

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة - BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**ETUDE D'UN MOTEUR
ASYNCHROME MONOPHASE
A CONDENSATEUR
PERMANENT**

Proposé par :
Mr: M.E.ZAIM

Etudié par :
N.TAKORABET

Dirigé par
Mr: M.E.ZAIM

PROMOTION

JUIN 1993

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTRE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**ETUDE D'UN MOTEUR
ASYNCHROME MONOPHASE
A CONDENSATEUR
PERMANENT**

Proposé par :
Mr: M.E.ZAIM

Etudié par :
N.TAKORABET

Dirigé par
Mr: M.E.ZAIM

PROMOTION

JUIN 1993

DEDICACE

Je dédie ce modeste travail

à ma mère.

à mon père.

à mes frères et sœurs.

à mon beau frère et mes neveux.

à tous(tes) mes amis(es).

REMERCIEMENTS

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur M, M.E.ZAIM pour l'aide fructueuse dont il m'a fait part pour l'élaboration de ce projet. Je témoigne de plus, ma reconnaissance en vers lui pour sa serviabilité et ses conseils.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Je remercie également tous ceux qui m'ont aidé à réaliser ce présent travail.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

S O M M A I R E

INTRODUCTION GENERALE

Chapitre I :

Généralités sur le moteur asynchrone monophasé

I.1 Introduction

I.2 Principaux types de moteurs monophasés

I.2.1 moteur monophasé à phase auxiliaire

I.2.2 moteur monophasé à bague de déphasage

I.2.3 moteur monophasé à répulsion d'induction

I.3 Avantages et inconvénients du moteur monophasé

Chapitre II :

Modélisation de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent.

II.1 Introduction

II.2 Equations électriques de la machine

II.3 Expression de l'équation électrique dans un système invariant

II.4 Equations en régime permanent

II.5 Equations en régime transitoire

Chapitre III : Calcul des paramètres rotoriques en fonction
du glissement

- III.1 Introduction
- III.2 Cas d'une encoche rectangulaire
- III.3 Cas d'une encoche semi-fermée
- III.4 Méthode numérique de résolution
- III.5 Calcul des paramètres électriques de l'encoche
 - III.6 Passage à l'enroulement polyphasé équivalent
 - III.7 Passage à l'enroulement biphasé équivalent

Chapitre IV :

Etude expérimentale

- IV.1 Présentation de la machine
- IV.2 Essai à vide
- IV.3 Etude de régimes transitoires
 - IV.3.1 Essais de démarrage
 - IV.3.2 Essais de ralentissement
 - IV.3.3 Débranchement de la phase auxiliaire
- IV.4 Comparaison avec les résultats de la simulation

CONCLUSION GENERALE

ANNEXES

- Annexe1 Régime permanent d'une machine biphasée non symétrique.
- Annexe2 Matrices utilisées dans la modélisation
- Annexe3 Organigrammes de calcul

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La modélisation de la machine asynchrone monophasée est rendue délicate par la non symétrie introduite par sa conception. Différents auteurs([1],[7],[8]) ont établi des modèles de cette machine se basant sur la théorie des champs tournants et nécessitant des hypothèses simplificatrices pouvant introduire des erreurs non négligeables .

Notre travail concerne l'établissement d'un modèle du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent qui tient compte de la phase auxiliaire dite aussi phase de démarrage . Ce modèle tient compte aussi de la variation des paramètres rotoriques de la machine en fonction du glissement par suite de l'effet de peau

Nous présentons au premier chapitre des généralités sur le moteur asynchrone monophasé ainsi que les artifices de démarrage les plus utilisés. Nous établissons au second chapitre un modèle du moteur monophasé en régimes permanent et transitoire . Au chapitre III nous déterminons le champ magnétique dans différentes encoches. On en déduit l'influence de l'effet de peau sur l'impédance de la barre . Une étude expérimentale est présentée au chapitre IV . Elle concerne l'étude de régimes transitoires de la machine ainsi que l'identification des paramètres rotoriques en fonction du glissement.

CHAPITRE : I

GENERALITES SUR LE MOTEUR

ASYNCHRONE MONOPHASE

1.1 INTRODUCTION:

le moteur asynchrone monophasé comporte sur son stator un enroulement monophasé connecté au réseau. L'enroulement rotorique est généralement court circuité sous forme de cage d'écureuil.

La f.m.m statorique crée un flux alternatif pulsant pouvant être décomposé en deux flux d'amplitude égale tournants en sens inverse à la vitesse $\Omega = \omega/p$

Chaque flux induit dans le rotor des courants et tend à l'entraîner dans le même sens que lui. Un moteur asynchrone est donc équivalent à deux moteurs triphasés identiques dont les rotors sont situés sur le même arbre. Les enroulements statoriques sont connectés en serie de façon à ce que les champs magnétiques engendrés tournent dans l'espace en sens inverse. Le moment du couple électromagnétique du moteur monophasé est la somme algébrique des moments des couples des deux moteurs triphasés équivalents (Fig 1.1).

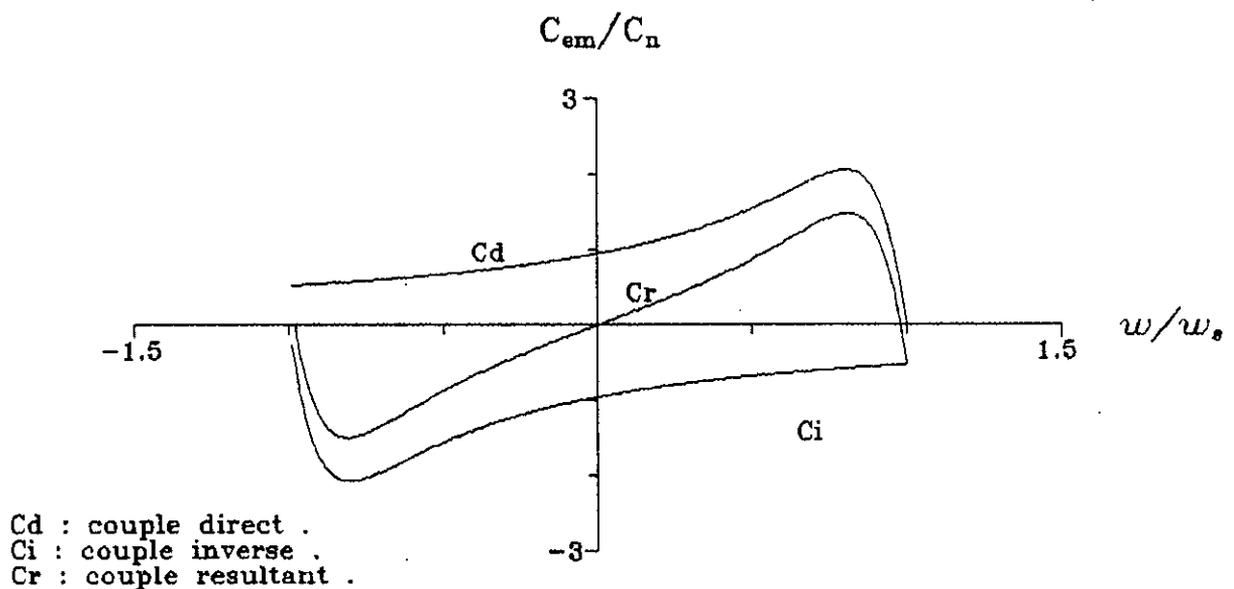


fig (I.1) : Caractéristique de couple d'un moteur asynchrone monophasé

A l'arrêt, les deux couples opposés sont égaux et la machine ne pouvant donc démarrer. Afin de lui procurer les caractéristiques d'auto-démarrage indispensables, on crée par des dispositifs appropriés, un champ tournant souvent imparfait (champ elliptique). Les moteurs asynchrones monophasés se différencient principalement par ces dispositifs.

1.2 PRINCIPAUX TYPES DE MOTEURS MONOPHASES :

1.2.1 MOTEUR MONOPHASE AVEC PHASE AUXILIAIRE :

Pour démarrer le moteur, on muni le stator d'un enroulement auxiliaire souvent décalé de 90° électrique par rapport à l'enroulement principal et traversé par un courant déphasé d'environ $\pi/2$ par rapport au courant de l'enroulement principal. Pour ce faire, on insère avec l'enroulement de démarrage une impédance (résistance, inductance ou surtout capacité). Suivant le mode de branchement, on donne les différentes caractéristiques de couple suivantes [3]:

N_p : enroulement principal.

N_a : enroulement auxiliaire.

K : interrupteur centrifuge.

C_s : condensateur de service.

C_d : condensateur de démarrage.

R_d : résistance de démarrage.

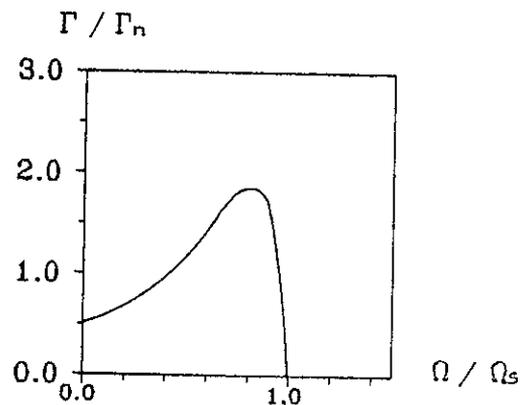
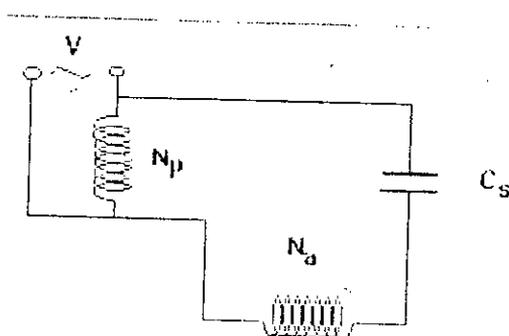


Fig 1.2 : Schémas électrique et caractéristique couple-vitesse d'un moteur monophasé à condensateur de service.

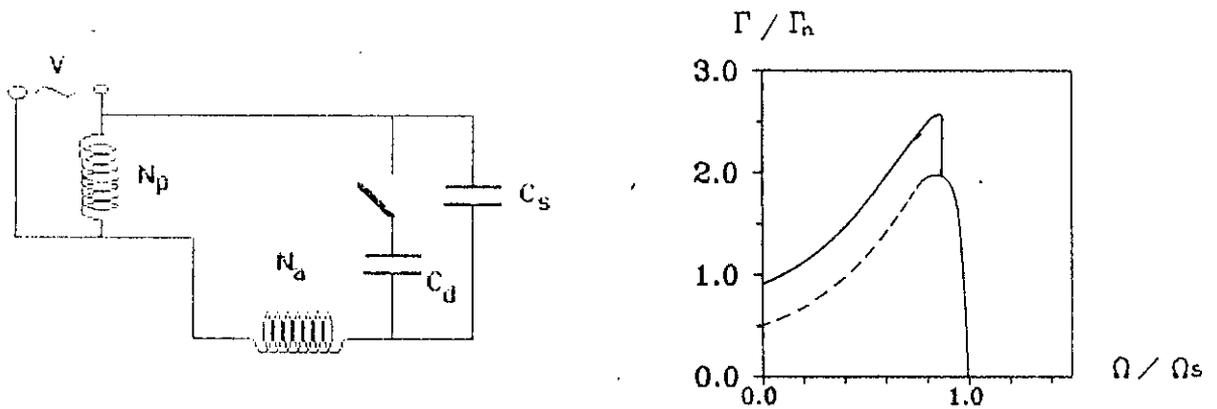


Fig 1.3 : Schémas électrique et caractéristique couple-vitesse d'un moteur monophasé à condensateur de démarrage ($C_s + C_d$) et permanent (C_s).
 ----- Cas où **K** est ouvert .

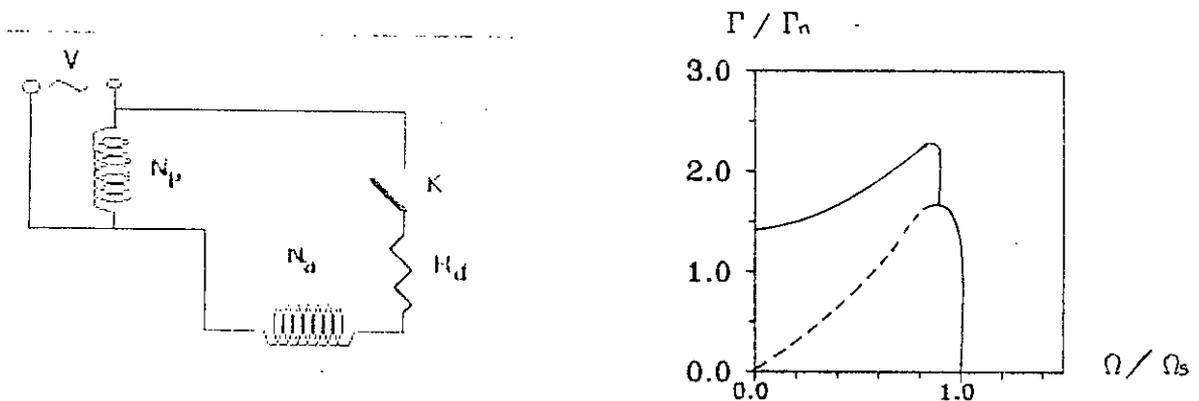


Fig 1.4 : Schémas électrique et caractéristique couple-vitesse d'un moteur monophasé à résistance de démarrage.
 ----- Cas où **K** est ouvert.

Lorsque l'enroulement auxiliaire et le condensateur ne sont pas mis hors circuit lors du fonctionnement normal, le champ inverse est affaibli et le facteur de puissance est amélioré. Dans le cas où la valeur de la capacité calculée pour un démarrage optimal est très grande pour le régime de travail, une grande partie de celle-ci est débranchée, souvent à l'aide d'un interrupteur centrifuge [7].

1.2.2 MOTEUR A BAGUE DE DEPHASAGE :

Le stator comporte des pôles saillants. Chaque pôle est muni d'un anneau de court circuit embrassant une partie de l'arc polaire. Le courant induit dans la bague (ou spire de frager) par le flux inducteur Φ_p provoque un affaiblissement de l'induction dans l'entrefer voisinant la bague. Le déphasage ainsi crée entre les flux Φ_p et Φ_a provoque l'apparition d'un champ elliptique et assure le démarrage du moteur dont le couple présente un harmonique 3 appréciable (Fig1.5)[3].

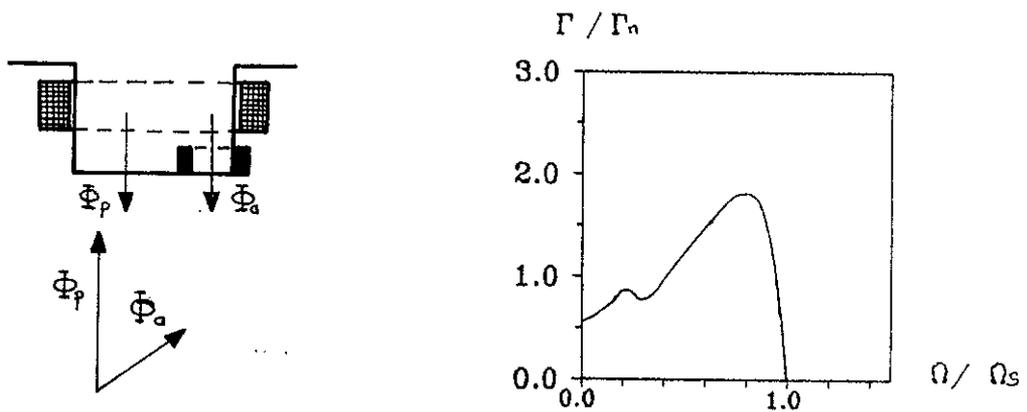


Fig I.5 : Principe et caractéristique couple-vitesse du moteur à bague de déphasage.

1.2.3 MOTEUR A REPULSION D'INDUCTION :

Il comporte un induit bobiné et un collecteur. Au démarrage les bobines rotorique et statorique sont mises en série. Puis un dispositif centrifuge court circuit les lames du collecteur transformant ainsi le moteur universel en moteur asynchrone. Le moteur présente un couple de démarrage relativement important [2].

