2).I_{scc}^2$$

La puissance réactive absorbée lors de l'essai correspond à:

$$Q_{cc} = 3.(X_1 + X_2).I_{scc}^2$$

d- Utilisation de ces essais

Les essais à vide, à rotor calé et en charge ne permettent pas de déterminer individuellement tous les termes du schéma équivalent à 6 paramètres. Par contre, nous pouvons déterminer le schéma équivalent à 5 paramètres à l'aide de ces deux essais particuliers :

-L'essai à vide pour ($g=0$) permet de déterminer à partir des mesures de P_0, Q_0 et V_0 , les valeurs de R_0 et X_0 .

-L'essai en court-circuit à rotor bloqué ($g=1$) permet de déterminer $(R_1 + R_2)$ et $(X_1 + X_2)$ à partir des mesures de P_{cc}, Q_{cc} et V_{cc} . Nous pouvons pour les calculs négliger R_0 devant $(R_1 + R_2)$ et X_0 avant de calculer $(X_1 + X_2)$.

-La mesure en courant continu de R_1 , permet de déterminer R_2 . Nous avons alors déterminé le schéma équivalent de la machine à 5 paramètres. Une autre manière de faire

consiste à l'aide d'un point de mesure en charge de déterminer (R_1+R_2/g) , et connaissant (R_1+R_2) et g d'en déduire la valeur de R_1 et R_2

Cette méthodologie présente un inconvénient qui fausse les résultats obtenus. En effet: dans le premier essai la machine est magnétiquement saturée, alors que dans le second la machine est alimentée sous tension réduite, le circuit magnétique n'est alors traversé que par une faible induction. Nous pouvons également noter que deux phénomènes interviennent au niveau de la résistance rotorique. D'une part, il existe pour les glissements importants un refoulement du courant dans les conducteurs rotoriques qui donne une augmentation de la résistance R_2 . D'autre part, la variation de la résistance ohmique de R_2 par suite de sa variation de température (cette variation pouvant atteindre un rapport 2).

conclusion:

Nous avons abordé les divers schémas équivalents et les essais dont le but de déterminer un schéma équivalent de la machine asynchrone.

Il apparaît d'après cette étude que parmi tous les schémas électriques qu'on rencontre dans la littérature que le modèle 5P est systématiquement utilisé dans l'étude expérimentale des machines asynchrones.

Le choix d'un modèle est dicté beaucoup plus par la facilité de son utilisation et par le nombre réduit de paramètres.

CHAPITRE IV

Application de la Méthode du Modèle



***« Tout est dittout reste a faire »
LUDWING VAN BEETHUVEN***

APPLICATION DE LA METHODE DU MODELE

IV-1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous nous proposons d'effectuer une estimation des éléments d'un schéma équivalent, à partir des relevés en fonctionnement normal, par la minimisation d'un critère quadratique. Après avoir établi les expressions analytiques des puissances actives $P(g)$ et $Q(g)$ en fonction du glissement et des différents paramètres, on minimise l'écart quadratique entre les mesures de $P(g)$ et $Q(g)$ et les valeurs calculées à partir d'un modèle. La minimisation de ce critère est effectuée par des techniques de programmation non linéaire, et nécessite le calcul analytique des dérivées du critère par rapport aux différents paramètres.

IV-2 Application sur le modèle de cinq paramètres (5P).

Analyse de système:

D'un point de vue pratique nous considérons le système de manière suivante.

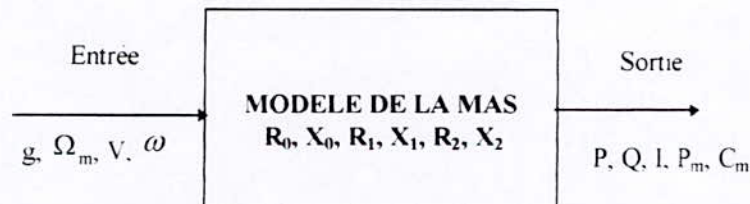


Fig. IV.1 Modèle de la machine asynchrone.

A partir du relevé de la puissance active $P^*(g)$ et de la puissance réactive $Q^*(g)$ consommées pour différents points de fonctionnement, nous désirons obtenir une estimation des paramètres du modèle.

Pour ce faire, nous utiliserons le critère quadratique suivant :

$$J = \sum_{k=1}^k \left\{ \left[\frac{P^*(g_k) - \hat{P}(g_k)}{P^*(g_k)} \right]^2 + \left[\frac{Q^*(g_k) - \hat{Q}(g_k)}{Q^*(g_k)} \right]^2 \right\} \quad (\text{IV.1})$$

La minimisation du critère, revient à minimiser l'écart entre les puissances actives et réactives mesurées et les valeurs estimées par le modèle.

La structure de la méthode du modèle appliquée à la machine asynchrone est la suivante:

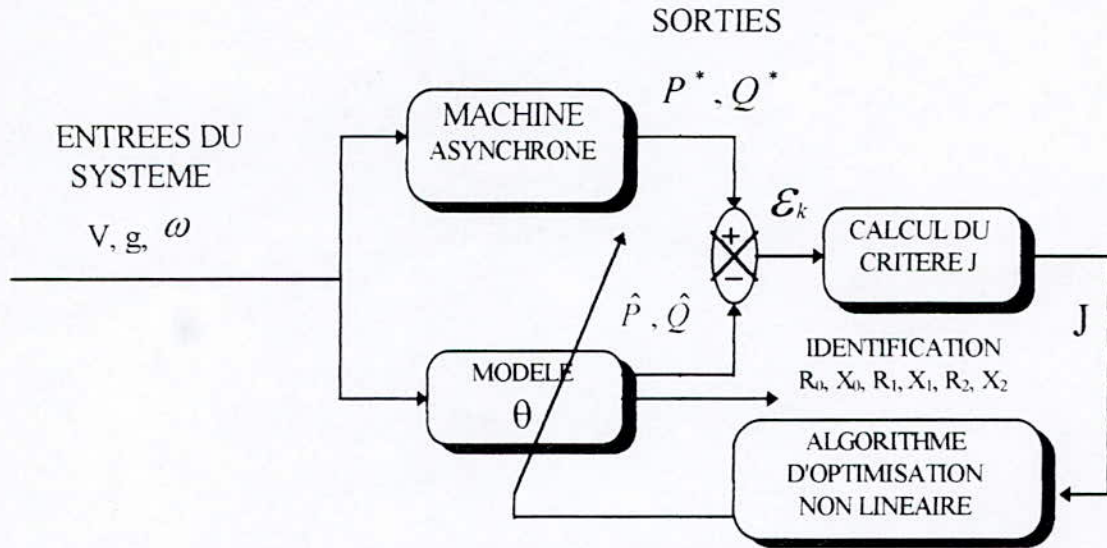


Fig. IV.2 Synoptique de la méthode du modèle appliquée à la machine asynchrone.

Où :

V, g, ω : Variables d'entrée du système.

P^*, Q^* : Variables de sortie mesurées.

\hat{P}, \hat{Q} : variables de sortie estimées.

IV-3 Procédure de résolution :

Notre but est d'estimer les paramètres du système relatif à un modèle, nous allons détailler les calculs nécessaires à la minimisation du critère dans le cas du modèle 5P dont le schéma est le suivant :

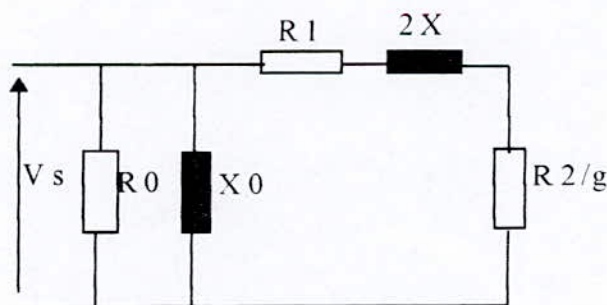


Fig.IV.3 : Modèle équivalent par phase.

avec $X_1=X_2=X$

A partir de ce modèle, il est possible d'établir des relations entre les grandeurs d'entrée de sortie et les paramètres du modèle.

$$P(g) = 3V^2 \left[\frac{1}{R_0} + \frac{R_1 + R_2 g}{4X^2 + (R_1 + R_2 g)^2} \right] \quad (IV.2)$$

$$Q(g) = 3V^2 \left[\frac{1}{X_0} + \frac{2X}{4X^2 + (R_1 + R_2 g)^2} \right] \quad (IV.3)$$

Nous noterons par la suite :

$P^*(g)$: la puissance active mesurée.

$Q^*(g)$: la puissance réactive mesurée.

$P(g)$: la puissance active estimée en fonction de R_0, X, R_1, X_1, R_2 .

$Q(g)$: la puissance réactive estimée en fonction de R_0, X, R_1, X_1, R_2 .

On définit un θ , dénommée Vecteur paramètre :

$$\theta = [R_0, X, R_1, X, R_2] \quad (IV.4)$$

Déterminer un modèle représentatif de la machine revient à déterminer les valeurs de cinq paramètres R_0, X, R_1, X, R_2 . Le modèle sera d'autant plus juste qu'il y aura coïncidence entre les valeurs des grandeurs physiques mesurées et les valeurs des grandeurs physiques estimées à l'aide du modèle. Pour cela il est nécessaire de minimiser à la fois les erreurs commises sur P et Q suivant le critère donné par la relation suivante :

$$J = \sum_{k=1}^k \left\{ \left[\frac{P^*(g_k) - \hat{P}(g_k)}{P^*(g_k)} \right]^2 + \left[\frac{Q^*(g_k) - \hat{Q}(g_k)}{Q^*(g_k)} \right]^2 \right\} \quad (IV.5)$$

Avec k : le nombre de point de mesure.

Cette fonction est minimale si et seulement si ses dérivées partielles par rapport aux θ_j ,

ou ($j = \overline{1-5}$) sont nulles i.e. :

$$\frac{\delta J}{\delta \theta_j} = 0 \Rightarrow -2 \sum_{i=1}^N \left[\left(\frac{P^*(g_k) - \hat{P}(g_k)}{P^*(g_k)^2} \right) \cdot \frac{\delta \hat{P}(g_k)}{\delta \theta_j} + \left(\frac{Q^*(g_k) - \hat{Q}(g_k)}{Q^*(g_k)^2} \right) \cdot \frac{\delta \hat{Q}(g_k)}{\delta \theta_j} \right] = 0 \quad (\text{IV.6})$$

Nous pouvons exprimer les dérivées partielles des expressions P et Q en fonction des paramètres.

Nous donnons ci-dessous le calcul détaillé des différentes dérivées premières et secondes.

