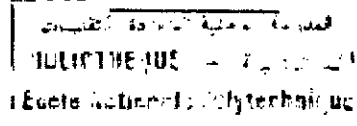


وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DEPARTEMENT: GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE D'UN MOTEUR
ASYNCHRON MONOPHASE
A CONDENSATEUR
PERMANENT

Proposé par :

Mr: M.E.ZAIM

Etudié par :

DJ.KOUCHIH
Y.OUAZIR

Dirigé par

Mr: M.BOUNEKHLA

PROMOTION

Juin 1994

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT: **GENIE ELECTRIQUE**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE MONOPHASE
A CONDENSATEUR
PERMANENT

Proposé par :

Mr: **M.E.ZAIM**

Etudié par :

DJ. KOUCHIH
Y. OUAZIR

Dirigé par

Mr: **M. BOUNEKHLA**

PROMOTION

Juin 1994

Dedicaces

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEDICACES

Je dedie ce modeste travail

à ma mère

à mon père

à mes frères et soeurs

à tous(tes) mes amis(es)

Youcef.

Je dedie ce modeste travail

à mes très chers parents

à mes frères et soeurs

à tous mes amis

Djillali.

REMERCIEMENT

Nous remercions vivement Mr M.B.ZAIM d'avoir proposé ce sujet, et pour l'aide morale et les conseils qu'il nous a prodigué avant son départ.

Nous tenons aussi à remercier Mr M. BOUNAKHLA pour l'aide et remarques bienveillantes qu'il nous a fait pour l'élaboration de ce projet.

Nos remerciement s'adressent aussi à Mr O.TOUHAMI pour l'aide qu'il nous a fait pendant les essais, et à Mr R.IBTIOUEN et H.MAAZI pour leur disponibilité et leur serviabilité.

Nous remercions également tous les enseignants qui ont contribué à notre formation, et tous ceux qui nous ont aidé à réaliser ce travail.

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

Sommaire

SOMMAIRE

Notations et symboles principaux

Introduction Générale

CHAPITRE I:

Généralités

I.1 Introduction

I.2 Caractéristique du couple et comparaison avec le moteur triphasé

I.3 Démarrage du moteur monophasé

I.4 Moteur à phase auxiliaire et condensateur

CHAPITRE II:

**Modélisation du moteur asynchrone monophasé
à condensateur permanent**

II.1 Introduction

II.2 Equations électriques

II.3 Expressions des équations électriques dans un système d-q

II.4 Equations en régime transitoire

II.5 Equations en régime permanent

II.6 Schéma équivalent

II.6.1 Phase principale alimentée seule

II.6.2 Phase auxiliaire alimentée seule

CHAPITRE III:

Identification du moteur asynchrone monophasé

III.1 Introduction

III.2 Méthode ^{de} directe

III.2.1 Détermination des inductances totales

III.2.2 Détermination des inductances mutuelles

III.2.3 Détermination des inductances de fuites statoriques

III.2.4 Détermination de l'impédance équivalente d'une barre
rotorique

III.2.5 Passage à l'enroulement diphasé équivalent du rotor
à cage

III.2.6 Calcul des paramètres de l'enroulement diphasé équivalent

Sommaire

III.3 Méthode directe

III.3.1 Détermination de l'impédance équivalente vue du stator

III.3.2 Détermination des paramètres du moteur

III.3.2.1 Essai à vide

III.3.2.2 Essai à rotor bloqué

III.3.3 Formulation du système d'équations

III.3.4 Résolution du système d'équations

III.3.5 Variation des paramètres rotoriaux en fonction
du glissement

III.3.6 Détermination des paramètres correspondants au schéma
équivalent du moteur à phase auxiliaire alimenté seule

CHAPITRE IV:

Etude expérimentale

IV.1 Présentation de la machine

IV.2 Essais en régime permanent

IV.2.1 Mesures des résistances

IV.2.2 Essai à vide

IV.2.3 Essai à rotor bloqué sous fréquence constante ($f=50\text{Hz}$)

IV.2.4 Essai à rotor bloqué sous fréquence variable

IV.3 Essais en régime transitoire

IV.3.1 Essai de démarrage à vide

IV.3.2 Essai de ralentissement

IV.4 Résultats de simulation

IV.5 Comparaison avec les résultats ~~de simulation~~ expérimentaux.

CONCLUSION GENERALE

ANNEXES

BIBLIOGRAPHIE

Notations et symboles principaux

NOTATIONS ET SYMBOLES PRINCIPAUX:

- V_{ms} tension de la phase principale.
 V_{as} tension de la phase auxiliaire.
 i_{ms} courant dans la phase principale.
 i_{as} courant dans la phase auxiliaire.
 i_{ar}, i_{pr} ... courants rotoriques fictifs.
 V_c tension aux bornes du condensateur.
 r_{ms}, r_{as} ... résistances de l'enroulement principale et auxiliaire.
 r_a, r_p ... résistances des enroulements du rotor diphasé équivalent.
 N_{ms}, N_{as} ... nombres de spires de la phase principale et auxiliaire.
 k_{ba}, k_{ba} ... coefficient de bobinage de la phase principale et auxiliaire.
 k_{br} coefficient de bobinage d'une phase rotorique fictive.
 L_{1a}, L_{1a} ... inductance de fuite de la phase principale et auxiliaire.
 L_{pm}, L_{pa} ... inductance de magnétisation de la phase principale et auxiliaire.
 ω_s pulsation des grandeurs statoriques.
 ω_r vitesse rotorique.
 r rayon interne du stator.
 l longueur utile de la machine.
 e entrefer mécanique.
 μ_0 perméabilité du vide $=4\pi \cdot 10^{-7}$.
 μ_b perméabilité du matériaux constituant la barre du rotor à cage.
 N_r nombre de spires d'un enroulement rotorique fictif.
 N_{em}, N_{ea} ... nombre d'encoches par poles et par phase de l'enroulement principale et auxiliaire.
 L_{mr} amplitude de la mutuelle entre l'enroulement principale et un enroulement rotorique fictif.
 L_{ar} amplitude de la mutuelle entre l'enroulement auxiliaire et un enroulement rotorique fictif.
 g le glissement.
 p nombre totale de poles de la machine.

Notations et symboles principaux

- Nnombre totale de barreaux du rotor à cage.
- C_ecouple électromagnétique.
- C_rcouple résistant.
- Jmoment d'inertie de la partie tournante.
- λ_{ms}flux total traversant l'enroulement principale.
- λ_{as}flux total traversant l'enroulement auxiliaire.
- $\lambda_{ar}, \lambda_{or}$flux totaux traversant les enroulements rotoriques fictifs.
- ϕ_aposition angulaire d'un pôle de l'entrefer par rapport à l'axe magnétique de la phase principale.
- k_dcoefficient de distribution.
- χinclinaison de têtes de bobines sur le plan parallèle.
- τpas relatif: rapport du pas d'enroulement réel au pas diamétral.
- L_einductance de fuites d'encoches.
- L_tinductance de fuites des têtes de bobines.
- n_cnombre total de conducteurs par encoches.
- ρ_brésistivité du matériaux constituant les barres du rotor.
- k_{dm}coefficient de distribution correspondant à la phase principale.
- k_{da}coefficient de distribution correspondant à la phase auxiliaire.
- L_{ms}, L_{as}inductances totales de la phase principale et auxiliaire.
- L_{ar}, L_{or}inductances totales des deux phases rotoriques fictives.

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE:

L'application très étendue du moteur asynchrone monophasé aux appareils domestiques, de nettoyage et de ventilation a stimulé considérablement le perfectionnement de cette machine.

Dans notre travail nous nous intéressons à l'étude du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent.

Après avoir présenter ce moteur nous nous établissons au second chapitre un modèle de simulation de la machine en tenant compte de la variation des paramètres rotoriques en fonction du glissement.

Au chapitre III nous proposons deux méthodes d'identification des paramètres électriques de la machine, en effet l'identification du moteur constitue un des thèmes actuels d'électrotechnique [9].

Une étude expérimentale est présentée au chapitre IV, elle concerne la détermination de la variation des paramètres rotoriques en fonction du glissement, nous y présentons également les essais nécessaires à la détermination des paramètres électriques, ainsi que des essais en régime transitoire permettant la validation du modèle de simulation et la comparaison entre les deux méthodes d'identification.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Chapitre I

GENERALITES

I.1. INTRODUCTION:

Le moteur asynchrone monophasé possède, un stator comportant un enroulement monophasé connecté à un réseaux alternatif, et un rotor généralement sous forme de cage d'écureuil.

L'enroulement statorique crée un champ magnétique pulsatoire décomposable en deux champs tournants de même amplitude maximale, tournants en sens inverse à la vitesse angulaire $\omega_s/(p/2)$.

Le champ direct agit sur le rotor en induisant des courants de pulsation $g_d \omega_s$, ce qui donne un couple direct C_d .

avec :

$$g_d = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.1.1)$$

Le champ inverse agit à son tour sur le rotor en induisant des courants de pulsation $g_i \omega_s$, ce qui donne naissance à un couple inverse C_i .

avec:

$$g_i = 2 - g_d \quad (I.1.2)$$

Le couple électromagnétique du moteur asynchrone monophasé est la somme algébrique des deux couples, direct, et inverse.

$$C_o = C_d + C_i \quad (I.1.3)$$

Chaque couple tend à entraîner le rotor dans son propre sens [1].

1.2. CARACTERISTIQUE DU COUPLE ET COMPARAISON AVEC CELUI DU MOTEUR TRIPHASE:

Le moteur monophasé et le moteur triphasé sont construits d'une façon semblable, sauf que dans le premier, on se sert généralement que des deux tiers des encoches du stator.

A dimensions égales le moteur monophasé a des performances inférieures à son homologue triphasé [2].