I.3 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU MOTEUR MONOPHASE :

Les principaux avantages du moteur monophasé résident dans sa simplicité de fabrication, sa robustesse, et sa facilité d'emploi. Il convient parfaitement aux utilisations domestiques. Son entretien est très simple à l'inverse des moteurs à collecteurs.

Les pertes ferromagnétiques dues au champ inverse sont acceptables du fait que ce champ est affaibli d'une part, et de l'effet de peau qui limite sa pénétration dans le fer. Cet effet provoque la réduction de ces pertes et augmente la résistance de la cage en donnant au moteur une meilleure caractéristique de démarrage [4].

Par contre il nécessite un dispositif de démarrage et présente une sous utilisation du fer. Le moteur asynchrone monophasé est surtout utilisé pour les appareils nécessitant une alimentation monophasée (appareils domestiques).

CHAPITRE III

MODELISATION DE LA MACHINE

ASYNCHRONE MONOPHASE A

CONDENSATEUR PERMANENT

II.1. INTRODUCTION :

Le moteur asynchrone monophasé étudié (fig II.1) est constitué d'un stator possédant deux enroulements non identiques en quadrature. Le rotor est une cage que nous assimilons à deux enroulements court-circuités, en quadrature et qui présentent des paramètres pouvant dépendre du glissement.

Nous négligeons la saturation et nous supposons que la force magnétomotrice d'entrefer est sinusoïdale.

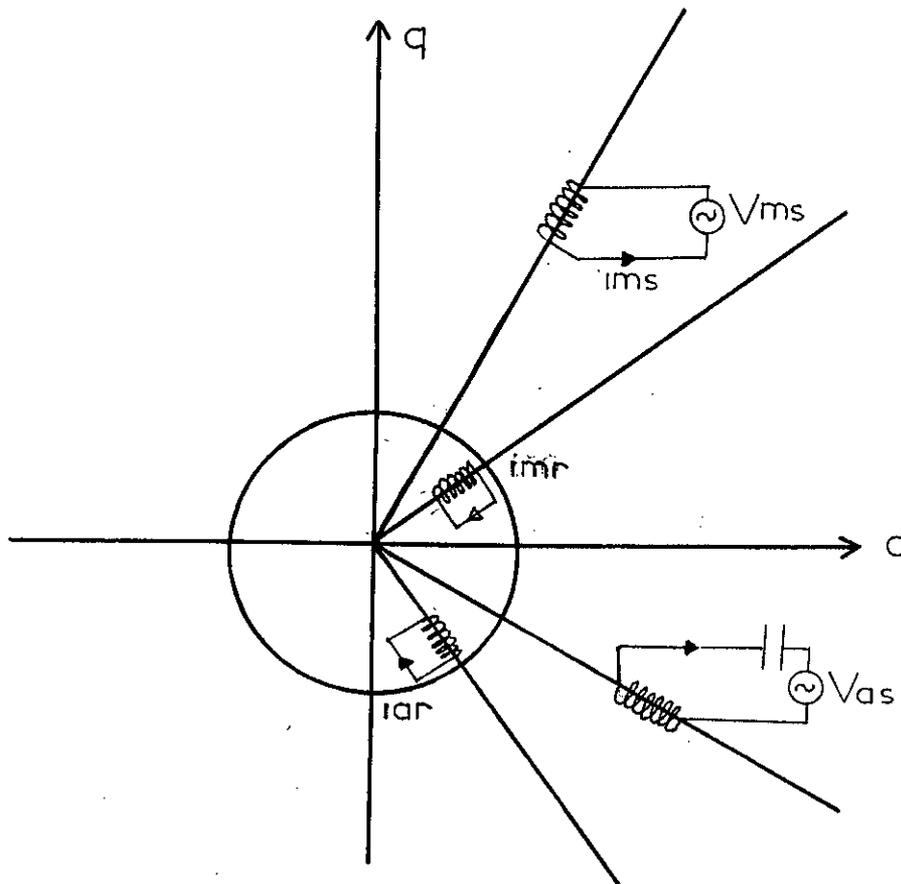


Fig II.1 : Représentation schématique de la machine étudiée.

NOTATIONS :

- V_{ms} [V] : Alimentation de la phase principale .
 V_{as} [V] : Alimentation de la phase auxiliaire .
 V_{ca} [V] : Tension aux bornes du condensateur .
 i_{ms}, i_{as} [A] : Courants des phases principale et auxiliaire respectivement .
 i_{mr}, i_{ar} [A] : Courants rotoriques fictifs .
 R_{ms}, R_{as} [Ω] : Résistances des enroulements principal et auxiliaire .
 R_r [Ω] : Résistance d'un enroulement rotorique équivalent .
 L_{ms}, L_{as} [H] : Inductances totales des enroulements principal et auxiliaire .
 L_r [H] : Inductance totale d'un enroulement rotorique équivalent .
 M_{mr} [H] : Amplitude de la mutuelle inductance entre l'enroulement principal
 et un enroulement rotorique équivalent .
 M_{ar} [H] : Amplitude de la mutuelle inductance entre l'enroulement auxiliaire
 et un enroulement rotorique équivalent .
 C [F] : Capacité du condensateur .
 ω_r [rd/s] : Vitesse du rotor .
 J [kg.m²] : Moment d'inertie de la partie tournante .
 g : Glissement .
 θ_s, θ_r [rd] : Positions angulaires des axes des bobines rotoriques et statoriques
 par rapport à un repère fixé .

II.2. EQUATIONS ELECTRIQUES DE LA MACHINE :

L'équation fondamentale qui régit le comportement électrique de la machine est donnée par :

$$[V] = [R] [I] + \frac{d}{dt} [\Phi] \quad (\text{II.2.1})$$

où

$$[\Phi] = [L] [I]$$

avec

$$[V] = [v_{ms} \ v_{as} \ 0 \ 0 \ 0]^t$$

$$[I] = [i_{ms} \ i_{as} \ i_{mr} \ i_{ar} \ v_{ca}]^t$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{as} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

soit $\theta = \theta_r - \theta_s$ la position du rotor par rapport au stator.

En se limitant au fondamental, on peut écrire :

$$\frac{d}{dt} [\Phi] = [L] \frac{d}{dt} [I] + \frac{d}{dt} [L] [I] \quad (\text{II.2.2})$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 & M_{mr} \cos \theta & M_{mr} \sin \theta & 0 \\ 0 & L_{as} & -M_{ar} \sin \theta & M_{ar} \cos \theta & 0 \\ M_{mr} \cos \theta & -M_{ar} \sin \theta & L_r & 0 & 0 \\ M_{mr} \sin \theta & M_{ar} \cos \theta & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}$$

La matrice inductance [L] est une fonction de la position relative des enroulements rotoriques et statoriques, ainsi que du glissement, nous écrivons :

$$[L] = f(\theta, g)$$

$$\frac{d}{dt}[L] = \frac{\partial}{\partial \theta}[L] \frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial}{\partial g}[L] \frac{dg}{dt} \quad (\text{II.2.3})$$

L'équation (II.2.1) devient :

$$[V] = [R] [I] + (pW_r [L_s] - \gamma [L_g]) [I] + [L] \frac{d}{dt}[I] \quad (\text{II.2.4})$$

avec :

$$\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$$

$$\gamma = \frac{dg}{dt} = -\frac{d\omega_r}{dt}$$

W_r et γ étant la vitesse et l'accélération du rotor par rapport au stator .

$$[L_\theta] - \frac{\partial}{\partial \theta} [L] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -M_{mr} \sin \theta & M_{mr} \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & -M_{ar} \cos \theta & -M_{ar} \sin \theta & 0 \\ -M_{mr} \sin \theta & -M_{ar} \cos \theta & 0 & 0 & 0 \\ M_{mr} \cos \theta & -M_{ar} \sin \theta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[L_g] - \frac{\partial}{\partial g} [L] = \begin{bmatrix} L_{msg} & 0 & M_{mrg} \cos \theta & M_{mrg} \sin \theta & 0 \\ 0 & L_{asg} & -M_{arg} \sin \theta & M_{arg} \cos \theta & 0 \\ M_{mrg} \cos \theta & -M_{arg} \sin \theta & L_{rg} & 0 & 0 \\ M_{mrg} \sin \theta & M_{arg} \cos \theta & 0 & L_{rg} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

où :

$$L_{mrg} = \frac{dL_{mr}}{dg} \quad , \quad L_{arg} = \frac{dL_{ar}}{dg} \quad , \quad M_{mrg} = \frac{dM_{mr}}{dg}$$

$$M_{arg} = \frac{dM_{ar}}{dg} \quad , \quad L_{msg} = \frac{dL_{ms}}{dg} \quad , \quad L_{asg} = \frac{dL_{as}}{dg}$$

$$L_{rg} = \frac{dL_r}{dg}$$

II.3. EXPRESSION DE L'EQUATION ELECTRIQUE DANS UN SYSTEME INVARIANT

Nous ramenons l'équation (II.2.4) à un repère immobile lié au stator . La

transformation se fait à l'aide de la matrice suivante:

$$[T] = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s & 0 & 0 & 0 \\ \sin\theta_s & -\cos\theta_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos\theta_r & \sin\theta_r & 0 \\ 0 & 0 & \sin\theta_r & -\cos\theta_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Cette matrice est normalisée, on a :

$$[T]^{-1} = [T]^t$$

Le stator étant immobile par rapport au référentiel choisi,

l'angle θ_s est par conséquent constant. Nous le choisissons égal à zéro. La matrice [T] devient :

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ 0 & 0 & \sin\theta & -\cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Les courants et les tensions s'écrivent dans le nouveau repère:

$$[I_{dq}] = [T] [I] = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr} \ v_{ca}]^t$$

$$[V_{dq}] = [T] [V] = [v_{ds} \ v_{qs} \ 0 \ 0 \ 0]^t$$

L'équation (II.2.4) devient :

$$\begin{aligned}
 [V_{dq}] = & \left(T.R.T^{-1} + D\omega_r.T.L_\theta.T^{-1} - \gamma.T.L_g.T^{-1} + T.L.\dot{T}^{-1} \right) [I_{dq}] \\
 & + T.L.T^{-1} [\dot{I}_{dq}]
 \end{aligned}
 \tag{II.2.5}$$

où la notation $(\dot{})$ désigne la dérivée par rapport au temps.

Nous procédons au calcul des différents éléments de l'équation (II.2.5) en utilisant le produit matriciel analytique, on a :

$$T.L.T^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 & M_{mr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{as} & 0 & M_{ar} & 0 \\ M_{mr} & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & M_{ar} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}$$

$$T.R.T^{-1} = \begin{bmatrix} R_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{as} & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$T \cdot L_{\theta} \cdot T^{-1} + T \cdot L \cdot \dot{T}^{-1} - p\omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_{ar} & 0 & L_r & 0 \\ -M_{mr} & 0 & -L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$T \cdot L_{\theta} \cdot T^{-1} = \begin{bmatrix} L_{msg} & 0 & M_{mrg} & 0 & 0 \\ 0 & L_{asg} & 0 & M_{arg} & 0 \\ M_{mrg} & 0 & L_{arg} & 0 & 0 \\ 0 & M_{arg} & 0 & L_{arg} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'équation (II.2.5) peut donc s'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ms} - \gamma L_{msg} & 0 & M_{mrg} & 0 & 0 \\ 0 & R_{as} - \gamma L_{asg} & 0 & M_{arg} & -1 \\ M_{mrg} & p\omega_r M_{ar} & R_r - \gamma L_{arg} & p\omega_r L_r & 0 \\ -p\omega_r M_{mr} & M_{arg} & -p\omega_r L_r & R_r - \gamma L_{rg} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ v_{ca} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 & M_{mr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{as} & 0 & M_{ar} & 0 \\ M_{mrg} & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & M_{arg} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \tag{II.2.6}$$

Soient : N_{ms}, N_{as} et N_r les nombres de spires des enroulements principal, auxiliaire et rotorique équivalent, respectivement; en introduisant le rapport de transformation $N = N_{as} / N_{ms}$ nous pouvons ramener les grandeurs rotoriques au stator. On écrit:

Inductances mutuelles ramenées au stator :

$$\begin{aligned} M_m &= M_{mr} (N_{ms}/N_r) \\ M_a &= M_{ar} (N_{as}/N_r) \\ M_{mg} &= M_{mrg} (N_{ms}/N_r) \\ M_{ag} &= M_{arg} (N_{as}/N_r) \end{aligned}$$

Inductances rotoriques totales ramenées au stator :

$$\begin{aligned} L_{mr} &= L_r (N_{ms}/N_r)^2 \\ L_{ar} &= L_r (N_{as}/N_r)^2 \\ L_{mrg} &= L_{rg} (N_{ms}/N_r)^2 \\ L_{arg} &= L_{rg} (N_{as}/N_r)^2 \end{aligned}$$

Résistances rotoriques ramenées au stator :

$$\begin{aligned} R_{mr} &= R_r (N_{ms}/N_r)^2 \\ R_{ar} &= R_r (N_{as}/N_r)^2 \end{aligned}$$

Courants rotoriques ramenés au stator :

$$\begin{aligned} i'_{dx} &= i_{dx} (N_r/N_{ms}) \\ i'_{qx} &= i_{qx} (N_r/N_{as}) \end{aligned}$$

Le système (II.2.6) devient donc :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ms} - \gamma L_{msg} & 0 & -\gamma M_{mg} & 0 & 0 \\ 0 & R_{as} - \gamma L_{asg} & 0 & -\gamma M_{arg} & -1 \\ -\gamma M_{mg} & p\omega_r M_a / N & R_{nr} - \gamma L_{nrg} & p\omega_r L_{nr} N & 0 \\ -p\omega_r M_m N & -\gamma M_{ag} & -p\omega_r L_{ar} / N & R_{ar} - \gamma L_{arg} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ v_{ca} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 & M_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{as} & 0 & M_a & 0 \\ M_m & 0 & L_{nr} & 0 & 0 \\ 0 & M_a & 0 & L_{ar} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2.7})$$

II.4 EQUATIONS EN REGIME PERMANANT:

Les tensions et les courants étant des grandeurs sinusoïdales, nous utilisons les notations complexes. Soient:

$V_{ds}, V_{qs}, I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, V_{ca}$ les représentations complexes de $v_{ds}, v_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, v_{ca}$ respectivement. Nous aurons par conséquent:

$j\omega I_{ds}, j\omega I_{qs}, j\omega I_{dr}, j\omega I_{qr}, j\omega V_{ca}$ les représentations complexes des dérivées de $i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, v_{ca}$ par rapport au temps, respectivement.