DERIVEES SECONDE	DERIVEES PREMIER
$\frac{\delta^2 P}{\delta \theta_1^2} = \frac{6V^2}{\theta_1^3} \cdot \frac{\delta^2 P}{\delta \theta_1 \delta \theta_j} = \frac{\delta^2 P}{\delta \theta_2^2} = 0 \quad j = \overline{2,5}$	$\frac{\delta P}{\delta \theta_1} = -\frac{3V^2}{\theta_1^2}, \quad \frac{\delta P}{\delta \theta_2} = 0$
$\frac{\delta^2 P}{\delta \theta_2 \delta \theta_j} = 0, \quad \frac{\delta^2 P}{\delta \theta_3 \delta \theta_4} = \frac{1}{g} \cdot \frac{\delta^2 P}{\delta \theta_3^2}$	$\frac{\delta P}{\delta \theta_3} = 3V^2 \cdot \frac{4\theta_5^2 - \left(\theta_3 + \frac{\theta_4}{g}\right)^2}{B^2},$
$\frac{\delta^2 P}{\delta \theta_3^2} = \frac{-6V^2}{B^3} \left(\theta_3 + \frac{\theta_4}{g}\right) \left[12\theta_5^2 - \left(\theta_3 + \frac{\theta_4}{g}\right)^2 \right]$	<p>avec $B = 4\theta_5^2 + \left(\theta_3 + \frac{\theta_4}{g}\right)^2$</p>
$\frac{\delta^2 P}{\delta \theta_5^2} = -4 \cdot \frac{\delta^2 P}{\delta \theta_3^2}$	$\frac{\delta P}{\delta \theta_4} = \frac{1}{g} \cdot \frac{\delta P}{\delta \theta_3}$
<p>et</p>	$\frac{\delta P}{\delta \theta_5} = -24V^2 \cdot \frac{\theta_5 \left(\theta_3 + \frac{\theta_4}{g}\right)}{B^2}$
$\frac{\delta^2 Q}{\delta \theta_1 \delta \theta_j} = 0, \quad j = \overline{1,5}$	<p>Et</p>
$\frac{\delta^2 Q}{\delta \theta_2 \delta \theta_j} = 0, \quad j = \overline{1,3,5}$	$\frac{\delta Q}{\delta \theta_1} = 0, \quad \frac{\delta Q}{\delta \theta_2} = -\frac{3V^2}{\theta_2^2}$
$\frac{\delta^2 Q}{\delta \theta_2^2} = \frac{6V^2}{\theta_2^3}$	$\frac{\delta Q}{\delta \theta_2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\delta P}{\delta \theta_5}$
$\frac{\delta^2 Q}{\delta \theta_3^2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\delta^2 P}{\delta \theta_3 \delta \theta_5}$	$\frac{\delta Q}{\delta \theta_4} = \frac{1}{2g} \cdot \frac{\delta P}{\delta \theta_5}, \quad \frac{\delta Q}{\delta \theta_5} = -2 \cdot \frac{\delta P}{\delta \theta_3}$
$\frac{\delta^2 Q}{\delta \theta_3 \delta \theta_4} = \frac{1}{2g^2} \cdot \frac{\delta^2 P}{\delta \theta_3 \delta \theta_5}$	
$\frac{\delta^2 Q}{\delta \theta_3 \delta \theta_5} = -2 \cdot \frac{\delta^2 P}{\delta \theta_3^2}$	
$\frac{\delta^2 Q}{\delta \theta_4^2} = \frac{1}{2g^2} \cdot \frac{\delta^2 P}{\delta \theta_3 \delta \theta_5}$	
$\frac{\delta^2 Q}{\delta \theta_4 \delta \theta_5} = \frac{-2}{g} \cdot \frac{\delta^2 P}{\delta \theta_3^2}$	
$\frac{\delta^2 Q}{\delta \theta_5^2} = -2 \cdot \frac{\delta^2 P}{\delta \theta_3 \delta \theta_5}$	

Calcul de la matrice gradient :

$$\text{Grad} = \nabla f^t \cdot \nabla f$$

avec

$$\nabla f = \begin{bmatrix} \frac{\delta p^{(1)}}{\delta \theta_1} & \frac{\delta p^{(1)}}{\delta \theta_2} & \frac{\delta p^{(1)}}{\delta \theta_3} & \frac{\delta p^{(1)}}{\delta \theta_4} & \frac{\delta p^{(1)}}{\delta \theta_5} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\delta p^{(N)}}{\delta \theta_1} & \frac{\delta p^{(N)}}{\delta \theta_2} & \frac{\delta p^{(N)}}{\delta \theta_3} & \frac{\delta p^{(N)}}{\delta \theta_4} & \frac{\delta p^{(N)}}{\delta \theta_5} \\ \frac{\delta Q^{(1)}}{\delta \theta_1} & \frac{\delta Q^{(1)}}{\delta \theta_2} & \frac{\delta Q^{(1)}}{\delta \theta_3} & \frac{\delta Q^{(1)}}{\delta \theta_4} & \frac{\delta Q^{(1)}}{\delta \theta_5} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\delta Q^{(N)}}{\delta \theta_1} & \frac{\delta Q^{(N)}}{\delta \theta_2} & \frac{\delta Q^{(N)}}{\delta \theta_3} & \frac{\delta Q^{(N)}}{\delta \theta_4} & \frac{\delta Q^{(N)}}{\delta \theta_5} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

Les éléments de la matrice gradient s'expriment sous la forme suivante :

$$(\text{grad})_{kj} = \sum_{i=1}^N \left(\frac{\delta P}{\delta \theta_j} \frac{\delta P}{\delta \theta_k} + \frac{\delta Q}{\delta \theta_j} \frac{\delta Q}{\delta \theta_k} \right)_{g=g_i} \quad (k, j = \overline{1,5}) \quad (\text{IV.8})$$

La matrice hessienne :

$$H_{jk} = \sum_{i=1}^N \left[\frac{\delta^2 P}{\delta \theta_j \delta \theta_k} (P - P^*) + \frac{\delta^2 Q}{\delta \theta_j \delta \theta_k} (Q - Q^*) \right]_{g=g_i} \quad (j, k = \overline{1,5}) \quad (\text{IV.9})$$

IV-4 Les différents algorithmes utilisés pour l'application sont:

IV-4-1 Algorithme de Gauss-Newton

1^{er} étape :

Connaissant $P^*, Q^*, \hat{P}, \hat{Q}, g$; et ε pour N mesures on choisit comme initialisation un estimé $\theta^{(0)}$ de θ .

2^{ème} étape :

2- Calcul des termes de la matrice Grad (produit $\nabla f^t \cdot \nabla f$).

3^{ème} étape :

3- Calcul du vecteur B défini par

$$B = -\nabla f^t \begin{pmatrix} P^{(1)} - P^{*(1)} \\ \dots \\ P^{(N)} - P^{*(N)} \\ Q^{(1)} - Q^{*(1)} \\ \dots \\ Q^{(N)} - Q^{*(N)} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.10})$$

D'où

$$B_k = - \sum_{i=1}^N \left[\frac{\delta P}{\delta \theta_k} (P - P^*) + \frac{\delta Q}{\delta \theta_k} (Q - Q^*) \right]_{g=g_i} \quad (\text{IV.11})$$

4^{ème} étape :

Résoudre le système linéaire des équations suivantes :

$$\sum_{j=1}^5 (Grad)_{kj} \cdot R_j = B_k \quad k = \overline{1,5} \quad (\text{IV.12})$$

qui admet pour solution la forme suivante : $R^{(k)}$

5^{ème} étape :

Calcul de $\alpha^{(k)}, \beta^{(k)}, \theta^{(k)}, J^{(k)}$ tel que :

$$\begin{aligned}\theta^{(k)} &= \theta^{(k-1)} + R^{(k)} \\ \alpha^{(k)} &= (P^* - \hat{P})_{g=g_i}\end{aligned}\quad (IV.13)$$

$$\begin{aligned}\beta^{(k)} &= (Q^* - \hat{Q})_{g=g_i} \\ J^{(k)} &= \sum_{i=1}^N \left[\left(\frac{\alpha_i^{(k)}}{P^*} \right)^2 + \left(\frac{\beta_i^{(k)}}{Q^*} \right)^2 \right]\end{aligned}\quad (IV.14)$$

On arrête le calcul si le critère suivante est satisfait.

$$\text{Si } \left| \frac{J^k - J^{k-1}}{J^k} \right| < \varepsilon \quad (IV.15)$$

IV-4-2 Algorithme de NEWTON RAPHSON:

La méthode de NEWTON RAPHSON diffère peu de la précédente du point de vue formulation. Elle fait intervenir les dérivées secondes du critère par rapport aux paramètres.

On gardera les mêmes étapes en ajoutant la matrice hessienne dans l'équation (IV.12).

$$\sum_{j=1}^5 (H + Grad)_{kj} \cdot R_j = B_k \quad (IV.16)$$

avec H la matrice hessienne donnée par l'équation (VI.9) et Grad et B_k par (VI.8) et (VI.10)

IV-4-3 Algorithme de Levenberg-Marquardt :

Pour la méthode de Levenberg-Marquardt le système à résoudre devient; en gardant les mêmes étapes:

$$\left[Grad^{(k)} + \mu^{(k)} \cdot I \right] \cdot R^{(k)} = B^{(k)} \quad (VI.17)$$

avec

$\mu^{(k)}$ est un scalaire supérieur ou égale à zéro.

I : matrice identité d'ordre 5.

En plus des différentes étapes déjà citées, l'algorithme de Levenberg- Marquardt prend la forme suivante:

1- Choisir les conditions initiales et une tolérance: $\theta^{(0)}, \varepsilon$.

2- Prendre :

$$\mu^{(0)} = 0.01 \text{ et } \nu = 10 \quad (\text{IV.18})$$

$$3\text{- Mettre } \mu^{(k)} = \mu^{(k)} / \nu \quad (\text{IV.19})$$

4- Résoudre le système linéaire des équations suivantes:

$$\left[\text{Grad}^{(k)} + \mu^{(k)} \cdot I \right] \cdot R^{(k)} = B^{(k)} \quad (\text{IV.20})$$

dont la solution est sous la forme $R^{(k)}$

5 -Calcul de:

$$\theta^{(k)} = \theta^{(k-1)} + R^{(k)}$$

$$\alpha^{(k)} = \left(P^* - \hat{P} \right)_{g=g_i} \quad (\text{IV.21})$$

$$\beta^{(k)} = \left(Q^* - \hat{Q} \right)_{g=g_i}$$

$$J^{(k)} = \sum_{i=1}^N \left[\left(\frac{\alpha_i^{(k)}}{P^*} \right)^2 + \left(\frac{\beta_i^{(k)}}{Q^*} \right)^2 \right] \quad (\text{IV.22})$$

6- Si $J^{(k+1)} > J^{(k)}$, Prendre $\mu^k = \mu^k \cdot \nu$ et retourner vers 4.

7- Si $J^{(k+1)} < J^{(k)}$, Prendre $\mu^{k+1} = \mu^k$ et retourner vers 2.

$$8\text{- Test d'arrêt ; si } \|B^{k+1}\| < \varepsilon, \quad (\text{VI.23})$$

Avant d'aborder la validation des ces algorithmes il faut évaluer la précision des paramètres à identifier. Pour cela on fait l'hypothèse suivante :

On suppose que les vecteurs d'erreurs α et β ont une distribution normale

$N(0, \sigma^2 I_n)$, c'est à dire qu'ils ont une moyenne nulle et une matrice de covariance

$\sigma^2 I_n$, la matrice des variances - covariances est calculée par

$$V = \text{COV}(\theta, \theta) = \frac{J}{N-5} (H + \text{Grad})^{-1} \tag{IV.24}$$

la précision des paramètre est donnée par

$$\Delta\theta_i = \sqrt{V_{i,i}} \tag{IV.25}$$

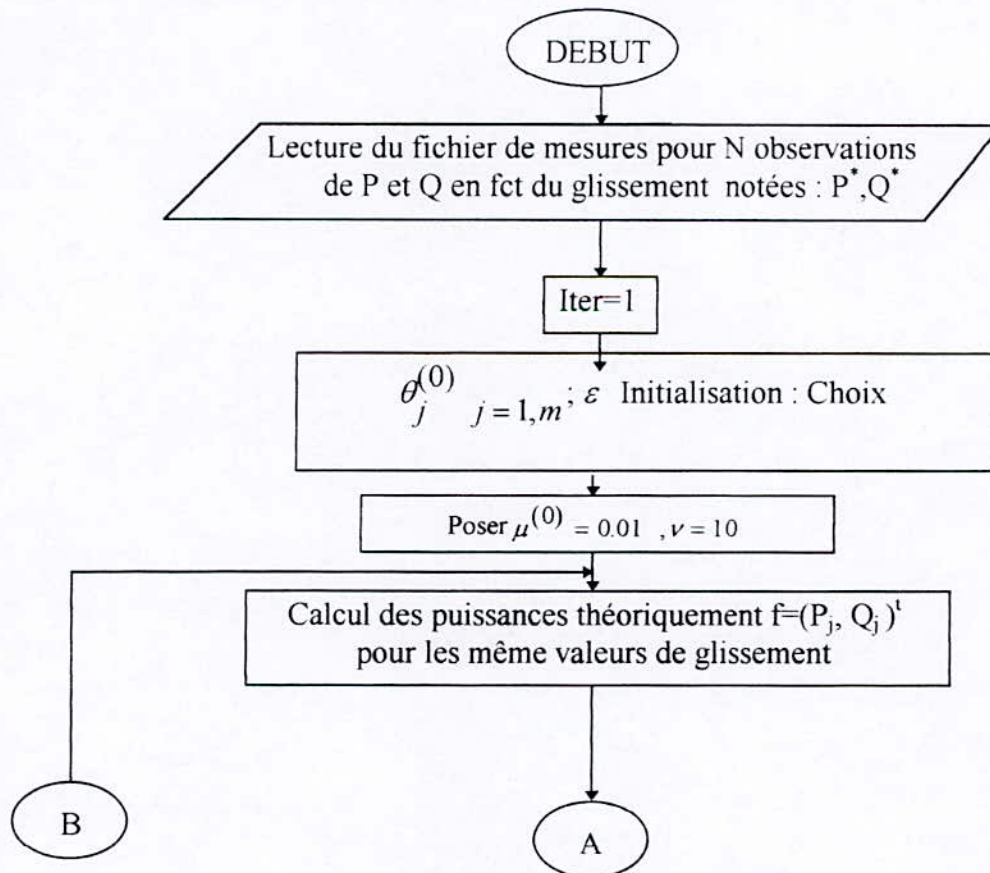
- Si nous considérons que nous avons affaire à une loi de probabilité gaussienne, alors nous avons une probabilité de 99.7% que la valeur θ_i soit comprise dans l'intervalle

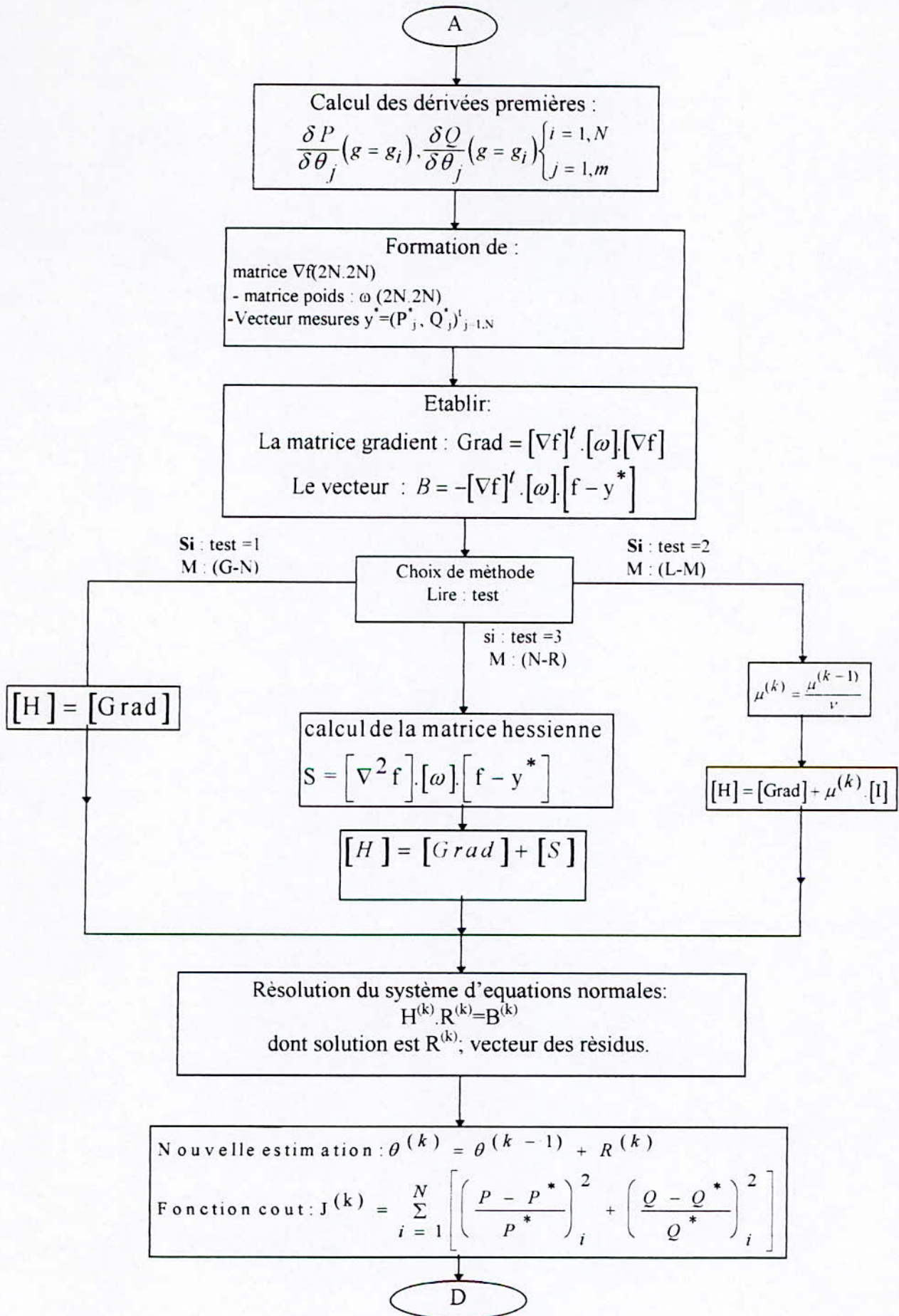
$$\left[\theta_{i,opt} - 3\Delta\theta_i ; \theta_{i,opt} + 3\Delta\theta_i \right]$$

IV-5 Description du programme d'identification :

L'algorithme est constitué d'un programme principale et de trois sous - programmes, qui servent à introduire la méthode d'optimisation selon le choix du test (test =1 méthode de gauss-newton, =2 méthode de Levenberg-Marquardt, = 3 méthode de Newton-Raphson)

L'organigramme de la figure (VI.4) résume l'ensemble des opérations :





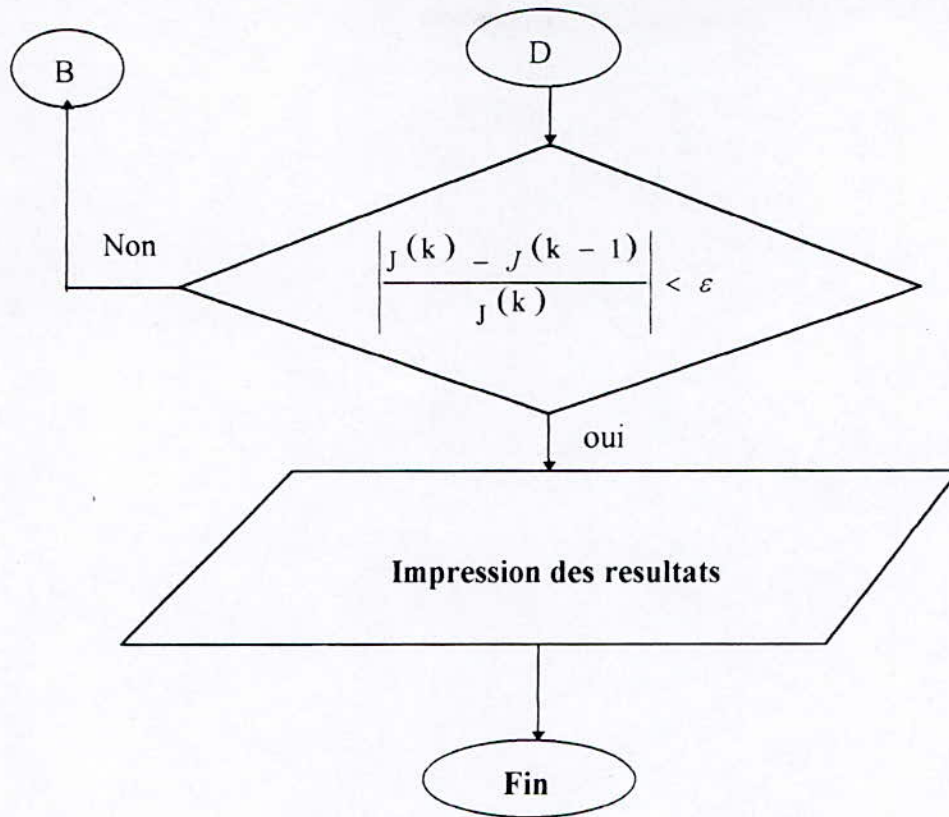


Fig. (VI.4) L'organigramme de programme d'identification

La matrice poids $[\omega]$ est définie par :

$$[\omega] = \text{diag} \left(\frac{1}{P_{(1)}^{*2}} \dots \frac{1}{P_{(N)}^{*2}} \quad \frac{1}{Q_{(1)}^{*2}} \dots \frac{1}{Q_{(N)}^{*2}} \right)$$

IV-6 VALIDATION DES ALGORITHMES:

Afin de tester la validité des algorithmes d'optimisation utilisés pour l'identification des paramètres de la machine, on procède à une simulation des équations (VI.2) et (VI.3) avec des paramètres connus :

on forme le vecteur $\theta = [226.6, 16, 0.46, 1.2, 1.81]$

A partir de ce fichier et d'un vecteur de paramètre initial choisi de telle façon qu'il soit proche de celui de la simulation. Soit $\theta^0 = [225; 15; 0.5; 1; 2]$. On exécute les programmes selon le nombre de points de mesures (20, 100).