La dernière équation du système (II.2.7) s'écrit alors :

$$I_{qs} + jC\omega V_{ca} = 0$$

Lorsque celle-ci est substituée dans la deuxième équation du même système, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_m & 0 & j\omega M_m & 0 \\ 0 & Z_a & 0 & jN^2 M_m \omega \\ j\omega M_m & p\omega_r M_m N & Z_r & p\omega_r L_{mr} N \\ -p\omega_r M_m N & j\omega M_m N^2 & -p\omega_r L_{mr} N & N^2 Z_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4.1})$$

avec

$$\begin{aligned} Z_m &= R_{ms} + j\omega L_{ms} \\ Z_a &= R_{as} + j\left(\omega L_{as} - \frac{1}{C\omega}\right) \\ Z_r &= R_{mr} + j\omega L_{mr} = \frac{R_{ar} + j\omega L_{ar}}{N^2} \end{aligned}$$

Ecrivons le système (II.4.1) sous la forme :

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A] & [B] \\ [C] & [D] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.4.2})$$

avec

$$[A] = \begin{bmatrix} Z_m & 0 \\ 0 & Z_a \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} j\omega M_m & 0 \\ a & jN^2\omega M_m \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} j\omega M_m & p\omega_r M_m N \\ -p\omega_r M_m N & j\omega M_m N^2 \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} Z_r & p\omega_r L_{mr} N \\ -p\omega_r L_{mr} N & N^2 Z_r \end{bmatrix}$$

$$[D]^{-1} = \frac{1}{\det} \begin{bmatrix} N^2 Z_r & -p\omega_r L_{mr} N \\ p\omega_r L_{mr} N & Z_r \end{bmatrix}$$

avec

$$\det = (N Z_r)^2 + (p\omega_r L_{mr} N)^2$$

de (II.4.2), nous écrivons :

$$[0] = [C] [I_s] + [D] [I_r]$$

c'est à dire :

$$[I_r] = - [D^{-1}] [C] [I_s]$$

soit donc :

$$\begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Z_A & N Z_B \\ -\frac{Z_B}{N} & -Z_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}$$

avec :

$$Z_A = \frac{M_m (j\omega R_{mr} + (p^2 \omega_r^2 - \omega^2) L_{mr})}{Z_r^2 + p^2 \omega_r^2 L_{mr}^2}$$

$$Z_B = \frac{M_m p \omega_r R_{mr}}{Z_r^2 + p^2 \omega_r^2 L_{mr}^2}$$

D'autre part, l'équation (II.4.2) conduit à :

$$[V_s] = [A][I_s] + [B][I_r]$$

soit

$$[V_s] = [A] - [B D^{-1} C] [I_s]$$

nous avons finalement :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_m - jZ_A \omega M_m & -jNZ_B \omega M_m \\ -jNZ_B \omega M_m & Z_A - jN^2 Z_A \omega M_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4.3})$$

Ramenons les grandeurs de la phase auxiliaire à la phase principale en effectuant les changements suivants :

$$I_{qs}' = N I_{qs} \quad \text{et} \quad V_{qs}' = V_{qs} / N$$

nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_m - jZ_A \omega M_m & jZ_B \omega M_m \\ -jZ_B \omega M_m & \frac{Z_A}{N^2} - jZ_A \omega M_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs}' \end{bmatrix} \quad (\text{II.4.4})$$

Décomposons les tensions et les courants en grandeurs directes et inverses ; nous écrivons :

$$\begin{aligned} 8V_{ds} &= V_{ds}^+ + V_{ds}^- & I_{ds} &= I_{ds}^+ + I_{ds}^- \\ V_{qs} &= V_{qs}^+ + V_{qs}^- & I_{qs} &= I_{qs}^+ + I_{qs}^- \end{aligned}$$

cette décomposition nous permet d'écrire [Annexe1] :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds}^+ \\ V_{ds}^- \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds}^+ \\ I_{ds}^- \end{bmatrix}$$

en injectant ces relations dans (II.4.4) nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^+ + V_{ds}^- \\ V_{ds}^+ - V_{ds}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_m - jZ_A \omega M_m & -Z_B \omega M_m \\ -Z_{B M_m} \omega & \frac{Z_A}{N^2} - jZ_A \omega M_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds}^+ + I_{ds}^- \\ I_{ds}^+ - I_{ds}^- \end{bmatrix} \quad (\text{II.4.5})$$

Les exposants (+) et (-) sont relatifs aux champs tournants direct et inverse.

En assemblant les coefficients des courants I_{ds}^+ et I_{ds}^- d'une part, et en faisant la somme puis la différence des deux équations d'autre part, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^+ \\ V_{ds}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} Z_m + Z_a - j2Z_A M_m \omega - 2Z_B M_m \omega & Z_m - \frac{Z_a}{N^2} \\ Z_m - \frac{Z_a}{N^2} & Z_m + \frac{Z_a}{N^2} - j2Z_A M_m \omega + 2Z_B M_m \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds}^+ \\ I_{ds}^- \end{bmatrix} \quad (\text{II.4.6})$$

soit : $g = (\omega - p\omega_r)/\omega$ glissement du rotor par rapport

au champ tournant statorique.

$$2-g = (\omega + p\omega_r)/\omega$$

soit encore : $L_{mr} = M_m + L_{fr}$

où L_{fr} désigne l'inductance de fuite d'un enroulement rotorique équivalent ramenée au stator. Nous avons donc :

$$\frac{\det}{N^2} = Z_r^2 + p^2 \omega_r^2 L_{mr}^2 = 2M_m^2 \omega^2 [gR_{mr} + jg(2-g)\omega L_{mr}]$$

d'où :

$$-j2Z_A - 2Z_B M_m \omega = \frac{2M_m^2 \omega^2}{\frac{R_{mr}}{g} + j\omega(M_m + L_{fr})}$$

En introduisant les inductances de fuites L_{fms}, L_{fas} des enroulements principal et auxiliaire, nous avons :

$$\begin{aligned} L_{ms} &= M_m + L_{fms} \\ L_{as} &= M_a + L_{fas} \end{aligned}$$

la première équation du système (H.4.6) peut donc se mettre sous la forme :

$$V_{ds}^+ = \left[Z_1 + \frac{\frac{R_{mr}}{g} - \omega^2 M_m L_{fr}}{\frac{R_{mr}}{g} + j\omega(M_m + L_{fr})} \right] I_{ds}^+ + Z I_{ds}^-$$

avec:

$$Z_1 = \frac{1}{2} \left[R_{ms} + \frac{R_{as}}{N^2} + j \left(\omega L_{fms} + \frac{\omega L_{fas}}{N^2} - \frac{1}{N^2 C \omega} \right) \right]$$

$$Z = \frac{1}{2} \left[R_{ms} - \frac{R_{as}}{N^2} + j \left(\omega L_{fms} - \frac{\omega L_{fas}}{N^2} + \frac{1}{N^2 C \omega} \right) \right]$$

De la même manière, nous écrivons la deuxième équation du système (II.4.6) sous la forme :

$$V_{ds}^- = \left[Z_1 + \frac{\frac{R_{mr}}{2-g} - \omega^2 M_m L_{fr}}{\frac{R_{mr}}{2-g} + j\omega (M_m + L_{fr})} \right] I_{ds}^- + Z I_{ds}^+$$

En posant :

$$Z_f = \frac{\frac{R_{mr}}{g} - \omega^2 M_m L_{fr}}{\frac{R_{mr}}{g} + j\omega (M_m + L_{fr})}$$

$$Z_b = \frac{\frac{R_{mr}}{2-g} - \omega^2 M_m L_{fr}}{\frac{R_{mr}}{2-g} + j\omega (M_m + L_{fr})}$$

nous pouvons écrire :

$$V_{ds}^+ = [Z_1 + Z_f] I_{ds}^+ + Z I_{ds}^-$$

$$V_{ds}^- = [Z_1 + Z_b] I_{ds}^- + Z I_{ds}^+$$

qui peut se mettre sous la forme :

$$V_{ds}^+ = [Z_1 + Z + Z_f] I_{ds}^+ - Z [I_{ds}^+ - I_{ds}^-]$$

$$V_{ds}^- = Z [I_{ds}^+ - I_{ds}^-] + [Z_1 + Z + Z_b] I_{ds}^-$$

Ces deux équations permettent l'établissement du schéma équivalent suivant :

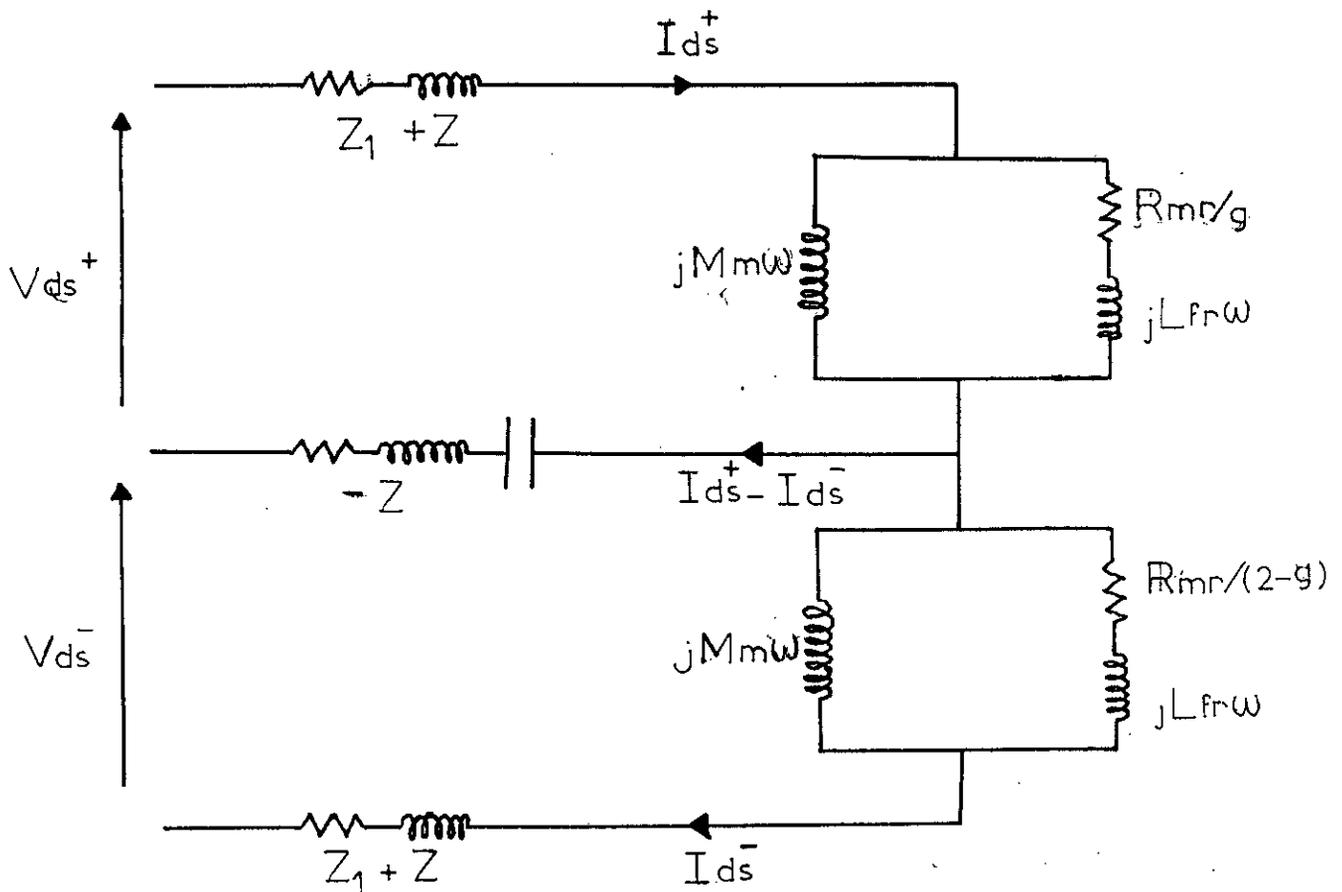


Fig II.2 : Schémas équivalent du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent.

Notons que :

$$Z_1 + Z = R_{ms} + j\omega L_{fms}$$
$$- Z = \frac{1}{2} \left[\frac{R_{as}}{N^2} - R_{ms} + j \left(\frac{\omega L_{fas}}{N^2} - \omega L_{fms} - \frac{1}{N^2 C\omega} \right) \right]$$

Ce schéma va nous permettre d'étudier le comportement du moteur en régime permanent.

II.5 : EQUATIONS EN REGIME TRANSITOIRE :

Rappelons le système (II.2.7). Il peut s'écrire sous la forme:

$$[Vdq] = [A_1] [I_{dq}] + [A_2] [\dot{I}_{dq}]$$

d'où

$$[\dot{I}_{dq}] = [A_2]^{-1} [Vdq] - [A_2]^{-1} [A_1] [I_{dq}] \quad (\text{II.5.1})$$

les matrices $[A_2]$, $[A_2]^{-1} [A_1]$ sont données en annexe.

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d \omega_r}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r \quad (\text{II.5.2})$$

avec : Γ_e : Couple électromagnétique .

Γ_r : Couple résistant .

Γ_e est donné par :

$$\Gamma_e = \frac{1}{2} [I]^t \frac{\partial [L]}{\partial \theta} [I]$$

Il peut se mettre sous la forme :

$$\Gamma_e = P (M_{ar} i_{dr} i_{qs} - M_{mr} i_{ds} i_{qr})$$

ou encore :

$$\Gamma_e = P (M_a i'_{dr} i'_{qs}/N - M_m i'_{qr} i_{ds} N)$$

L'équation mécanique devient alors :

$$\frac{d \omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[P (M_a i'_{dr} i_{qs} / N - M_m i'_{qr} i_{ds} N) - \Gamma_r \right] \quad (\text{II.5.3})$$

L'étude des régimes transitoires de la machine s'obtient en associant l'équation (II.5.3) avec les équations électriques données par le système (II.5.1).

$$\frac{d \omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[p \left(M_a i'_{dr} i_{qs} / N - M_m i'_{qr} i_{ds} N \right) - \Gamma_r \right]$$

$$\begin{aligned} \frac{d i_{ds}}{dt} = \frac{1}{M_1} & \left[-(L_{mr} (R_{ms} - \gamma L_{msg}) + \gamma M_{mg} M_m) i_{ds} + p \omega_r M_{mr} M_a / N i_{qs} \right. \\ & \left. + (\gamma L_{mr} M_{mg} + M_m (R_{mr} - \gamma L_{mrg})) i'_{dr} + p \omega_r L_{mr} M_m N i'_{qr} + L_{mr} V_{ds} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d i_{qs}}{dt} = \frac{1}{M_2} & \left[-p \omega_r M_{mr} M_a N i_{ds} - (L_{ar} (R_{ar} - \gamma L_{asg}) + \gamma M_a M_{ag}) i_{qs} \right. \\ & \left. - p \omega_r L_{ar} M_a / N i'_{dr} + (\gamma M_{ag} L_{ar} + M_a (R_{ar} - \gamma L_{arg})) i'_{qr} - L_{ar} V_{ca} + L_{ar} V_{qs} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d i_{dr}}{dt} = \frac{1}{M_1} & \left[-(M_m (R_{ms} - \gamma L_{msg}) + \gamma M_{mg} L_{ms}) i_{ds} - p \omega_r L_{ms} M_a / N i_{qs} - \right. \\ & \left. (\gamma M_m M_{mg} + L_{ms} (R_{mr} - \gamma L_{mrg})) i'_{dr} + p \omega_r L_{mr} L_{ms} N i'_{qr} + M_m V_{ds} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d i'_{qr}}{dt} = \frac{1}{M_2} & \left[-p \omega_r N L_{as} M_m i_{ds} + (M_a (R_{as} - \gamma L_{asg}) - \gamma L_{as} M_{ag}) i_{qs} \right. \\ & \left. + p \omega_r L_{ar} L_{as} / N i'_{dr} - (\gamma M_{ag} M_a + L_{as} (R_{ar} - \gamma L_{arg})) i'_{qr} - M_a V_{ca} + M_a V_{qs} \right] \end{aligned}$$

$$\frac{d V_{ca}}{dt} = -\frac{1}{C} i_{qs}$$

avec :

$$M_1 = L_{ms} L_{mr} - M_m^2$$

$$M_2 = L_{as} L_{ar} - M_a^2$$

Ce système va nous permettre de simuler des régimes transitoires de la machine étudiée.

Nous nous intéressons particulièrement au démarrage du moteur.

Ce système est résolu à l'aide de la méthode de **RUNGE-KUTTA** du quatrième ordre.

CHAPITRE : III

CALCUL DES PARAMETRES

ROTORIQUES

EN FONCTION DU GLISSEMENT

III.1 INTRODUCTION :

L'exploitation du modèle établi au chapitre précédent nécessite la connaissance des paramètres de la machine ainsi que leurs variations en fonction du glissement par suite de l'effet de peau. Pour mettre en évidence ce phénomène, nous allons déterminer, en fonction de la fréquence, la répartition du champ magnétique à l'intérieur de différentes encoches.

Nous supposons que le fer est très perméable et que les barres conductrices présentent une perméabilité relative égale à l'unité.

III.2 : CAS D'UNE ENCOCHE RECTANGULAIRE :

Nous considérons l'encoche représentée par la figure (III.2.1) où loge une barre rectangulaire de dimensions ($b \times h$) épousant donc parfaitement l'encoche.