La tension d'alimentation étant égale à 220 V. La tolérance d'arrêt est choisie à 10^{-2} .

Les résultats obtenus par les différentes méthodes sont:

IV-6-1 Méthode de Gauss-Newton

Paramètre	Valeurs		Précision (%)	
	20	100	20	100
N ^{bre} de points	20	100	20	100
R0(Ω)	226.5720	226.6001	$5.457856 \cdot 10^{-3}$	$7.953687 \cdot 10^{-5}$
X0(Ω)	15.7	16	$4.236541 \cdot 10^{-3}$	$1.226035 \cdot 10^{-6}$
R1(Ω)	0.415268	0.4660488	$8.412548 \cdot 10^{-2}$	$3.265673 \cdot 10^{-6}$
R2(Ω)	1.085678	1.1999999	$1.225436 \cdot 10^{-3}$	$2.386471 \cdot 10^{-7}$
X(Ω)	1.625398	1.812884	$8.654623 \cdot 10^{-2}$	$1.740486 \cdot 10^{-6}$

IV-6-2 Méthode de Levenberg-marquardt

Paramètre	Valeurs		Précision (%)	
	20	100	20	100
N ^{bre} de points	20	100	20	100
R0(Ω)	226.58132	226.5999	$5.2368471 \cdot 10^{-3}$	$1.499683 \cdot 10^{-5}$
X0(Ω)	15.848569	16	$1.2659987 \cdot 10^{-2}$	$1.19666 \cdot 10^{-6}$
R1(Ω)	0.4612586	0.4660355	$5.2687461 \cdot 10^{-2}$	$2.608604 \cdot 10^{-6}$
R2(Ω)	1.1345812	1.199999	$6.4852697 \cdot 10^{-3}$	$1.645561 \cdot 10^{-7}$
X(Ω)	1.8026539	1.812886	$5.2653419 \cdot 10^{-2}$	$1.696631 \cdot 10^{-6}$

IV-6-3 Méthode de Newton-Raphson

Paramètre	valeur		Précision (%)	
	20	100	20	100
$R_0(\Omega)$	224.2353	226.6001	$2.684036 \cdot 10^{-2}$	$7.809688 \cdot 10^{-5}$
$X_0(\Omega)$	15.95687	16	$7.526254 \cdot 10^{-3}$	$1.203830 \cdot 10^{-6}$
$R_1(\Omega)$	0.436587	0.46604	$4.236549 \cdot 10^{-1}$	$3.206584 \cdot 10^{-6}$
$R_2(\Omega)$	1.241236	1.19999	$6.253844 \cdot 10^{-2}$	$2.343289 \cdot 10^{-6}$
$X(\Omega)$	1.81534	1.812886	$9.568474 \cdot 10^{-3}$	$1.708961 \cdot 10^{-6}$

IV-7 Interprétation des résultats

L'utilisation des données théoriques dans le programme d'identification nous a permis de constater que la méthode de Levenberg-Marquardt converge plus rapidement, que la méthode de Gauss-Newton et Newton Raphson, même si le vecteur initial est éloigné de la solution attendue. ceci nous a permis de confirmer une deuxième fois la validité et les avantages de la méthode.

* Enfin, pour la mise en valeur du modèle de la machine, nous simulons les équations (VI.2, VI.3) donnant les puissances P, Q en fonction du glissement, et ceci avec les paramètres identifiés ci-dessus en vue d'une comparaison avec les courbes théoriques.

Dans le même but, nous avons tracé les allures des courants statoriques, du facteur de puissance et du diagramme de cercle, ainsi que la convergence des paramètres en fonction du nombre d'itération et du critère.

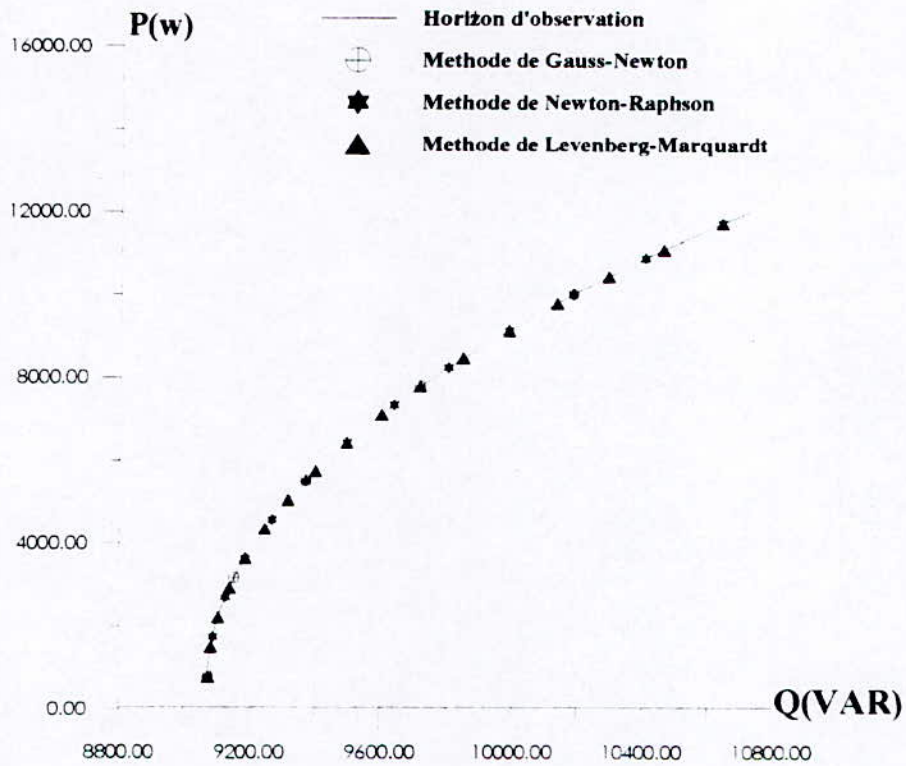
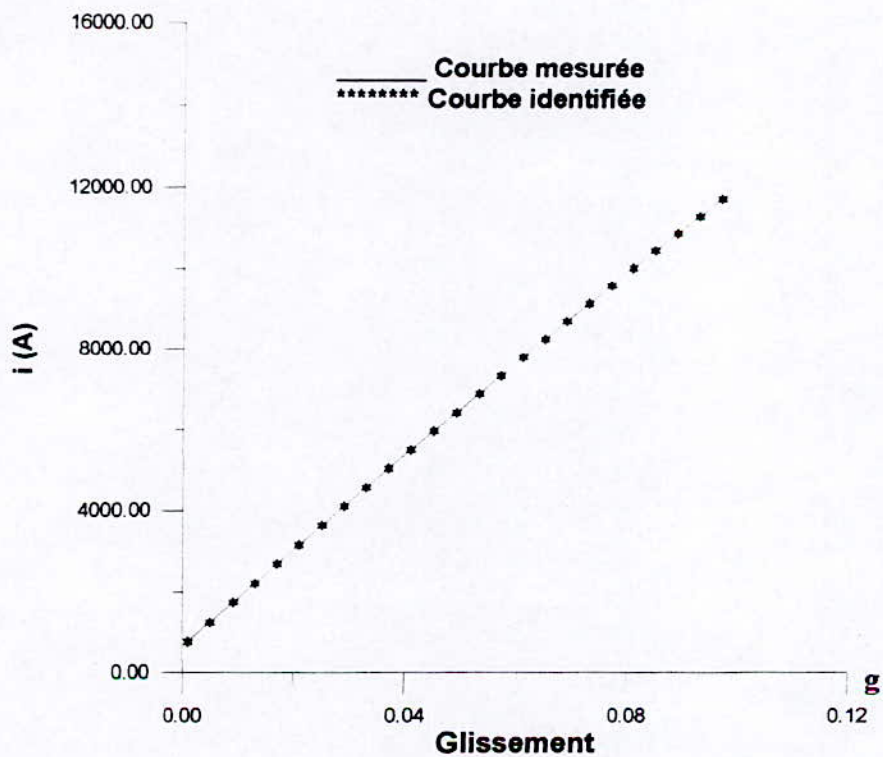
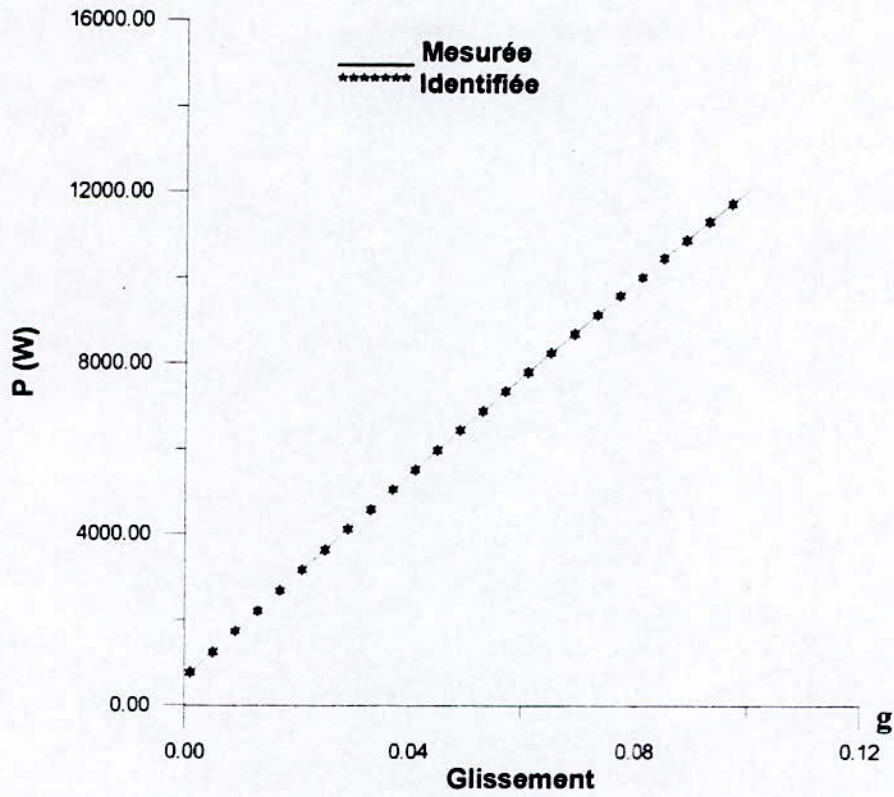


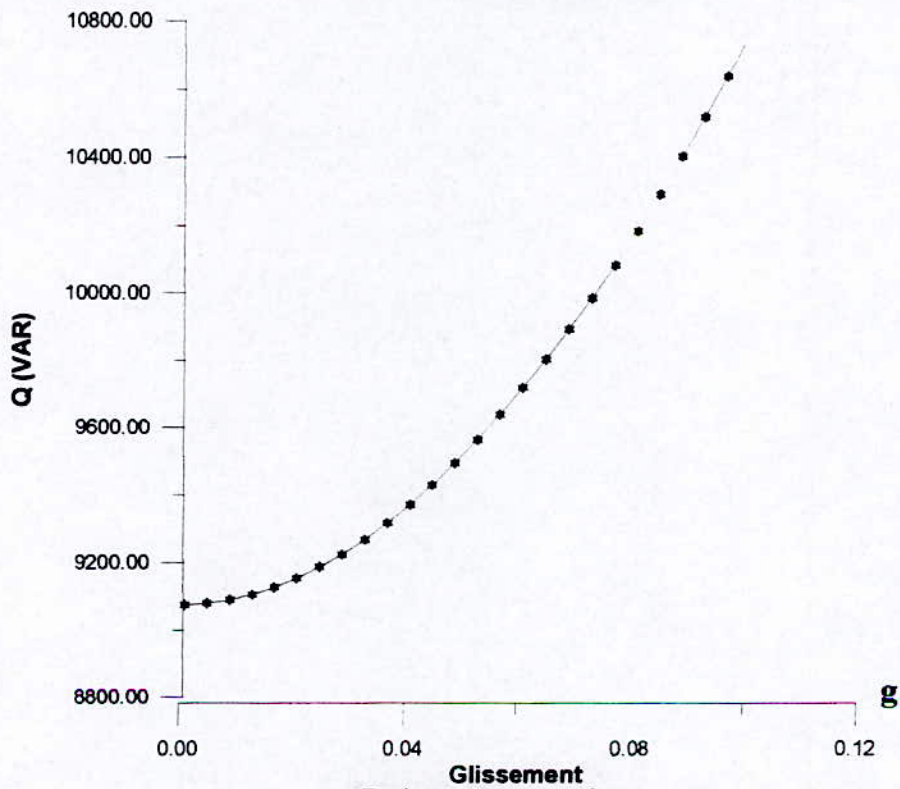
Diagramme du cercle pour le modèle 5P



COURANT ABSORBEE
 Méthode de Levenberg-Marquardt



**Puissance Active
Méthode de Levenberg- Marquardt**



**Puissance reactive
Méthode de Levenberg - Marquardt**

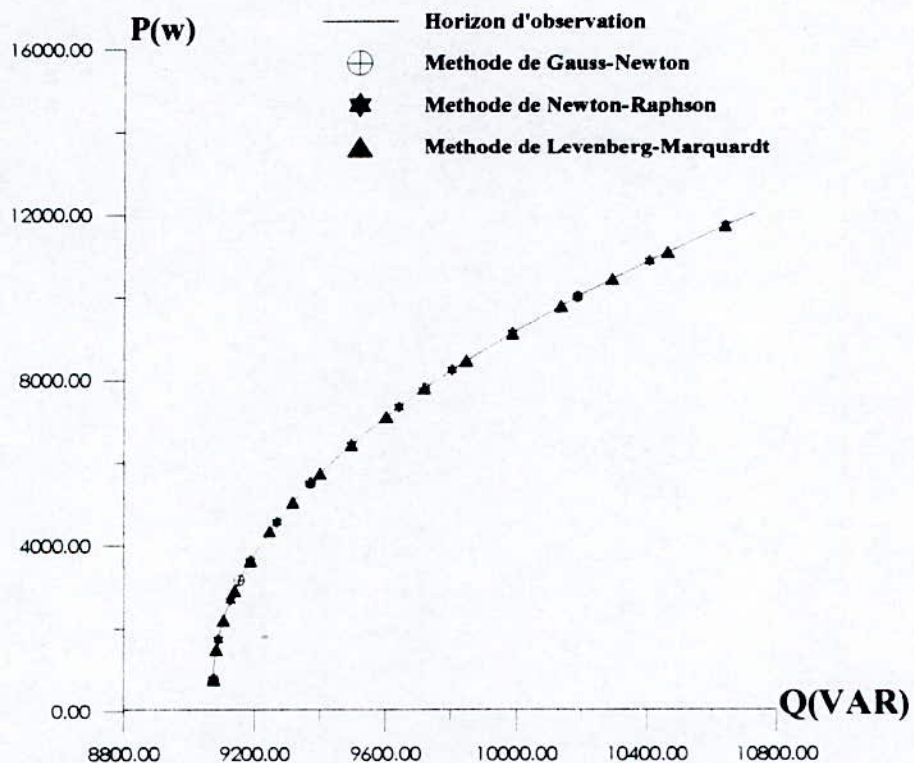
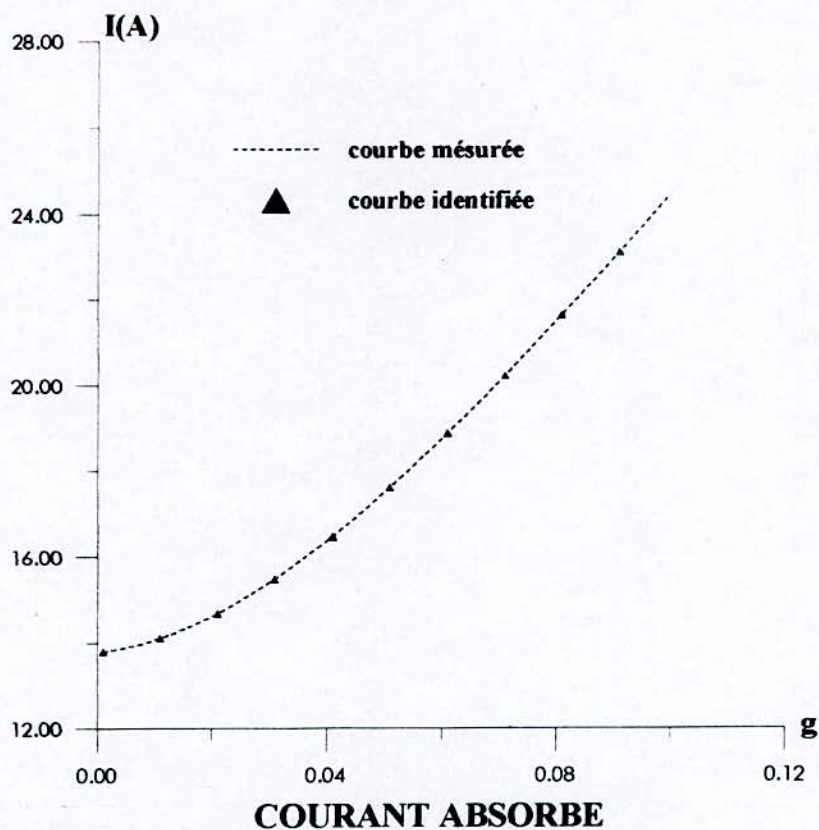
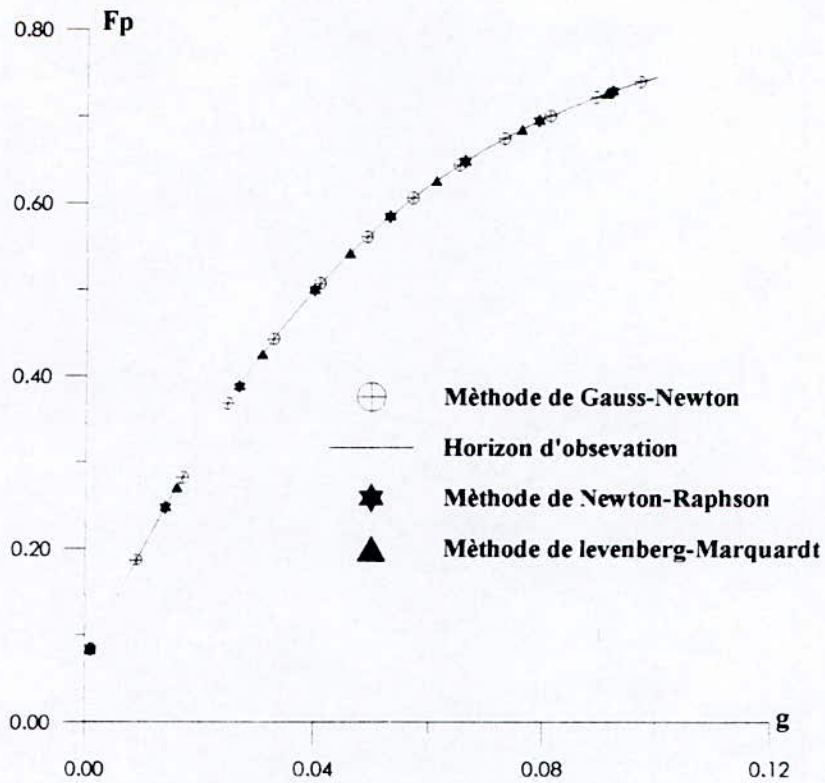
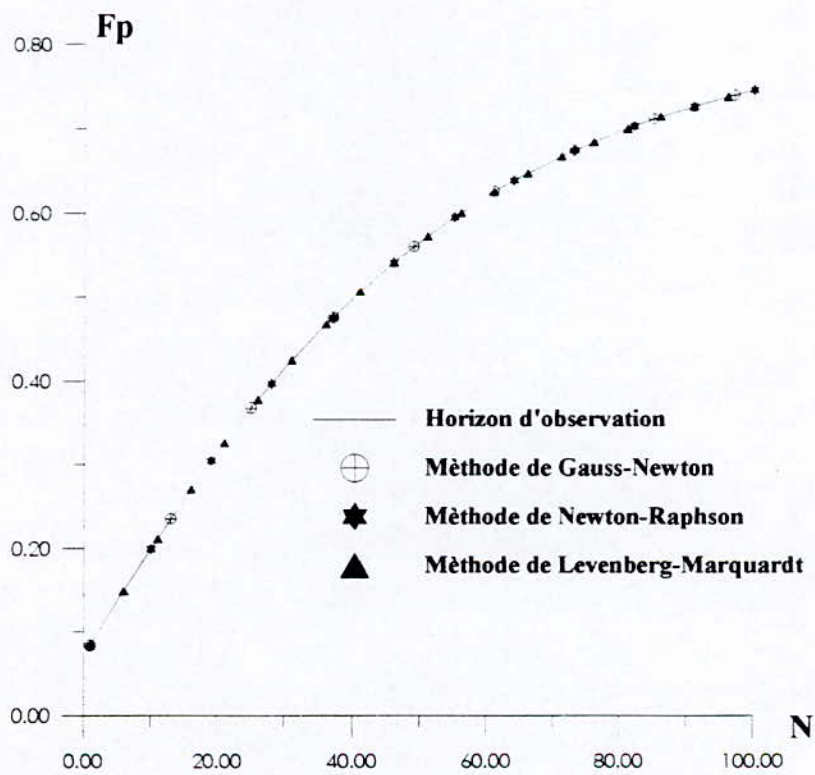