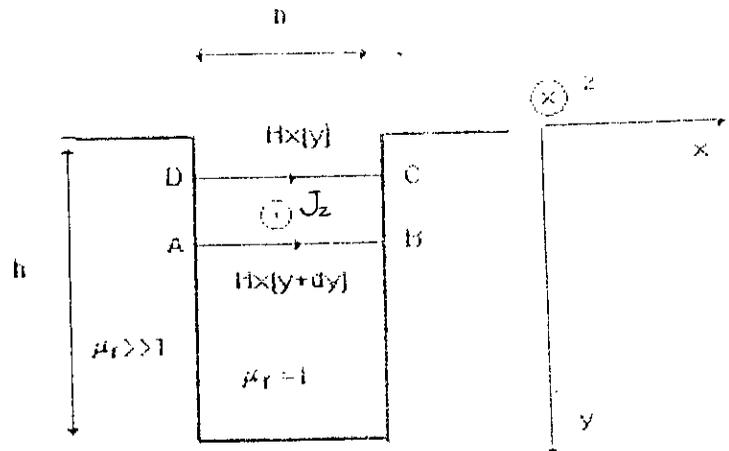


Fig III.2.1

Nous admettons que la machine est suffisamment longue pour que [12] :

- les courants induits dans la barre soient axiaux.

(suivant Z fig III.2.1).

- le champ magnétique est dirigé suivant l'axe X et indépendant de x (fig III.2.1).

Nous avons donc, par rapport au référentiel choisi :

$$\vec{J} \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ J_z(y,t) \end{vmatrix} \quad \vec{H} \begin{vmatrix} H_x(y,t) \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$$

La circulation du champ \vec{H} le long du contour **ABCD** donne :

$$H_x(y+dy) b - H_x(y) b = J_z(y) b dy$$

soit donc :

$$\frac{d H_x(y)}{dy} = J_z(y) = \sigma E_z(y) \quad (\text{III.2.1})$$

où σ est la conductivité du matériau de la barre.

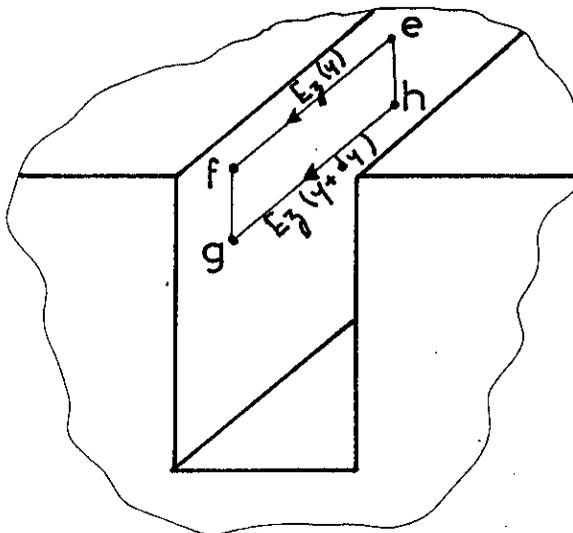


Fig III.2.2

D'autre part, la circulation du champ électrique le long du contour **efghe** (fig III.2.2) donne :

$$e = \oint_{efghe} \vec{E} \, d\vec{\tau} = - \frac{d \phi_{efghe}}{dt}$$

soit :

$$E_z(y) \, dz - E_z(y+dy) = - \frac{d}{dt} (B_x(y) \, dy \, dz)$$

qui donne :

$$\frac{d E_z(y)}{dy} = \mu \frac{d H_x(y)}{dt} \quad (\text{III.2.2})$$

En supposant que les grandeurs **J,H,B** sont sinusoïdales et en utilisant la représentation complexe, les équations (III.2.1) et (II.2.2) donnent :

$$\frac{d^2 H_x}{d y^2} - j \omega \mu \sigma H_x = 0 \quad (\text{III.2.3})$$

où

$\omega = 2 \pi f$ pulsation de **H** et **J**

σ conductivité du matériau de la barre.

$\mu = \mu_0 \mu_r$ perméabilité du matériau de la barre.

Soit $a^2 = j \omega \mu \sigma$

on a

$$a = (1 + j) \sqrt{\frac{\omega \mu \sigma}{2}} = \frac{1 + j}{\delta}$$

où δ est la profondeur de peau, elle est donnée par :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}$$

L'équation (III.2.3) s'écrit alors :

$$\frac{d^2 H_x}{d y^2} - a^2 H_x = 0$$

dont la solution est de la forme :

$$H_x(y) = C_1 e^{ay} + C_2 e^{-ay}$$

les constantes C_1 et C_2 sont déterminées par les conditions aux limites suivantes :

$H_x(h) = 0$ au fond de l'encoche le champ est nul.

$H_x(0) = I/b$ valeur du champ à l'isthme d'encoche.

Nous obtenons :

$$C_1 = \frac{I}{b (1 - e^{2ah})}$$

$$C_2 = \frac{I}{b (e^{-2ah} - 1)}$$

Le champ s'écrit alors :

$$H_x(y) = \frac{I}{b} \left[\frac{ch(a(y-2h)) - ch(ay)}{ch(2ah) - 1} \right] \quad (\text{III.2.4})$$

les distributions du champ dans l'encoche pour différentes valeurs de la fréquence sont représentées par les figures suivantes.

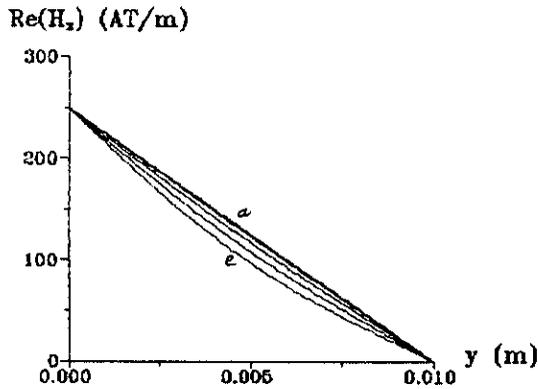


fig II.2.1 : variations de la partie réelle de H_x dans l'encoche (résolution analytique)

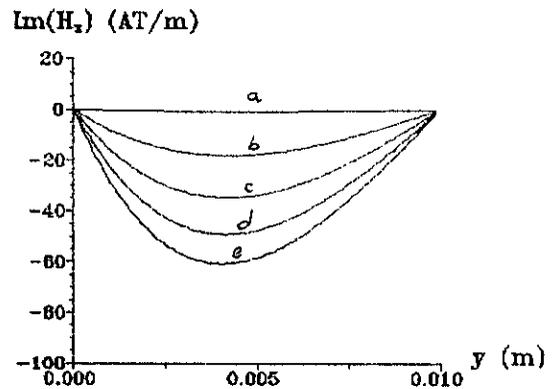


fig III.2.2 : variations de la partie imaginaire de H_x dans l'encoche (résolution analytique)

- a: $f = 0 \text{ Hz}$
- b: $f = 25 \text{ Hz}$
- c: $f = 50 \text{ Hz}$
- d: $f = 75 \text{ Hz}$
- e: $f = 100 \text{ Hz}$

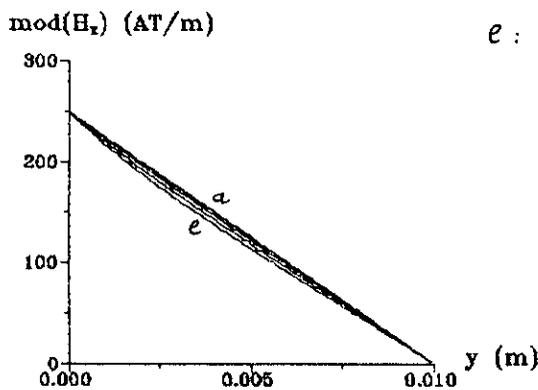


fig III.2.4 : variations du module de H_x dans l'encoche (résolution analytique)

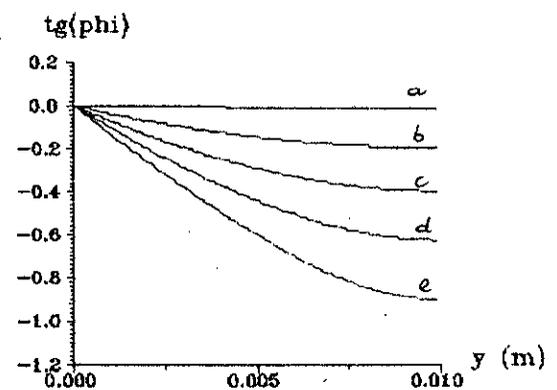


fig III.2.4 : variations de $tg(phi)$ dans l'encoche (résolution analytique)

Nous vérifions que le champ \mathbf{H} décroît et cette décroissance devient linéaire en absence de l'effet de peau (fig III.2.3).

Cet effet provoque un retard à la pénétration qui augmente avec la fréquence.

III.3 CAS D'UNE ENCOCHE SEMI-FERMÉE :

Nous nous intéressons à l'encoche représentée par la figure (III.3.1) et nous gardons les mêmes hypothèses de calcul utilisées dans le cas de l'encoche rectangulaire.

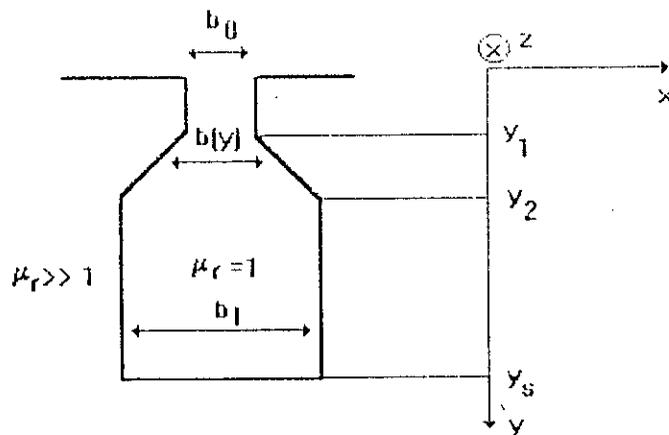


Fig III.3.1

L'application du théorème d'Ampère donne les relations suivantes:

$$H_x(y) b(y) - H_x(y+dy) b(y+dy) = J_z(y) b(y)$$

D'où

$$\frac{d [H_x(y) b(y)]}{dy} = -J_z(y) b(y) \quad (\text{III.3.1})$$

la circulation du champ électrique (fig III.3.2)

donne :

$$\frac{d E_z}{dy} = -\mu \frac{d H_x}{dt} \quad (\text{III.3.2})$$

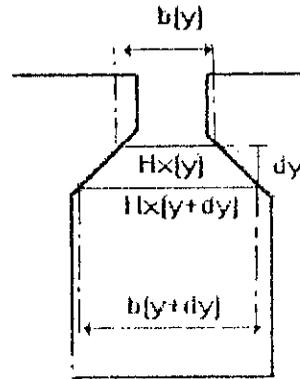


Fig III.3.2

En utilisant la représentation complexe et en substituant l'équation (III.3.1) dans (III.3.2), nous obtenons :

$$H_x'' + \frac{b'}{b} H_x' + \left(-\frac{b^2}{b^2} - j\omega\mu\sigma \right) H_x = 0 \quad (\text{III.3.3})$$

où les notations (' et '') désignent les dérivées premières et secondes par rapport à y.

Dans le cas de l'encoche étudiée on a :

$$\begin{aligned} b &= b_0 & , & \quad b' = 0 & \quad \text{pour } y \in [0, y_1] \\ b &= b_0 + \frac{b_1 - b_0}{y_2 - y_1} y & , & \quad b' = \frac{b_1 - b_0}{y_2 - y_1} & \quad \text{pour } y \in [y_1, y_2] \\ b &= b_1 & , & \quad b' = 0 & \quad \text{pour } y \in [y_2, y_3] \end{aligned}$$

Les conditions aux limites sont identiques à celles de l'encoche rectangulaire. Nous résolvons numériquement l'équation **(III.3.3)** par une méthode que nous décrivons en **(III.4)**.

Les figures suivantes montrent la répartition des grandeurs calculées dans l'encoche pour différentes fréquences. La forme d'encoche a une influence importante sur ces distributions. En effet, la décroissance de H_x est plus raide (fig III.3.3).

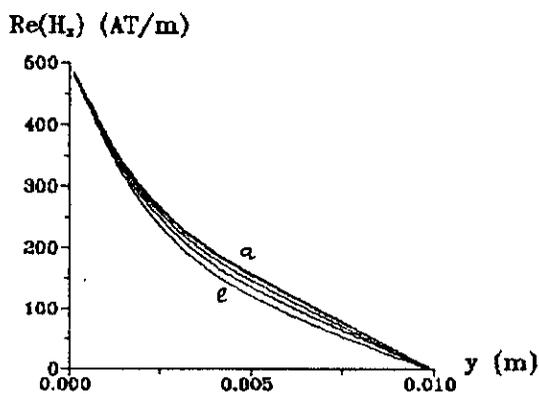


fig III.3.1 : variations de la partie réelle de H_x dans l'encoche semi-fermée (résolution numérique).

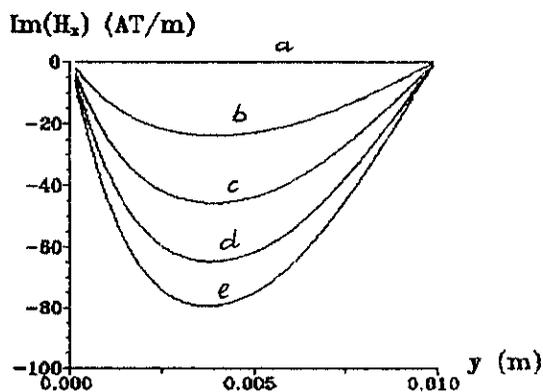


fig III.3.2 : variations de la partie imaginaire de H_x dans l'encoche semi-fermée (résolution numérique)

- a : $f = 0 \text{ Hz}$
- b : $f = 25 \text{ Hz}$
- c : $f = 50 \text{ Hz}$
- d : $f = 75 \text{ Hz}$
- e : $f = 100 \text{ Hz}$

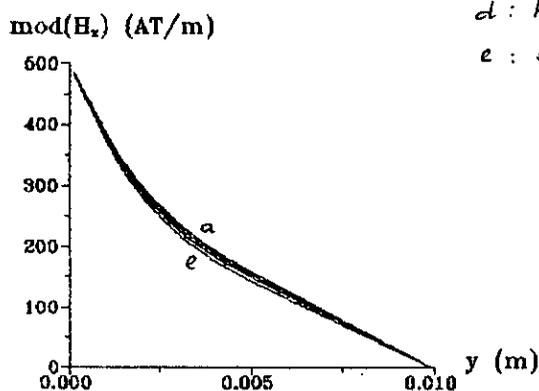


fig III.3.3 : variations du module de H_x dans l'encoche semi-fermée (résolution numérique)

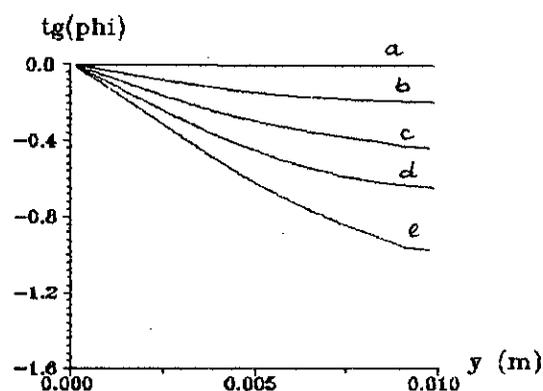


fig III.3.4 : variations de la phase de H_x dans l'encoche semi-fermée (résolution numérique).

III.4 METHODE NUMERIQUE DE RESOLUTION :

L'équation différentielle obtenue (équ III.3.3) est de la forme:

$$H''(y) + a1(y) H'(y) + a2(y) H(y) = 0 \quad (\text{III.4.1})$$

avec :

$$H(0) = \frac{I}{b_0}$$

$$H(h) = 0$$

$$a1 = \frac{b'}{b} \quad \text{et} \quad a2 = -\left(\frac{b'}{b}\right)^2 - j\omega\mu\sigma$$

Nous discrétisons le domaine en (n) éléments égaux (dy).