Diagramme du cercle pour le modèle 5P

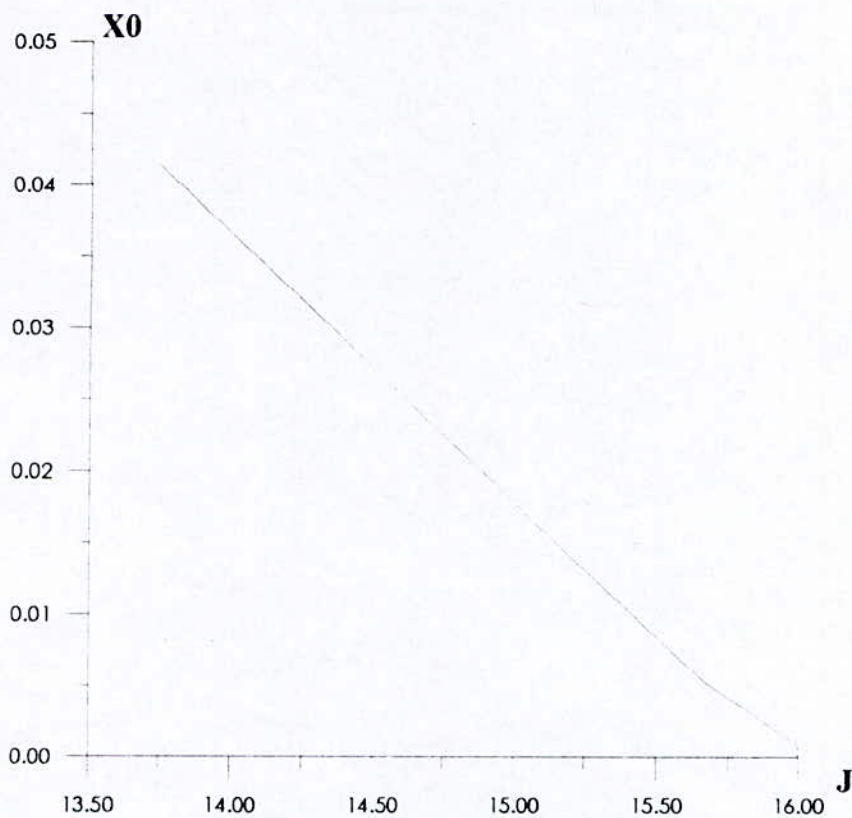




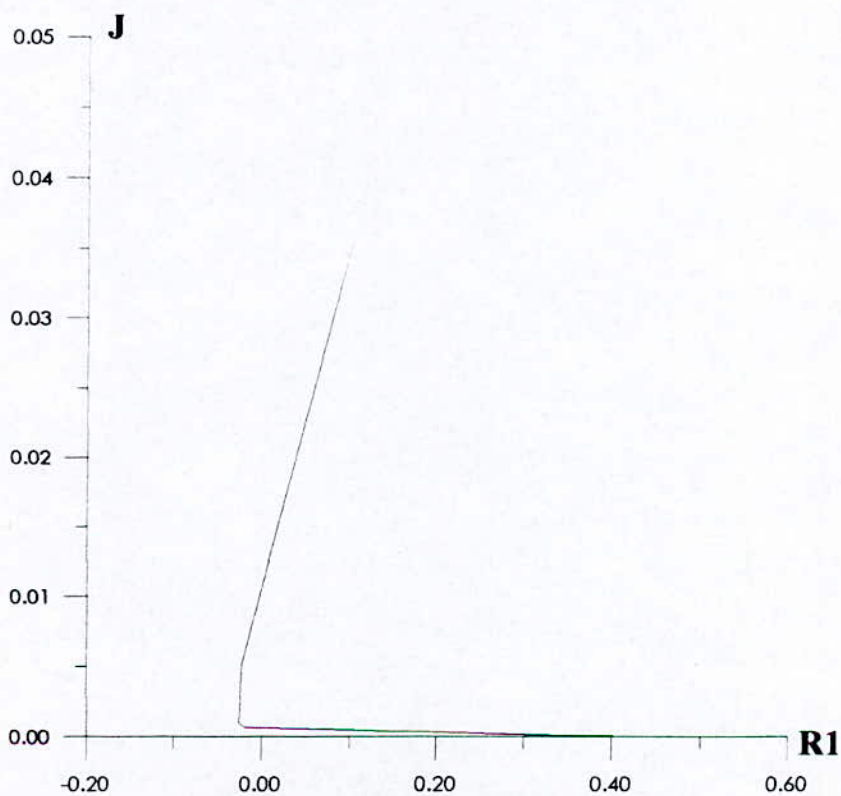
Variation de facteur de puissance en fonction du glissement



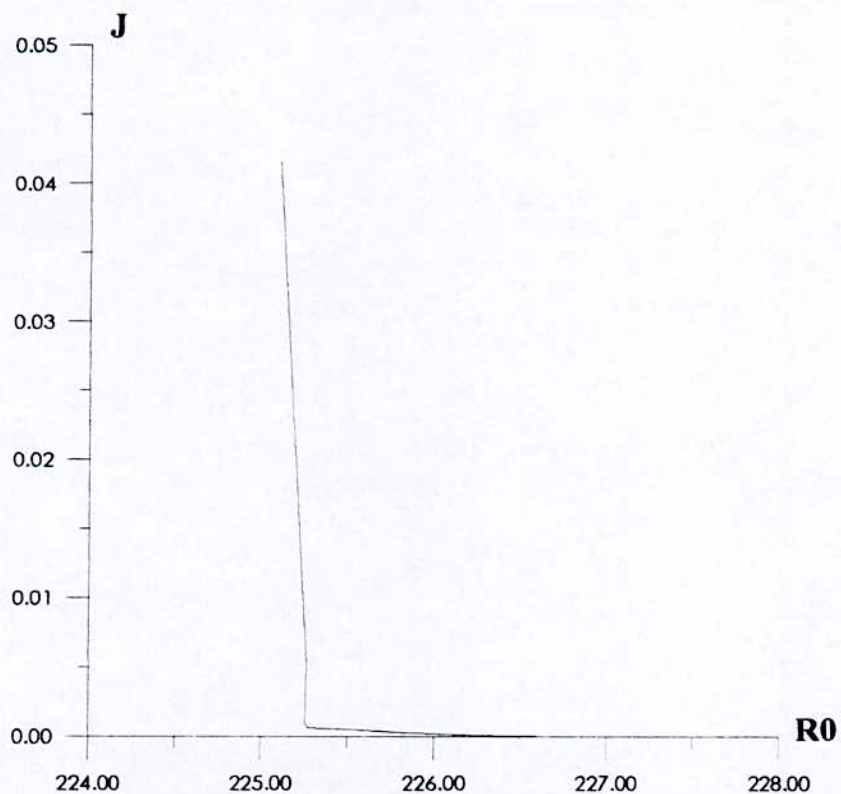
Variation de facteur de puissance en fonction de nombre d'iteratrion