Pour le k^{ième} élément, nous écrivons :

$$H'_k = \frac{H_{k+1} - H_k}{dy}$$

$$H''_k = \frac{h'_{k+1} - H'_k}{dy} = \frac{H_{k+2} - 2 H_{k+1} + H_k}{dy^2}$$

et l'équation (III.4.1) donne :

$$H_{k+2} + (a1 dy - 2) H_{k+1} + (1 + a2 dy^2 - a1 dy) H_k = 0$$

c'est à dire :

$$H_{k+2} = \alpha H_{k+1} + \beta H_k \quad (\text{III.4.2})$$

avec :

$$\alpha(y) = 2 - a1(y) dy$$

$$\beta(y) = a1(y) dy - a2(y) dy^2 - 1$$

Cette équation montre que la connaissance de \mathbf{H}_k et \mathbf{H}_{k+1} permet la détermination de \mathbf{H}_{k+2} . Rappelons que nous ne connaissons que \mathbf{H}_0 et \mathbf{H}_n , la résolution n'est possible qu'avec la connaissance de \mathbf{h}_0 et \mathbf{H}_1 .

Nous allons dans ce qui suit, trouver un moyen de déterminer cette valeur en fonction des conditions aux limites imposées. Nous avons les relations suivantes :

$$H_0 = 1 \times H_0 + 0 \times H_1$$

$$H_1 = 0 \times H_0 + 1 \times H_1$$

$$H_2 = \beta \times H_0 + \alpha \times H_1$$

qui peut se mettre sous la forme :

$$\begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \\ H_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \beta & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \end{bmatrix}$$

L'équation (III.4.2) nous permet d'écrire :

$$H_3 = \alpha H_2 + \beta H_1$$

soit

$$H_3 = \alpha [\beta \ \alpha] \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \end{bmatrix} + \beta [0 \ 1] \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \end{bmatrix}$$

$$H_3 = [\alpha\beta \quad \alpha^2 + \beta] \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \end{bmatrix}$$

Nous donc exprimer H_3 en fonction de H_1 et H_0 soit donc :

$$\begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ H_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \beta & \alpha \\ \alpha\beta & \alpha^2 + \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \end{bmatrix}$$

récurivement, nous avons à l'ordre k :

$$\begin{bmatrix} H_k \\ H_{k+1} \\ H_{k+2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \\ a_{31} & a_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \end{bmatrix}$$

sachant que $\mathbf{H}_{k+2} = \alpha \mathbf{H}_{k+1} + \beta \mathbf{H}_k$

nous pouvons écrire :

$$\begin{bmatrix} a_{31} & a_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \end{bmatrix} = \alpha \begin{bmatrix} a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \end{bmatrix} + \beta \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \end{bmatrix}$$

d'où

$$\begin{aligned} a_{31} &= \alpha a_{21} + \beta a_{11} \\ a_{32} &= \alpha a_{22} + \beta a_{12} \end{aligned} \quad (\text{III.4.3})$$

Les éléments de la matrice $[\mathbf{A}]$ sont calculés à fur et à mesure que nous avançons dans l'ordre (k), en utilisant les relations ci dessus. Au bout de l'intervalle, nous aurons :

$$\begin{bmatrix} H_{n-2} \\ H_{n-1} \\ H_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \\ a_{31} & a_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0 \\ H_1 \end{bmatrix}$$

d'où $\mathbf{H}_n = a_{31} \mathbf{H}_0 + a_{32} \mathbf{H}_1$

qui donne

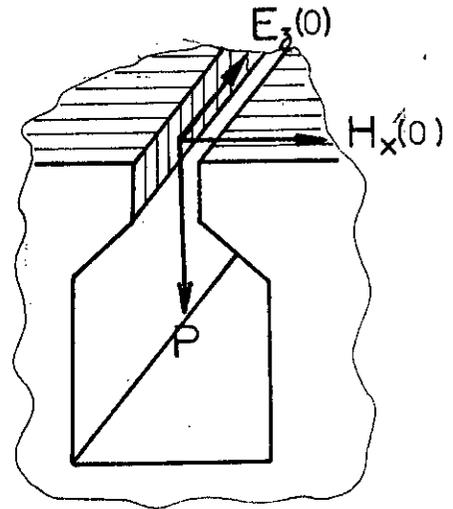
$$H_1 = \frac{H_n - a_{31} H_0}{a_{32}} \quad (\text{III.4.4})$$

Nous trouvons ainsi, la valeur de \mathbf{H}_1 qui permet de vérifier la condition finale imposée. La résolution de l'équation (III.3.3) devient donc possible en discret.

III.5 : CALCUL DES PARAMETRES ELECTRIQUES DE L'ENCOCHE :

Nous calculons le vecteur de **POYNTING** par unité de surface au sommet de l'encoche par :

$$\vec{P} = \frac{1}{2} (\vec{E}(y=0) \wedge \vec{H}(y=0))$$



Nous avons :

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} = \sigma \vec{E}$$

Connaissant $\mathbf{H}(y=0)$, nous pouvons déduire $\mathbf{E}(y=0)$ en appliquant le théorème d'Ampère. Soit :

$$H_x(0) b_0 - H_x(dy) b_0 = J_z(0) dy b_0 = \sigma E_z(0) dy b_0$$

qui donne :

$$E_z(0) = \frac{1}{\sigma} \frac{H_x(0) - H_x(dy)}{dy}$$

Nous prenons dy suffisamment petit pour admettre que E_z est constant dans le domaine $[0, dy]$.

La puissance transmise à la barre est donnée par :

$$P = \iint_{(S)} \vec{P} \cdot d\vec{s}$$

où $S = b_0 \times L$ surface supérieure de l'encoche.

avec L longueur utile de la barre.

Cette puissance peut s'écrire :

$$P = R_b I_b^2 + j X_b I_b^2$$

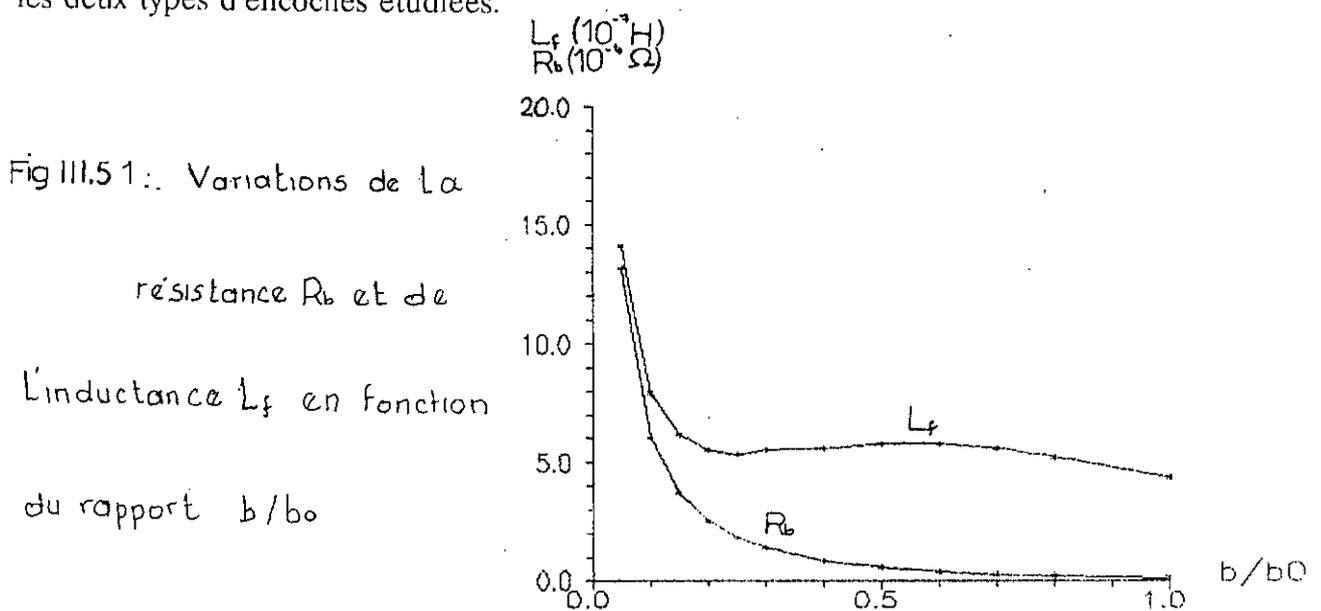
R_b et X_b désignent, respectivement, la résistance et la réactance de fuite de la barre.

I_b est le courant dans la barre obtenu par :

$$I_b = H_x(0) b_0$$

La figure (III.5.1) montre les variations de R_b et $L_f = X_b / \omega$ en fonction de l'ouverture de l'encoche (b_0).

Les figures suivantes montrent les variations de R_b et L_f en fonction de la fréquence pour les deux types d'encoches étudiées.



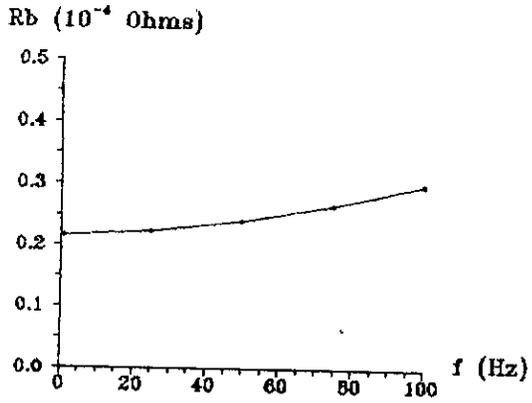


fig III. 5.2: variations de la résistance de de l'encoche rectangulaire en fonction de la fréquence.

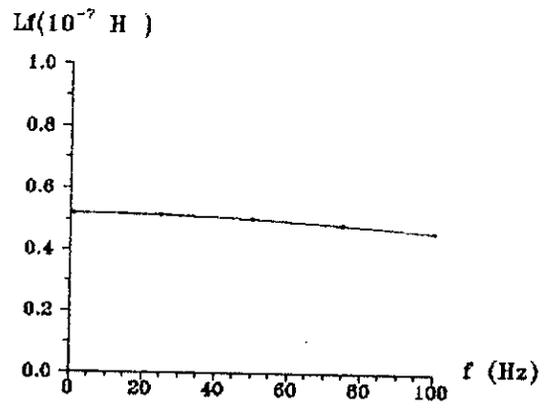


fig III 5.3 : variations de l'inductance de fuite de l'encoche rectangulaire en fonction de la fréquence.

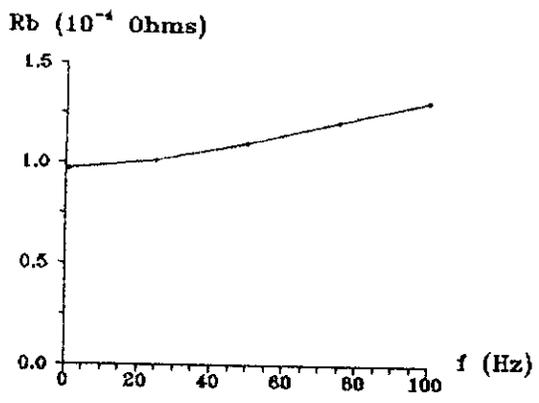


fig III. 5.4: variations de la résistance de l'encoche semi-fermée en fonction de la fréquence.

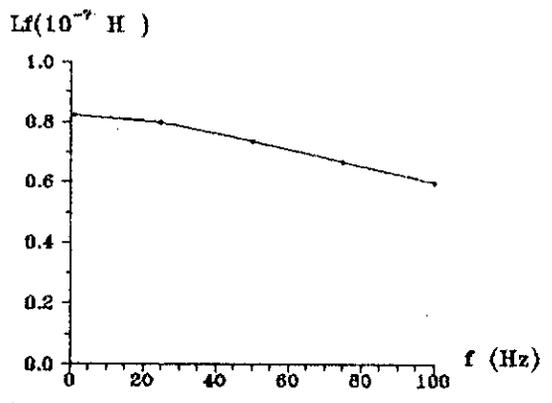


fig III 5.5. variations de l'inductance de fuite de l'encoche semi-fermée en fonction de la fréquence.

Nous vérifions que :

- La résistance R_b augmente avec l'effet de peau tandis-que l'inductance de fuite L_f décroît.

- l'augmentation de l'ouverture de l'encoche b_0 réduit la réactance de fuite associée à l'encoche.

III.6 PASSAGE A L'ENROULEMENT POLYPHASEE EQUIVALENT :

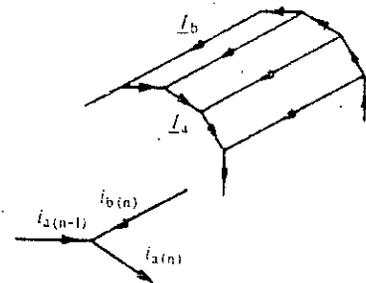
La cage est constitué de $(2N)$ barres que nous assimilons à un enroulement polyphasé ayant N phases décalées de $2\pi/N$ dans l'espace et traversées par des courants déphasés de $2\pi/N$.

Chaque phase contient 1 spire et présente un coefficient de bobinage $K_b=1$.

Soient :

I_b courant de la barre.

I_a courant de l'anneau.



Compte tenu du déphasage électrique entre les courants de deux barres adjacentes, I_a est donné par :

$$I_a = I_b - I_{b_{i+1}}$$

nous obtenons [3] [7]:

$$I_b = 2 I_a \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad \text{avec} \quad \alpha = \frac{2\pi}{2N} = \frac{\pi}{N}$$

c'est à dire :

$$\frac{I_b}{I_a} = 2 \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right)$$

Soient:

Ra et Lb la résistance et l'inductance de fuite d'un segment d'anneau.

Rb et Lb la résistance et l'inductance de fuite d'une barre.

Nous allons ramener les paramètres de l'anneau au niveau de la barre en écrivant [3],[7]:

$$\begin{aligned} (III.6.1) \quad Ra' &= Ra \left(\frac{Ia}{Ib}\right)^2 = \frac{Ra}{4 \sin^2\left(\frac{\pi}{2N}\right)} \\ La' &= La \left(\frac{Ia}{Ib}\right)^2 = \frac{La}{4 \sin^2\left(\frac{\pi}{2N}\right)} \end{aligned}$$

Dans le cas d'une distribution uniforme de courant ($g=0$), Ra et Rb peuvent être obtenues par :

$$R = \rho \frac{L}{S}$$

Pour la cage étudiée, nous trouvons :

$$Ra_0 = 7.139 \cdot 10^{-7} \Omega$$

$$Rb_0 = 6.321 \cdot 10^{-5} \Omega$$

$$\text{soit } Ra_0 / Rb_0 = 0.01129$$

Le système (III.6.1) donne alors :

$$Rb' = 0.258 Ra \quad (N=15).$$

Supposons que l'effet de peau influe d'une manière identique sur les résistances Ra et Rb. Pour chaque fréquence, nous pouvons écrire :

$$Rr(f) = 2 (Ra(f) + 2 Rb'(f))$$

soit:

$$Rr(f) = 3.032 Rb(f).$$

III.7 PASSAGE A L'ENROULEMENT BIPHASE EQUIVALENT :

L'enroulement polyphasé précédemment calculé est parcouru par un système de courants polyphasés (i_1, i_2, \dots, i_N) décalés dans le temps de $2\pi/N$.

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &= K i_1 \cos \theta \\ \varepsilon_2 &= K i_2 \cos (\theta - 2\pi/N) \\ &\vdots \\ \varepsilon_N &= K i_N \cos (\theta - \frac{2\pi}{N} (N-1)) \end{aligned}$$

Au sens du fondamental, les f.m.m créée par les N phases s'écrivent [13]:

où K est le coefficient de bobinage de chaque phase. La f.m.m totale est donc

$$\xi_T = K \sum_{k=1}^N i_k \cos (\theta - \frac{2\pi (k-1)}{N})$$

soit:

$$\xi_T = K \cos \left[i_1 + i_2 \cos \left(\frac{2\pi}{N} \right) + \dots + i_N \cos \left(\frac{2\pi}{N} (N-1) \right) \right] \\ + K \sin \left[0 + i_2 \sin \left(\frac{2\pi}{N} \right) + \dots + i_N \sin \left(\frac{2\pi}{N} (N-1) \right) \right]$$

Cette f.m.m peut donc être créé par un enroulement biphasé (α, β) alimenté par des courants i_α et i_β tel que :

$$\begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \cos \frac{2\pi}{N} & \dots & \cos \frac{2\pi}{N} (k-1) & \dots & \cos \frac{2\pi}{N} (N-1) \\ 0 \sin \frac{2\pi}{N} & \dots & \sin \frac{2\pi}{N} (k-1) & \dots & \sin \frac{2\pi}{N} (N-1) \end{bmatrix}$$

que l'on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} i'_\alpha \\ i'_\beta \end{bmatrix} = [C]^{-1} [i_1 \ i_2 \ \dots \ i_N]^t$$

où $[C]$ est la matrice de **Concordia** [13].

Nous normalisons cette matrice en introduisant un coefficient ν de sorte que :

$$[C]^t = [C]^{-1}$$

avec : $[C] = \nu [C]$ matrice de Concordia normalisée.

Pratiquement, les bobines α et β ont le même coefficient de bobinage que les bobines de l'enroulement polyphasé mais un nombre de spires n' tel que :

$$n' = \nu n$$

Pour la cage étudiée $N=15$, nous trouvons :

$$\nu = \sqrt{7.517} = 2.74$$

Imposons l'égalité des pertes joule, nous écrivons :

$$R_{\alpha\beta} (i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2) = Rr (i_1^2 + i_2^2 + \dots + i_N^2)$$

C est normalisée nous avons :

$$i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2 = i_1^2 + i_2^2 + \dots + i_N^2$$

D'où

$$R_{\alpha\beta} = Rr$$

L'enroulement biphasé équivalent possède une résistance égale à celle de l'enroulement polyphasé mais présente un nombre de spires (ν) fois plus importants.

Nous ramenons la résistance au stator en multipliant par le rapport des nombres de spires et de coefficients de bobinage. soit :

$$R_{mr} = R_{\alpha\beta} \left(\frac{N_{ms}}{\nu} \right)^2 \left(\frac{Kb_1}{Kb_2} \right)^2$$

$N_{ms} = 176$ nombre de spires de la phase principale.

D'où :

$$R_{mr} = R_{\alpha\beta} (176/2.74)^2 = 4120.8 R_{\alpha\beta}$$

or

$$R_{\alpha\beta} = 3.032 R_b$$

Doù

$$R_{mr} \approx 12500 R_b$$

Le calcul que nous venons de faire, ne tient pas compte de l'effet des harmoniques d'espace. Des corrections dans les valeurs des résistances doivent donc être introduites.

CHAPITRE : IV

ETUDE EXPERIMENTALE

IV.1 PRESENTATION DE LA MACHINE :

L'étude expérimentale a concerné un moteur asynchrone monophasé à cage construit par l'entreprise nationale de l'électrotechnique (E.N.E.L). Ce moteur présente les caractéristiques suivantes :

Puissance	2.2 kW
Tension	220 V
Courant de la phase principale	13.9 A
Courant de la phase auxiliaire	8.0 A
Nombre de paires de poles	1
Fréquence	50 Hz
Condensateurs	$C_p = 50 \mu\text{F}$, $C_d = 160 \mu\text{F}$

Les valeurs des résistances statoriques sont déterminées à chaud, grâce à un essai en courant continu . Nous obtenons :

Phase principale	$R_{ms} = 1.5 \Omega$.
Phase auxiliaire	$R_{as} = 2.3 \Omega$.

Le schéma de principe de ce moteur est le suivant :

- PP : phase principale .
- PA : Phase auxiliaire .
- C_p : condensateur permanent .
- C_d : condensateur de démarrage .
- K : interrupteur centrifuge .

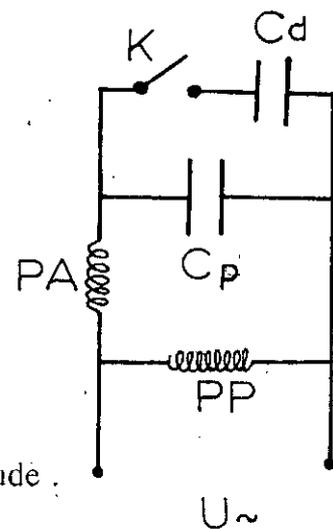


Fig IV.1 : Schéma de principe du moteur d'étude .
(E.N.E.L 2.2 kW).

Nous introduisons au niveau des isthmes d'encoches (sous les cales) 2 sondes constituées de 2 bobines indépendantes qui suivent exactement le bobinage de chaque phase. Celles ci permettent la mesure de la **f.e.m** correspondant à chaque phase .

IV.2 : ESSAI A VIDE :

Cet essai, effectué à 50 Hz, sous 150 V , permet la détermination de la réactance de magnétisation **X_m** ainsi que la résistance **R_f** correspondante aux pertes fer.

Durant cet essai, le glissement est très faible ($g_0 = 0.83 \%$) nous pouvons considérer que le courant à vide passe totalement dans la branche magnétisante. On en déduit :

$$X_m = \frac{E}{I_{10} \sin \varphi_{10}} = 28.63 \Omega$$

soit

$$M_m = \frac{X_m}{2 \pi f} = 91.13 \text{ mH}$$

et

$$R_f = \frac{E}{I_{10} \cos \varphi_{10}} = 109.75 \Omega$$

A vitesse constante, nous vérifions que les f.e.m principales et auxiliaire sont déphasées de $\pi/2$ (**fig IV.2**).

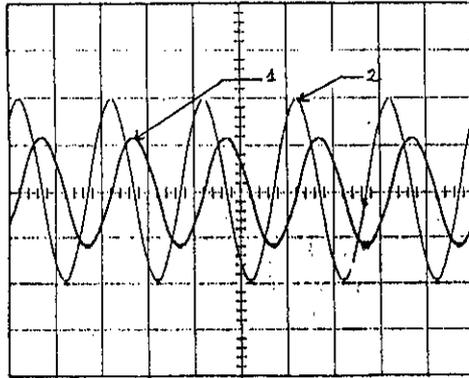


Fig IV.2 : Formes des f.e.m statoriques .

1 - f.e.m principale.

2 - f.e.m auxiliaire.

IV.3 : DETERMINATION DES PARAMETRES ROTORIQUES :

La machine étant à l'arrêt, on alimente la phase principale sous tension et fréquence variables de façon à maintenir le flux constant ($E/f = \text{Const}$).

La fréquence variable est obtenue à l'aide d'une machine synchrone entraînée, à vitesse variable, par un moteur à courant continu [6].

Le schéma simplifié du montage est donné par la figure **IV.3.1**.

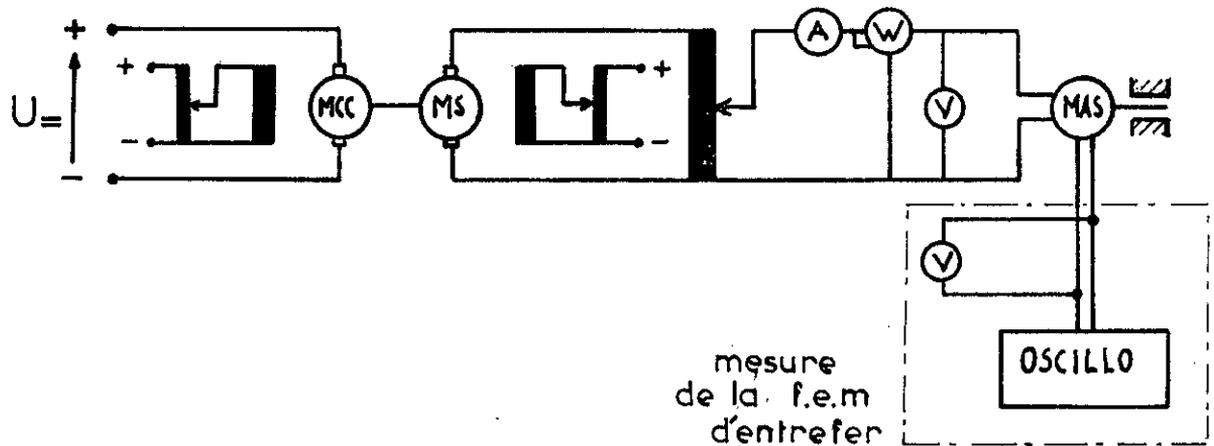


Fig IV.3.1 : Schéma du montage de l'essai à fréquence variable.

Durant cet essai, les tensions d'alimentations ainsi que les f.e.m E_{cc} correspondantes sont faibles ($E < 16 \text{ V}$ pour $f = 50 \text{ Hz}$)

les pertes fer peuvent être approchées par :

$$P_{fcc} = P_{f0} \left(\frac{E_{cc}}{E_0} \right)^2 \leq 2.16 \text{ W}$$

E_0 et P_{f0} sont la f.e.m et les pertes fer obtenues lors de l'essai à vide. On a :

$$P_{f0} = 192.1 \text{ W}$$

$$E_0 = 145.2 \text{ V}$$

On peut donc négliger P_{fcc} devant les autres puissances consommées durant l'essai. Le schéma équivalent du moteur monophasé sans phase auxiliaire devient, pour $g=1$:

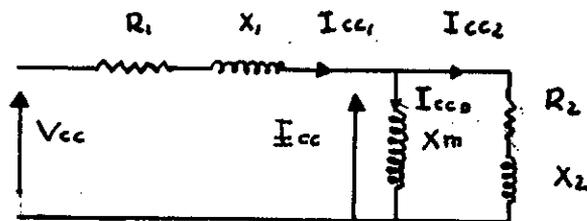


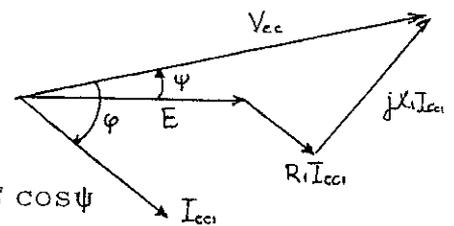
Fig IV.3.2 : Schéma équivalent du moteur monophasé à $g = 1$

L'équation régissant ce circuit est donnée par :

$$\bar{V}_{cc} = R_1 \bar{I}_{cc1} + j X_1 \bar{I}_{cc1} + \bar{E}$$

En prenant V_{cc} comme origine des phases, nous avons :

$$V = R_1 |\bar{I}_{cc1}| \cos \varphi_{cc} + X_1 |\bar{I}_{cc1}| \sin \varphi_{cc} + E \cos \psi$$



En supposant que l'angle ψ est faible de sorte que $\cos \psi = 1$, on peut déterminer X_1 par :

$$X_1 = \frac{V - E - R_1 I_{cc1} \cos \varphi_{cc}}{I_{cc1} \sin \varphi_{cc}}$$

Par ailleurs, les puissance absorbées par le moteur s'expriment alors par :

$$P \approx R_1 I_{cc1}^2 + R_2 I_{cc2}^2$$

$$Q \approx X_1 I_{cc1}^2 + X_2 I_{cc2}^2 + \frac{E^2}{X_m}$$

I_{cc2} peut être obtenu à partir de

$$\bar{I}_{cc2} = \bar{I}_{cc1} - \bar{I}_{cc0}$$

On considère que I_{cc0} est purement réactif et son module est donné par :

$$|I_{cc0}| = \frac{|E|}{X_m}$$

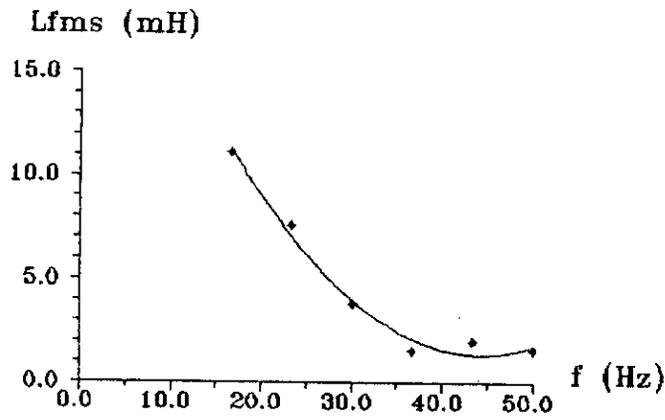
On peut donc déterminer les paramètres rotoriques . On a :

$$R_2 = \frac{P - R_1 I_{cc1}^2}{I_{cc2}^2}$$

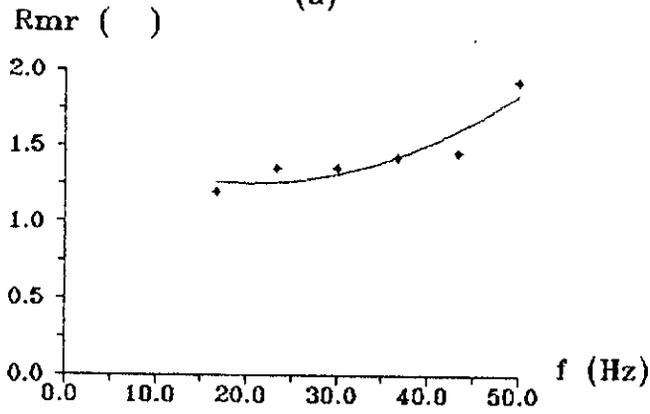
$$X_2 = \frac{Q - \frac{E^2}{X_m} - X_1 I_{cc1}^2}{I_{cc2}^2}$$

Les figures ci dessous montrent les variations des paramètres

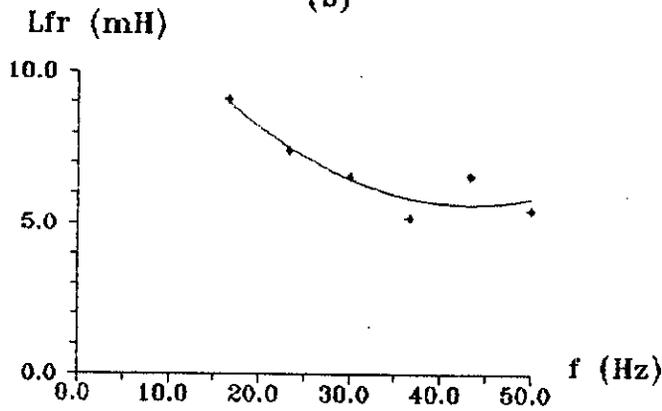
(X_1, X_2, R_2) en fonction de la fréquence d'alimentation. Nous vérifions que l'inductance de fuite rotorique décroît avec la fréquence alors que la résistance croît par suite de l'effet de peau. L'inductance de fuite statoriques présente des variations importantes en fonction de la fréquence d'alimentation.



(a)



(b)



(c)

Fig IV.5 : Paramètres de la machine dépendant de la fréquence.

a - inductance de fuite statorique.

b - résistance rotorique.

c - inductance de fuite rotorique.

IV.4 : ESSAIS EN REGIME TRANSITOIRE :

Nous nous intéressons au démarrage sous tension constante ainsi qu'au ralentissement .

IV.4.1 : Essais de démarrage :

En démarrant le moteur sous tension $U = 150 \text{ V}$, nous mesurons:

- Les courants dans les phases principale et auxiliaire (Fig IV.6 et IV.7).
- La vitesse du rotor (Fig IV.8).
- La tension aux bornes du condensateur (Fig IV.9).
- La f.e.m de chaque phase (Fig IV.10 et IV.11). Celles ci sont obtenues à l'aide des sondes que nous avons introduites dans les encoches statoriques.

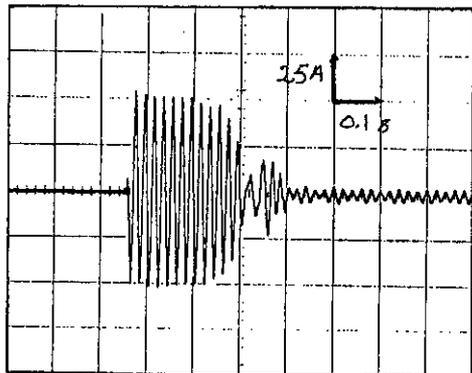


Fig IV.6 : Courant de la phase principale.

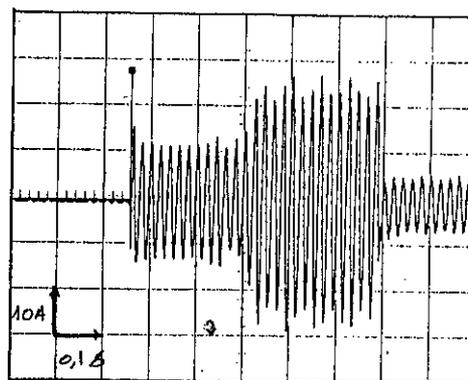


Fig IV.7 : Courant de la phase auxiliaire.