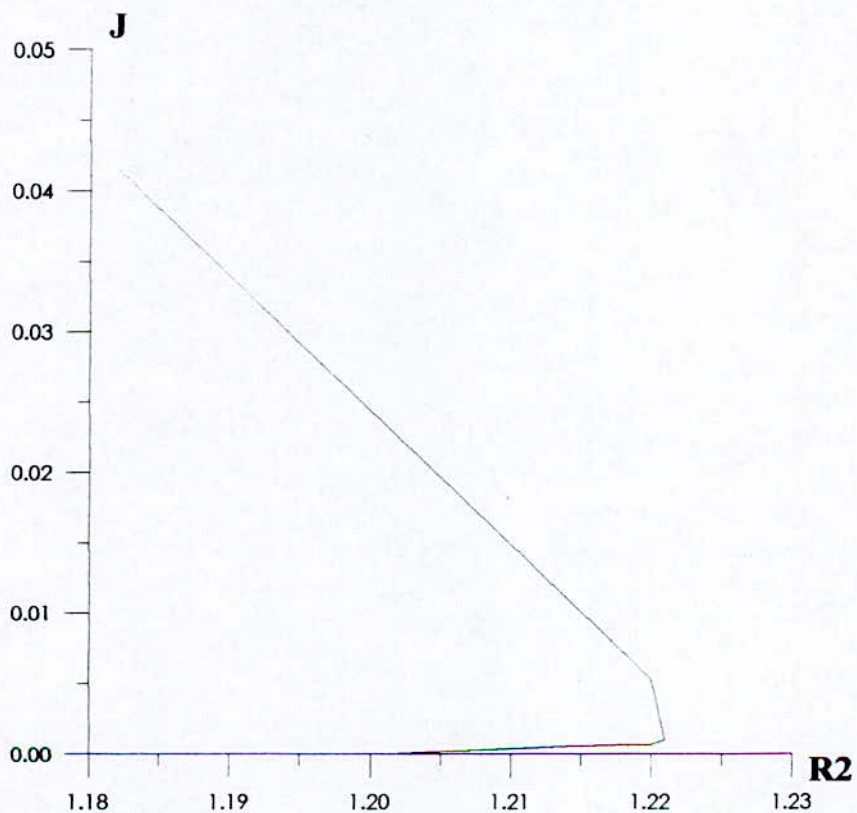
Variation de critère en fonction X0



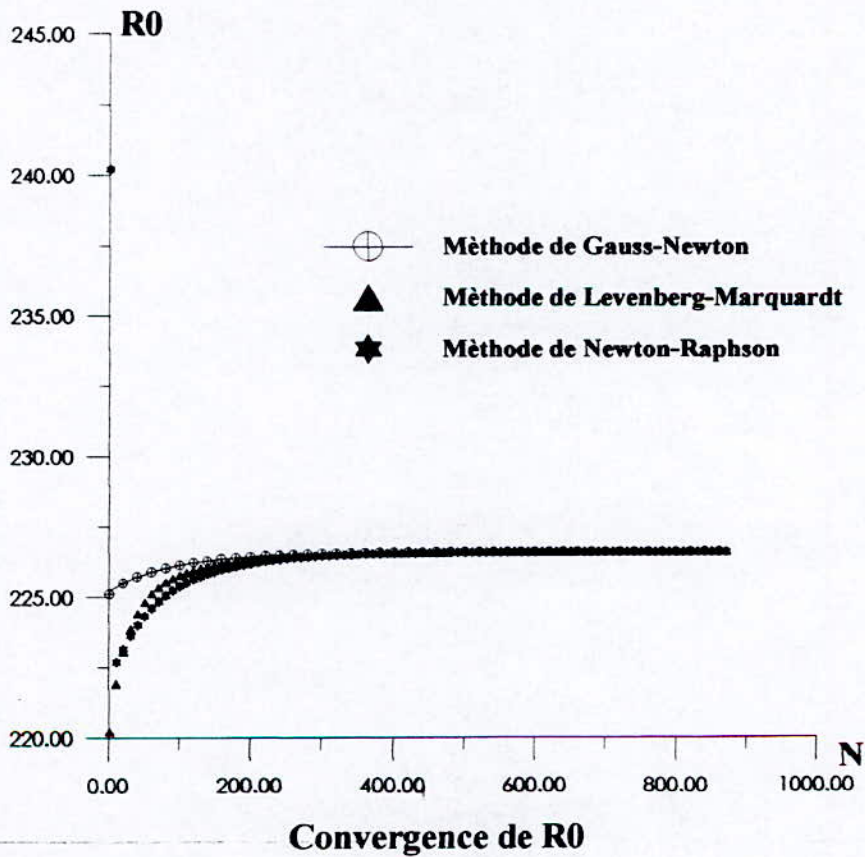
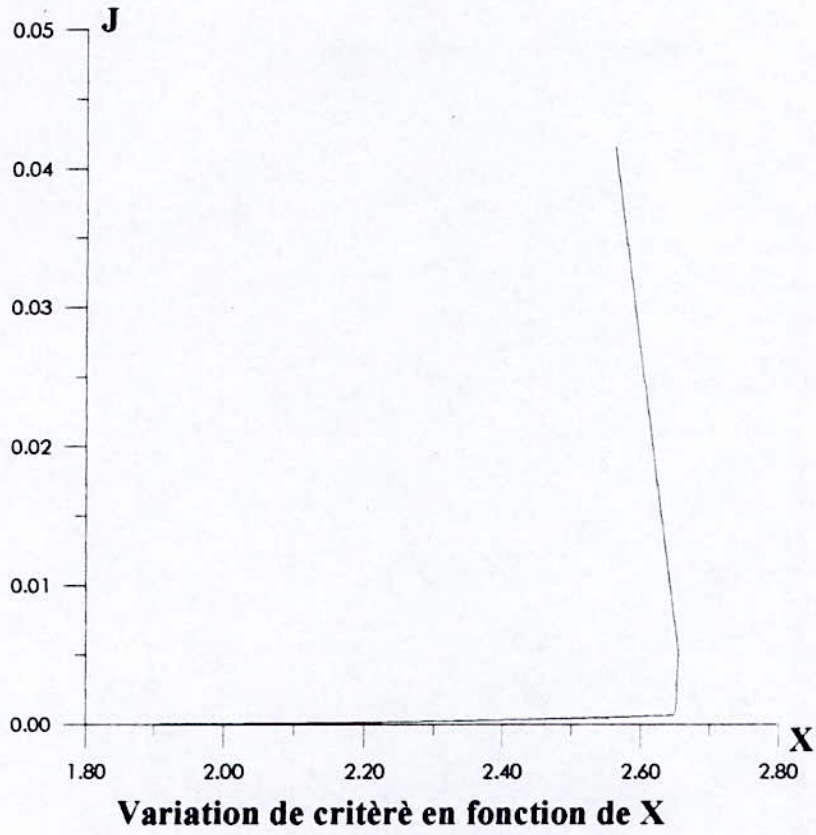
Variation de R1 en fonction du critère