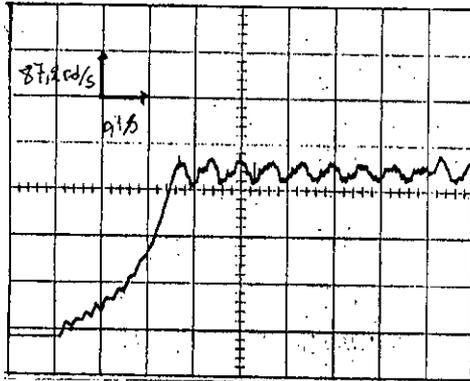


Fig IV.8 : Vitesse du rotor.

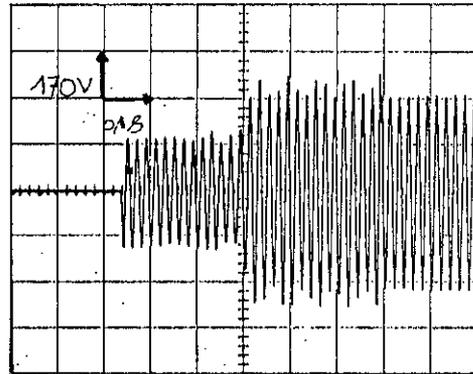


Fig IV.9 : Tension aux bornes du condensateur.

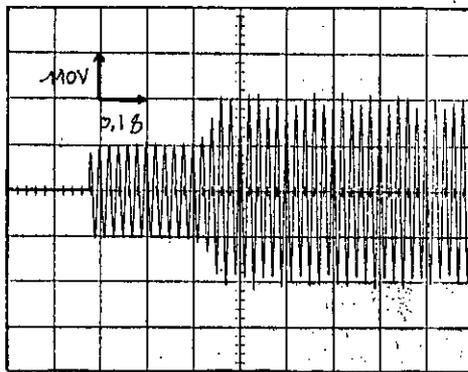


Fig IV.10 : fem d'entrefer de la phase principale.

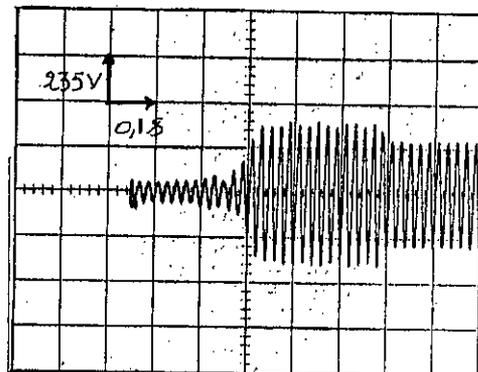


Fig IV.11 : fem d'entrefer de la phase phase auxiliaire.

Au démarrage, l'appel de courant ($I_{dem} / I_n \approx 3.6$) le temps de montée en vitesse est de l'ordre de **0.25 s** ce qui est acceptable. Le condensateur se débranche relativement tôt ($t \approx 0.2s$) ce qui provoque une période transitoire se manifestant par un courant et une f.e.m de la phase auxiliaire relativement importants

($I_n / I_{an} \approx 4$). En effet, avant que le moteur n'ait atteint son régime nominal que le condensateur se débranche. Les courants statoriques ne sont plus en quadrature et le champs inverse est important. Un bruit indésirable est alors entendu durant cette période qui dure près de **0.3 s**.

Lorsque le moteur démarre, la f.e.m de la phase auxiliaire est d'abord très faible, les courants statoriques sont en quadrature. Elle croît ensuite au fur et à mesure que le moteur prend de la vitesse car le déphasage des courants s'éloigne de 90 degrés.

IV.4.2 : Essais de ralentissement :

Lors du ralentissement avec phase auxiliaire branchée, une interaction est obtenue entre les deux phases. En effet, l'énergie électrique emmagasinée dans le condensateur se dissipe dans le circuit **RLC** formé par les deux phases couplées avec le circuit rotorique équivalent. La machine fonctionne en génératrice autonome; la phase auxiliaire débite dans la phase principale .

Nous relevons les formes de courant suivantes :

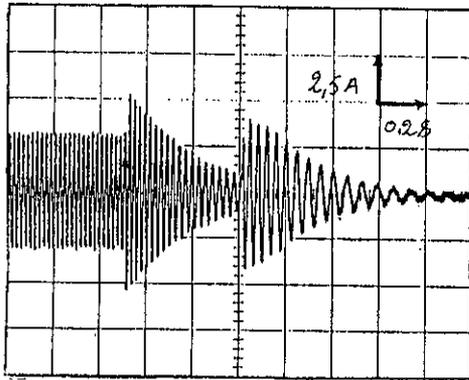


Fig IV.11 : Courant de la phase principale

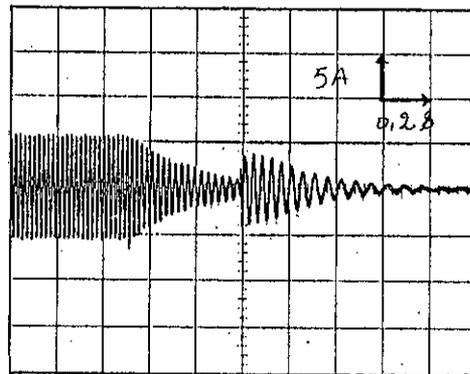


Fig IV.12 : courant de la phase auxiliaire

Ce phénomène réduit le temps de ralentissement, ce qui peut être avantageux pour certaines applications. Les variations de la vitesse en fonction du temps lors de l'essai de ralentissement sont données par la figure suivante :

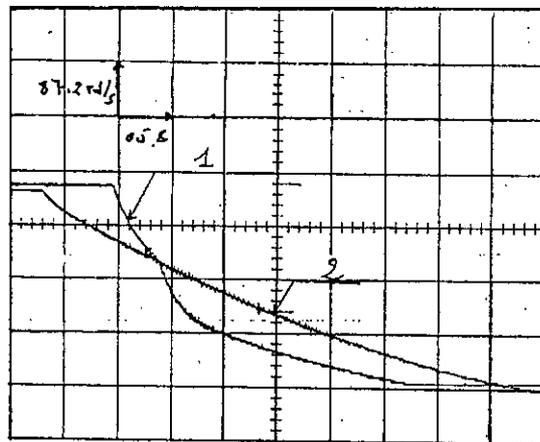


Fig IV.13 : Vitesse du rotor lors du ralentissement.

- 1- avec phase auxiliaire.
- 2- sans phase auxiliaire

IV.4.3 : Débranchement de la phase auxiliaire :

Lors du débranchement de la phase auxiliaire le facteur de puissance de la machine se détériore entraînant un appel de courant important (Fig IV.13.)

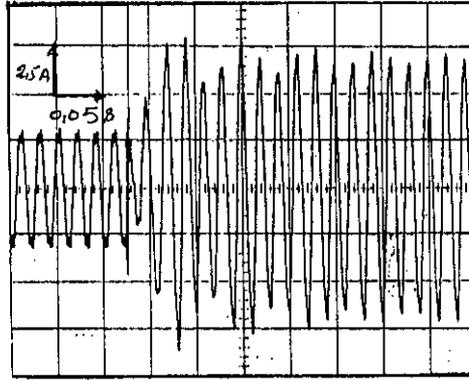


Fig IV.13.) Courant de la phase principale lors du débranchement de la phase auxiliaire.

IV.5 : COMPARAISON AVEC LES RESULTATS DE LA SIMULATION :

Le modèle établi nous permet de simuler des régimes transitoires de la machine. La simulation du démarrage à videsous 150 V donne les caractéristiques suivantes :

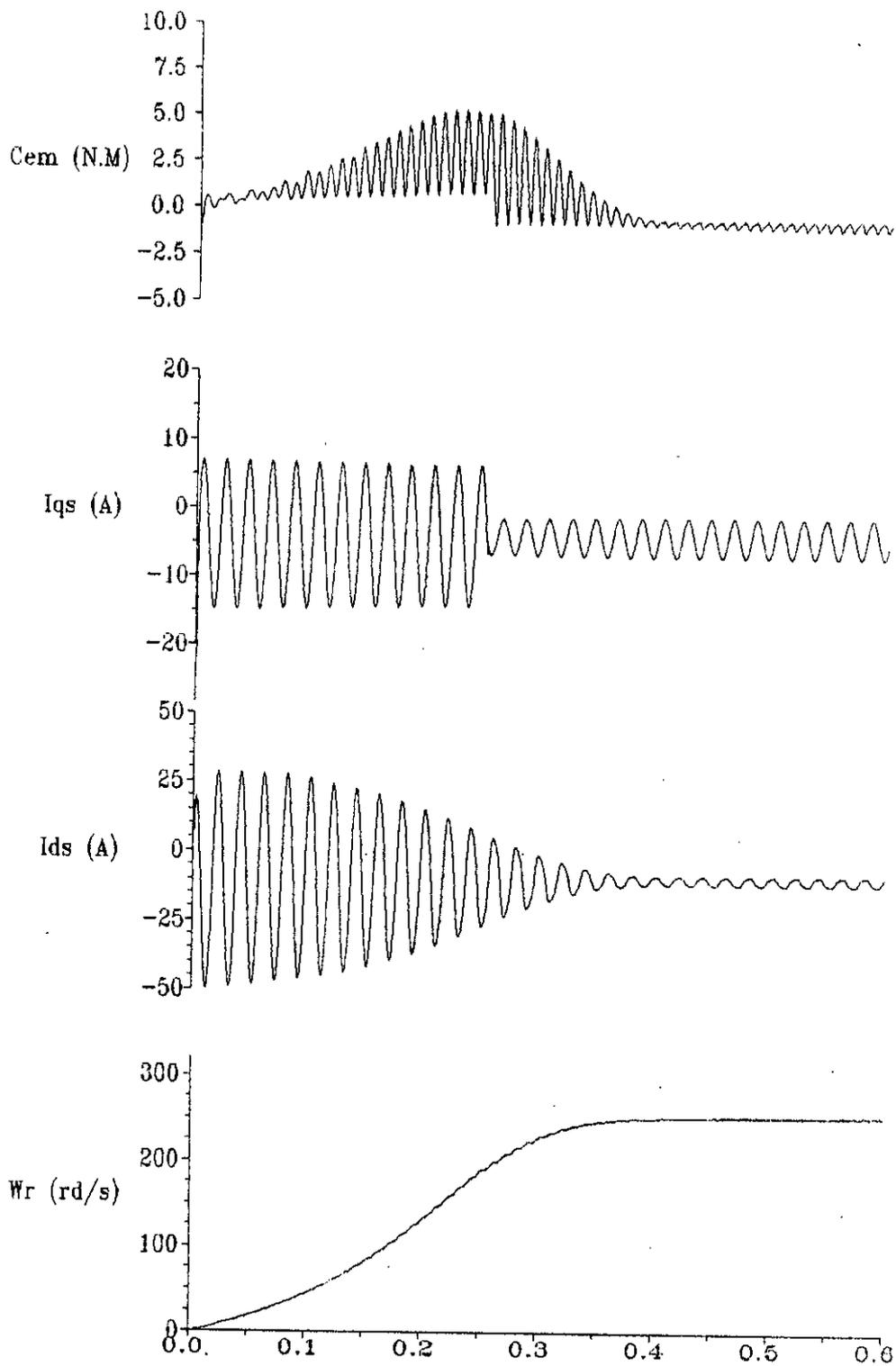


Fig IV.14 : Variables électriques et mécaniques du moteur monophasé lors du démarrage (simulation).

Lors du démarrage, le modèle présente une période transitoire caractérisée par un important appel de courant. Le temps de montée est du même ordre que celui mesuré en pratique ($t=0.3s$).

Le modèle nous permet de calculer le couple électromagnétique, celui ci présente une composante alternative (pulsante) importante de fréquence 100 Hz causée par l'harmonique 2. La caractéristique couple-vitesse obtenue par simulation est donné par la figure suivante.

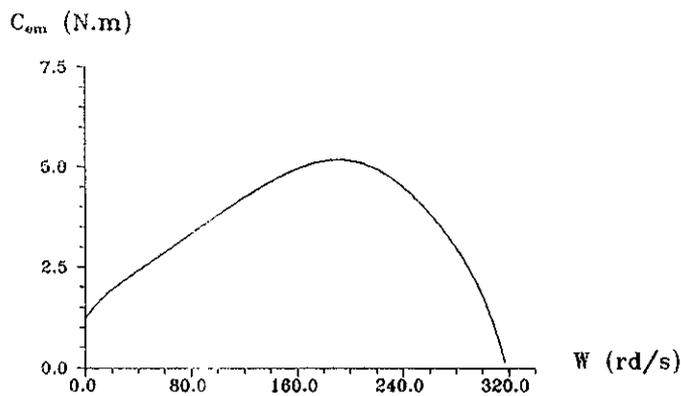


Fig IV.15 : Caractéristique Couple-vitesse obtenue par simulation du démarrage.

Les f.e.m simulées sont données par la figure (IV.16). Elle ont les mêmes allures que celles mesurées en pratiques.

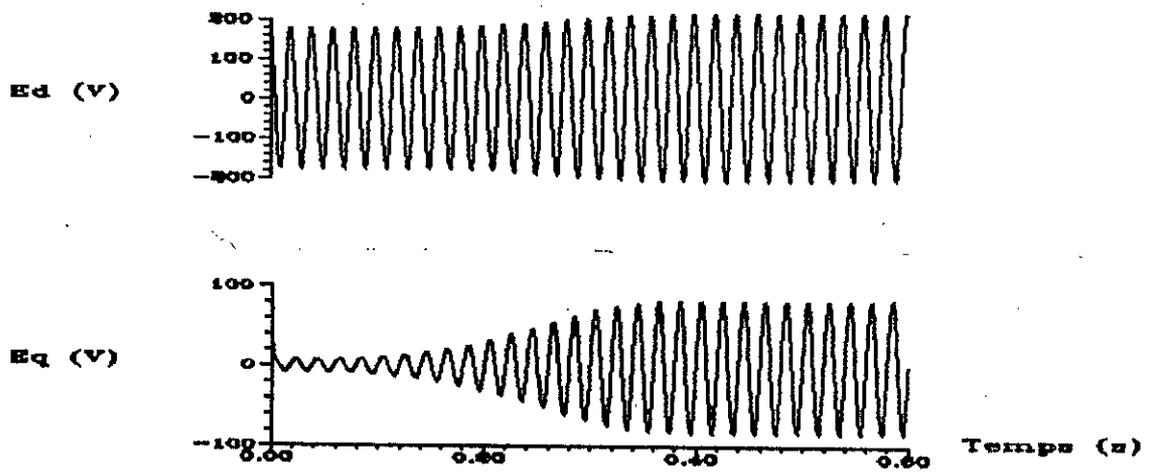


Fig IV.16 : Formes des fem statoriques lors du démarrage (simulation).

Le ralentissement de la machine est simulé avec le même modèle. Nous obtenons la caractéristique suivante :

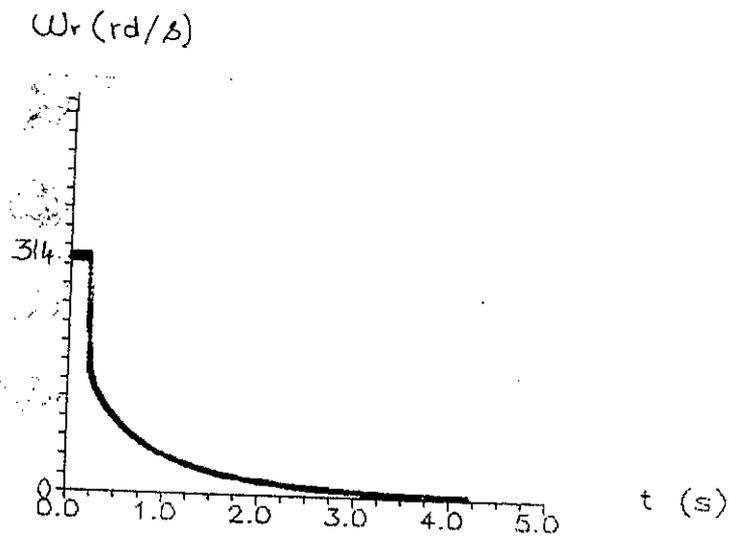


Fig IV.17 : Vitesse du moteur lors du ralentissement.
(simulation).

Nous remarquons que le temps de ralentissement et l'allure de la vitesse ne correspondent pas parfaitement aux résultats pratique.

En effet le modèle ne tient pas compte de l'interaction entre les deux phase observée en pratique. D'autre part, les paramètres mécaniques de la machine ne sont pas parfaitement identifiés.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Nous avons établi un modèle de la machine asynchrone monophasée tenant compte des variations des paramètres rotoriques en fonction du glissement par suite de l'effet de peau .

Nous avons, par ailleurs, mis en évidence ces variations à l'aide d'un calcul de la répartition du champ magnétique dans différentes encoches d'une part, et à l'aide d'une méthode expérimentale d'une autre part .

La répartition du champ est d'autant moins uniforme que la pulsation est importante . Ce phénomène permet un meilleur démarrage de la machine .

Le modèle a permis d'une part l'établissement d'un schéma équivalent exploitable en régime permanent et d'autre part la simulation de régimes transitoires tel que le démarrage et le ralentissement .

Le travail peut être étendu à des machines à encoches profondes ou à rotor massif pour lesquelles les paramètres sont très dépendants du glissement .

L'étude expérimentale valide notre étude théorique et montre que le choix du condensateur ainsi que du temps de son débranchement ont une grande influence sur le courant et la f.e.m de la phase auxiliaire. Il est donc nécessaire de les optimiser. Dans le cas de notre machine, des surintensités et surtensions ont été observées durant le démarrage.

Une modélisation de la machine tenant compte de la saturation et de son influence sur les paramètres de la machine est souhaitée.

ANNEXES

ANNEXE 1

Régime permanent d'une machine biphasée non symétrique

Décomposition en grandeurs directes et inverses

Soit une machine biphasée ayant deux enroulements non identiques (a,b) au stator, alimentée par deux sources de tension pas forcément identiques. Ces enroulements créent dans l'entrefer des f.e.m pouvant s'écrire :

$$\varepsilon_a = \varepsilon_{a\alpha} \cos\omega t + \varepsilon_{a\beta} \sin\omega t$$

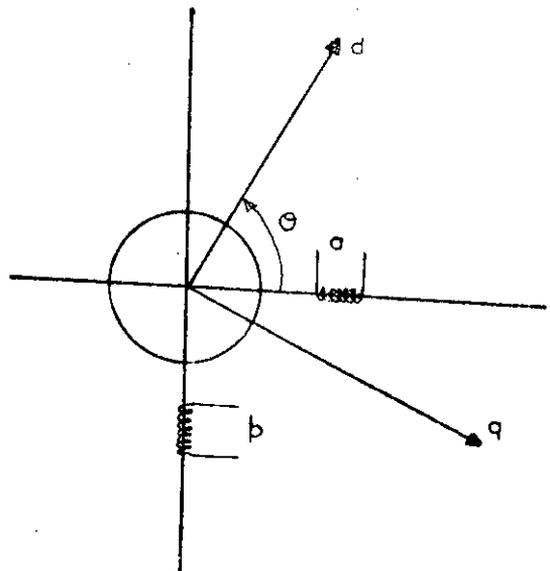
$$\varepsilon_b = \varepsilon_{b\alpha} \cos\omega t + \varepsilon_{b\beta} \sin\omega t$$

Par rapport à un repère (d,q) arbitraire, les f.e.m s'écrivent :

$$[\varepsilon_{dq}] = [P_2(\theta)] [\varepsilon_{ab}]$$

où

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



Fig(1) : Représentation schématique d'une machine biphasée

Nous obtenons:

$$\begin{aligned}\varepsilon_d &= \varepsilon_{dA} \cos(\omega t - \theta) + \varepsilon_{dB} \sin(\omega t - \theta) \\ &+ \varepsilon_{dC} \cos(\omega t + \theta) + \varepsilon_{dD} \sin(\omega t + \theta) \\ \varepsilon_q &= \varepsilon_{qA} \cos(\omega t - \theta) + \varepsilon_{qB} \sin(\omega t - \theta) \\ &+ \varepsilon_{qC} \cos(\omega t + \theta) + \varepsilon_{qD} \sin(\omega t + \theta)\end{aligned}$$

avec:

$$\varepsilon_{dA} = \frac{1}{2} (\varepsilon_{a\alpha} + \varepsilon_{b\beta}) = -\varepsilon_{qB}$$

$$\varepsilon_{dB} = \frac{1}{2} (\varepsilon_{a\beta} - \varepsilon_{b\alpha}) = -\varepsilon_{qA}$$

$$\varepsilon_{dC} = \frac{1}{2} (\varepsilon_{a\alpha} - \varepsilon_{b\beta}) = \varepsilon_{qD}$$

$$\varepsilon_{dD} = \frac{1}{2} (\varepsilon_{a\beta} + \varepsilon_{b\alpha}) = -\varepsilon_{qC}$$

En utilisant la représentation complexe nous écrivons :

$$\overline{\varepsilon_d} = \varepsilon_d^+ + \varepsilon_d^-$$

$$\overline{\varepsilon_q} = \varepsilon_q^+ + \varepsilon_q^-$$

/

avec:

$$\varepsilon_d^+ = \frac{1}{\sqrt{2}} (\varepsilon_{dA} - j \varepsilon_{dB})$$

$$\varepsilon_d^- = \frac{1}{\sqrt{2}} (\varepsilon_{dC} - j \varepsilon_{dD})$$

$$\varepsilon_q^+ = \frac{1}{\sqrt{2}} (\varepsilon_{qA} - j \varepsilon_{qB})$$

$$\varepsilon_q^- = \frac{1}{\sqrt{2}} (\varepsilon_{qC} - j \varepsilon_{qD})$$

Nous montrons que :

$$\overline{\varepsilon_q^-} = -j \varepsilon_d^-$$

$$\overline{\varepsilon_q^+} = +j \varepsilon_d^+$$

D'où la relation :

$$\begin{bmatrix} \overline{\varepsilon_d} \\ \overline{\varepsilon_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d^+ \\ \varepsilon_d^- \end{bmatrix}$$

Cette transformation permet la décomposition de deux f.m.m statoriques pulsantes en deux f.m.m tournantes en sens opposés. Elle peut s'appliquer aux courants ainsi qu'aux tensions statóriques.

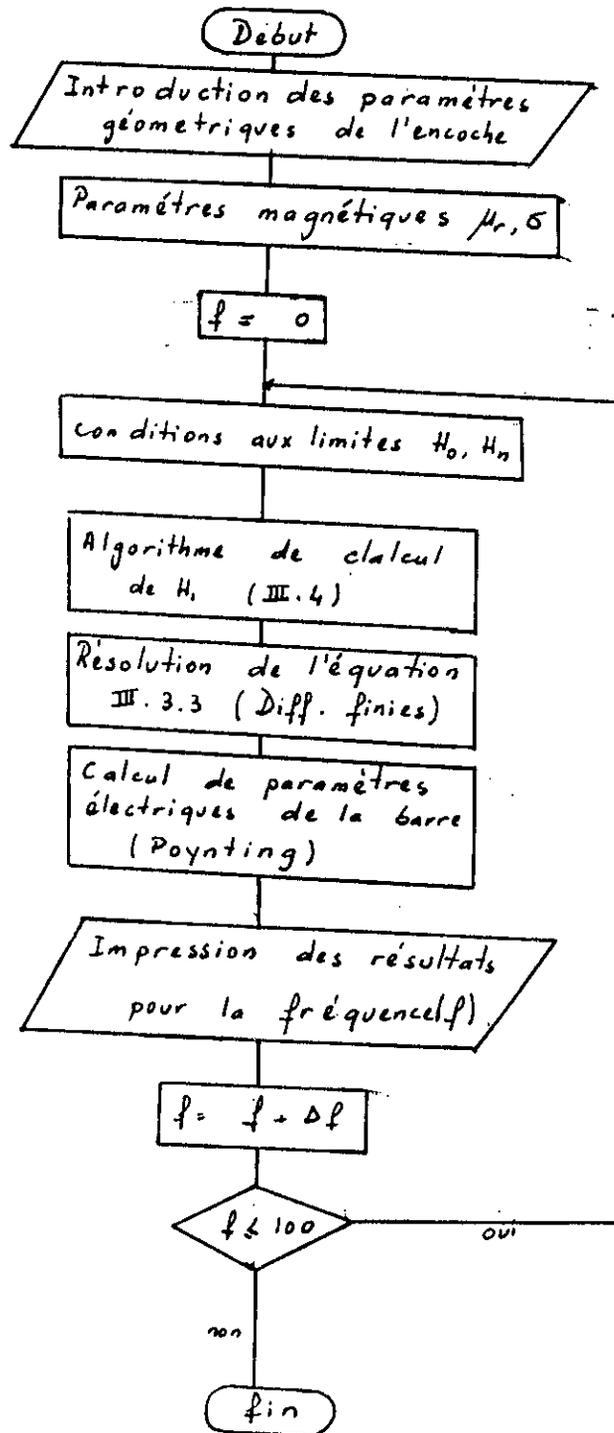
ANNEXE 2

Les matrices utilisées dans la modélisation sont données par :

$$[A_2]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{L_{mr}}{M_1} & 0 & -\frac{M_m}{M_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{ar}}{M_2} & 0 & -\frac{M_a}{M_2} & 0 \\ -\frac{M_m}{M_1} & 0 & \frac{L_{ms}}{M_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{M_a}{M_2} & 0 & \frac{L_{as}}{M_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

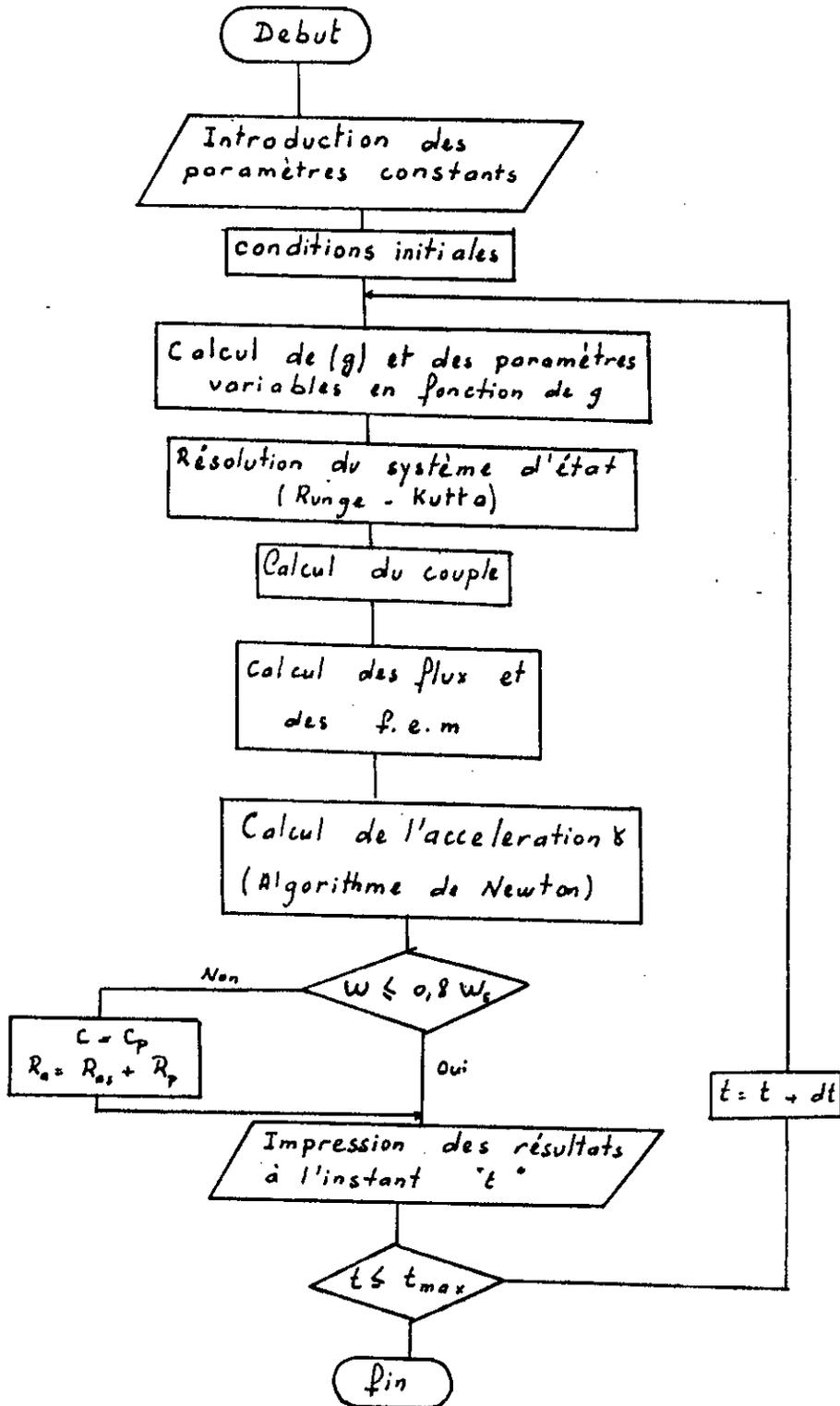
$$A_2^* A_4 = \begin{pmatrix} \frac{L_{mr} R_{ms} - \gamma L_{mr} L_{mrg} + \gamma M_m M_{mg}}{M_1} & \frac{-M_m \rho \omega_r M_a / N}{M_1} & \frac{-\gamma L_{mr} M_{mg} - M_m (R_{mr} - \gamma L_{mrg})}{M_1} & \frac{-\rho \omega_r L_{mr} M_m N}{M_1} & 0 \\ \frac{\rho \omega_r M_m N M_a}{M_2} & \frac{L_{ar} (R_{as} - \gamma L_{asg}) + \gamma M_a M_{ag}}{M_2} & \frac{\rho \omega_r L_{ar} M_a / N}{M_2} & \frac{-\gamma M_{ag} L_{ar} - M_a (R_{ar} - \gamma L_{arg})}{M_2} & \frac{L_{ar}}{M_2} \\ \frac{-M_m (R_{ms} - \gamma L_{msg})}{M_1} & \frac{\rho \omega_r M_a L_{ms} / N}{M_1} & \frac{\gamma M_m M_{mg} + L_{ms} (R_{mr} - \gamma L_{mrg})}{M_1} & \frac{\rho \omega_r L_{mr} L_{ms} N}{M_1} & 0 \\ \frac{-\rho \omega_r N L_{as} M_m}{M_1} & \frac{-M_a (R_{as} - \gamma L_{asg})}{M_1} & \frac{-\rho \omega_r L_{ar} L_{as} / N}{M_1} & \frac{\gamma M_{ag} M_a + L_{as} (R_{ar} - \gamma L_{arg})}{M_1} & \frac{-M_a}{M_1} \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

ANNEXE 3



Organi gramme de calcul des paramètres électriques de l'encoche rotorique.

ANNEXE 3



Organigramme de simulation des régimes transitoires

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Ph. ALGER
Induction machines
Gordan and Breach 1970
- [2] J. BAUDOT
Petits moteurs électriques
Technique de l'ingénieur
- [3] J. CHATELIN
Machines électriques (TOME I)
Dunod 1983
- [4] J.L. DALMASSO
Cours d'électrotechniques
Machines à courant alternatif
Edition DIA
- [5] L.HOCINE - L.HADJOUT
Etude d'un moteur asynchrone monophasé
Projet de fin d'études ENP 1991
- [6] M.B.A. KAMOUN, F.PREZEDZIZIECHI
Frequency analysis of variable parameters
asynchronous motors.
Electric machines and Power systems
- [7] M.KOSTENKO
Machines électriques (Tome I)
Edition MIR 1979

- [8] P. KRAUSE
Analysis of electric machinery
Edition Mac Graw Hill 1986
- [9] G. KOUSKOFF
Théorie électromagnétique de l'encoche d'une
machine à courant alternatif
E.S.E. 1967
- [10] G. SEGUIER
Electrotechnique industrielle
Technique et documentation 1980
- [11] L. ZOUITA
Etude d'un système onduleur-machine asynchrone
monohasée avec régulateur de courant.
Thèse de Doctorat ENESET 1987
- [12] M. E. ZAIM
Cours de construction machines
ENP 1993
- [13] M. E. ZAIM
Cours de conception de machines
ENP 1993