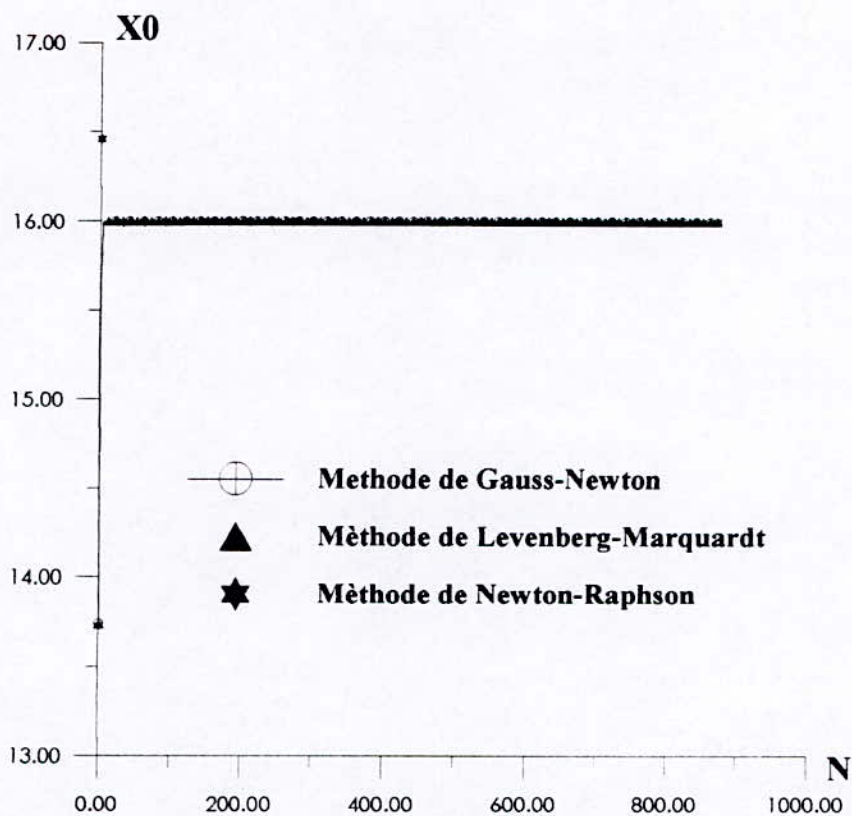


Variation du critère en fonction du R_0

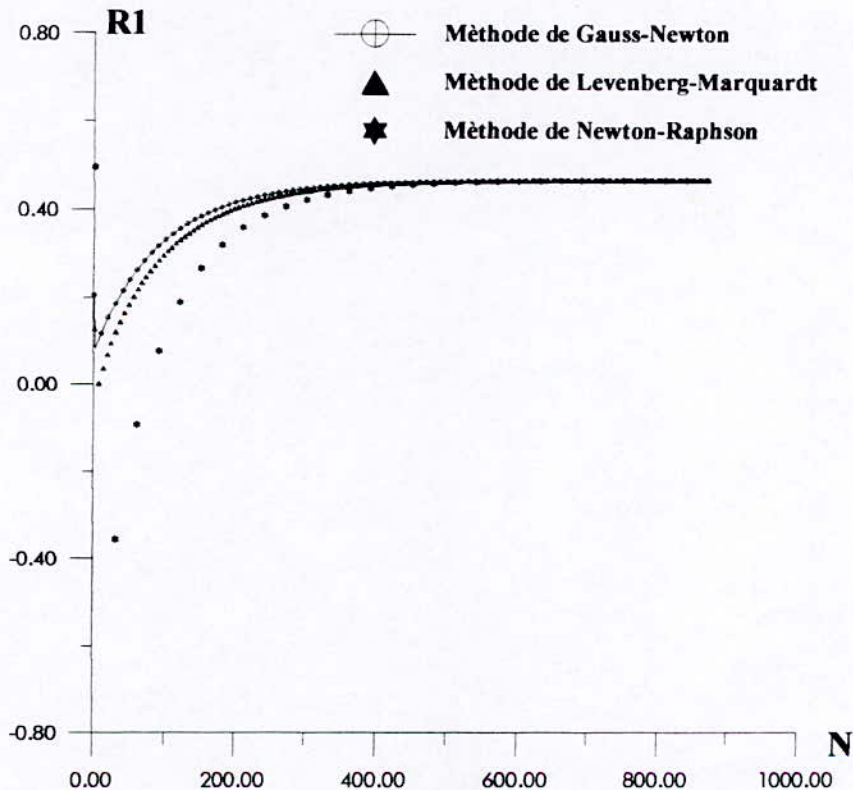


Variation de R_2 en fonction du critère

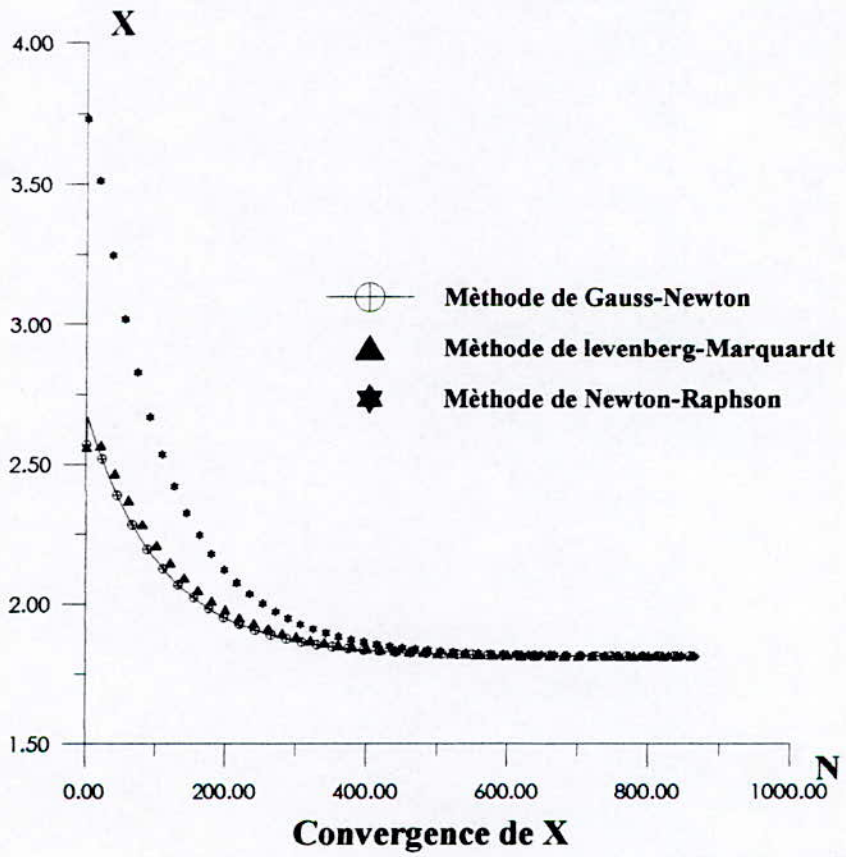
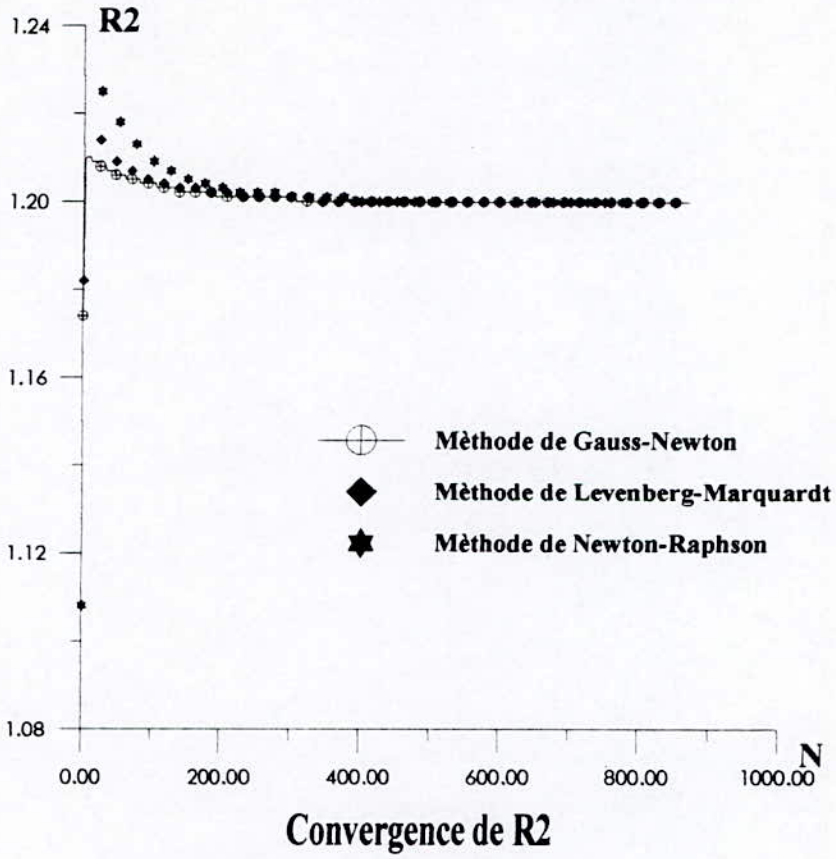




Convergence de X0



Convergence de R1



IV-8 INTERPRETATION DES COURBES

Les courbes obtenues pour le modèle 5P montrent clairement la validité de la méthode d'identification proposée qui est basée sur la minimisation de l'écart entre la puissance active et réactive mesurée et les valeurs estimées par le modèle, à différents points de fonctionnement. ($g = 0.01 ; 0.1$)

Pour la convergence des paramètres, on a remarqué que si l'initialisation des paramètres est loin de la solution, nous obtenons une convergence lente (temps de calcul très élevé plus de 40 minutes), pour pallier à cet inconvénient, on détermine le premier vecteur des paramètres par la méthode de GAUSS NEWTON avec un test de convergence très grand ou bien par les essais classiques.

IV-9 CONCLUSION:

Nous avons constaté que dans le cas de la méthode du modèle, le problème d'identification se réduit à un problème d'optimisation.

Ces méthodes nous les avons présentées sous forme de trois algorithmes (GAUSS NEWTON, NEWTON RAPHSON et MARQUARDT LEVENBERG) ainsi que leurs applications à la machine asynchrone.

Les résultats obtenus sont très satisfaisants ce qui confirme l'efficacité de la méthode utilisée.

Le critère d'optimisation étant non linéaire; le temps de calcul est relativement élevé pour une commande en temps réel (quelques secondes), pour gagner du temps au niveau du calcul et réduire le domaine de recherche de la solution, il est nécessaire de commencer par une détermination approximative des paramètres.

Aussi il est à noter que le nombre de points de mesures a une grande influence sur la précision de l'identification des paramètres.

CONCLUSION GENERALE



« Combien de royaumes nous ignorent! »

BLAISE PASCAL

CONCLUSION GENERALE

Dans notre travail , nous avons fait l'étude des différentes méthodes d'identifications paramétriques de la machine asynchrone à partir des mesures entrées-sorties.

Dans le chapitre I, nous avons abordé la modélisation de la machine asynchrone dans le référentiel du R.H.Park. Cette modélisation a été établie sous forme d'équation d'état afin de pouvoir aborder la simulation et tester la validité du modèle.

Une étude de la sensibilité du modèle à la variation des paramètres a mis en évidence l'importance des inductances puis les résistances rotoriques et statoriques. Le moment d'inertie agit surtout sur la durée du transitoire tandis que le coefficient de frottement conditionne la valeur du couple résistant lors du fonctionnement à vide.

Le chapitre II, a été consacré à l'étude des différentes méthodes d'identification des paramètres d'un système. Ces méthodes sont basées sur le principe de la méthode du modèle qui consiste à rendre le problème d'identification comme étant problème d'optimisation.

Parmi les méthodes du modèle, nous avons présentée la méthode de NEWTON RAPHSON et la méthode GAUSS NEWTON, elles convergent vers les solutions si l'on possède un bon estimate initial des variables cherchées. Dans le cas contraire LEVENBERG et MARQUARDT ont proposé une stratégie qui bénéficie à la fois d'une convergence rapide et d'une indépendance du résultat vis à vis du vecteur initial.

Le chapitre III a été consacré à la représentation et l'étude des différents modèles de la machine asynchrone et ce pour permettre une identification plus aisée des différents paramètres des schémas équivalents proposés.

Dans le chapitre VI, nous avons proposé une estimation d'un schéma équivalent à cinq paramètres, à partir du relevé en fonctionnement normal de la puissance active et réactive, en minimisant un critère quadratique qui représente l'écart entre les puissances actives et réactives mesurées et les valeurs estimées par le modèle.

Le résultat obtenu nous a permis de nous rendre compte que les paramètres obtenus dépendent du schéma équivalent utilisé.

Il faut noter que la différence fondamentale entre l'approche des électrotechniciens et celle des automaticiens la première cherche à identifier les valeurs des différents éléments physique qui sont rassemblés en un réseau équivalent en tenant compte de la structure de la machine. La seconde cherche à optimiser globalement un modèle mathématique dont les éléments pris individuellement n'ont pas de sens physique, mais dans l'ensemble reflète parfaitement le comportement physique. Nous pouvons remarquer que les meilleurs résultats sont obtenus par les modèles qui ont été globalement optimisés.

Nous n'omettons pas de signaler enfin qu'il reste beaucoup à faire dans le domaine de l'identification paramétrique des machines électriques car les commandes actuelles de plus en plus sophistiquées exigent des déterminations de paramètres de plus en plus précis pour l'obtention de la robustesse de la commande et de la conservation de la stabilité de l'ensemble du système lors des divers régimes de fonctionnement.



BIBIOGRAPHIE



*« Quelles que soient les découvertes du futur,
on sait
qu'elles ne pourront jamais se passer
de l'expérience,
de la connaissance
et de l'audace des hommes. »*

Léonard de VINCI

BIBLIOGRAPHIE



- [1] : M. BOUSSAK, « Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction », thèse de doctorat de l'université Paris 6 . 1989.
- [2] : O. TOUHAMI, « Contribution à l'identification paramétrique des machines électriques », thèse de Doctorat d'état ès-sciences, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger. 1994.
- [3] : A. FAIDALLAH, « Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones », thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 1995.
- [4] : N. KHENFER, « machine asynchrone : ses modèles, son identification et sa commande », thèse de Doctorat d'état ès-sciences, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger. 1995.
- [5] : GUECHTOULI & HADOUICHE, « introduction à l'identification paramétrique des machines asynchrones ». P.F.E, ENP 1996.
- [6] : P. LAGONOTTE, « modélisation et identification non linéaire des paramètres statiques d'une machine à induction triphasée par la méthode du modèle », Rapport de l'Université de Poitiers (France). Novembre 1990.
- [7] : P. BORNE, « modélisation et identification des processus », Tome 1-2, édition TECHNIP 1992.
- [8] : M. BOUMAH RAT, B. GOURDIN, « méthodes numériques appliquées technique et documentation La VOISIER. 1989.
- [9] : HASSNI MOURAD, « identification structurale et paramétrique d'une machine synchrone », THESE DE MAGISTER, ENP 1996
- [10] P. BARRET, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques. » , EYROLLES , Paris 1982 .
- [11] J . CHATELAIN, « Machines électriques », Presses polytechniques romandes, DUNOD 1984 .
- [12] C. FOULARD, S. GENTIL, J.P. SANDAZ, « Commande et régulation par ordinateur numérique », EYROLLES , 5^{ème} édition , Paris 1987 .

- [13] I.D. LANDAU, « Identification et commande des systèmes », HERMES , Paris 1993 .
- [14] J. RICHALET (ADERSA), « Pratique de l'identification. » , HERMES , Paris 1991 .
- [15] L . E . SCALES, « Introduction to non linear optimization. » , Département of computer science university of Liverpool, MACMILLAN , 1985 .
- [16] G. SEGUIER, J. LESENNE, F. NOTELET , « Introduction à l'électrotechnique approfondie » , Technique & Documentation, LAVOISIER , Paris 1980 .
- [17] J.C. TRIGEASSOU, « Recherche et modèle expérimentaux assistée par ordinateur » , Tec & Doc (LAVOISIER), Toulouse 1988 .
- [18] M.BOUSSAK, G.A.CAPOLINO , M.POLOUJADOFF , « Parameter identification in vector controlled induction machine with flux model reference adaptive system (MRAS) » , France 1992 , pp 838-842.