L'ensemble du moteur monophasé est équivalent à deux moteurs triphasés identiques, ayant des enroulements statoriques connectés en série, et des rotors couplés sur le même arbre. la valeur du couple pour un glissement donné est égale à la différence des deux couples développés par les deux moteurs fig 1.2.1

- c_d : couple direct
- c_i : couple inverse
- C_{em} : couple résultant

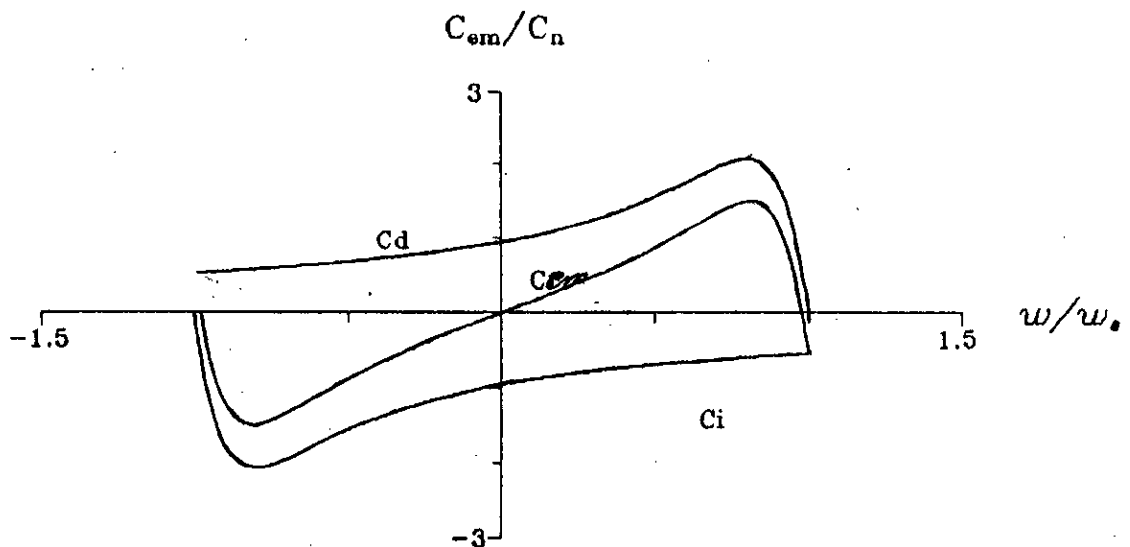


Fig 1.2.1 caractéristique du couple électromagnétique

Il en résulte directement que:

- le couple de démarrage est nul.
- le couple maximal est inférieur à celui du moteur triphasé de mêmes dimensions.

I.3. DEMARRAGE DU MOTEUR MONOPHASE

La symétrie des champs tournants, interdit le démarrage naturel du moteur monophasé, ce qui fait appel à un artifice pour le lancer. Pour cela le stator est muni d'un enroulement auxiliaire décalé dans l'espace de 90° par rapport à l'enroulement principale. Généralement, il est logé dans le $1/3$ d'encoches statoriques, l'ensemble est alimenté par des courants très déphasés ce qui amplifiera l'un des deux champs tournants.

Le décalage entre les deux courants, est obtenu, par la mise en série d'une impédance (résistance, inductance ou généralement une capacité) avec l'enroulement auxiliaire. Le décalage est meilleur avec un condensateur [1].

-pour les gros moteurs on utilise une résistance et une inductance, on les élimine après le démarrage afin d'améliorer le facteur de puissance et le couple.

-pour les moteurs à moyenne puissance on préfère généralement l'utilisation d'un condensateur.

-pour les moteurs à faible puissance on peut produire une dissymétrie des champs tournants en disposant des spires de FRAGER sur une portion de la carcasse portant l'enroulement principal (cas du moteur à pôles fondus).

I.4. MOTEUR A PHASE AUXILIAIRE ET CONDENSATEUR

Le schéma de principe de ce moteur est donné par le montage de la fig I.4.1

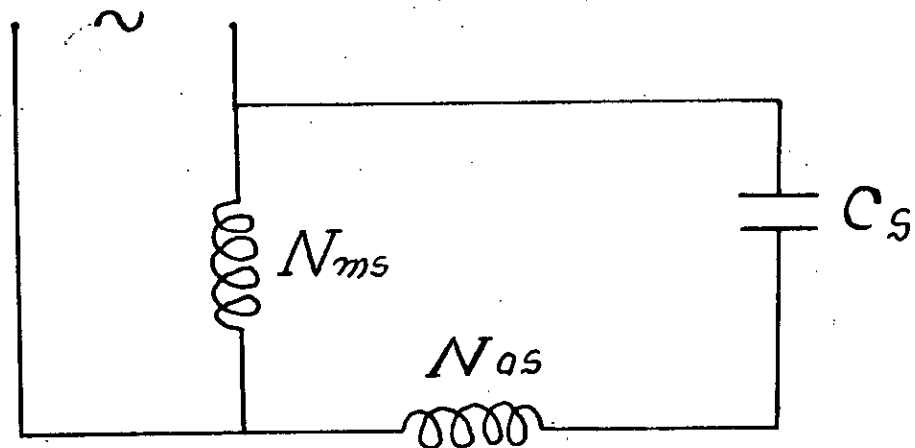


Fig I.4.1

La valeur du condensateur dépend essentiellement de la puissance du moteur. Elle peut être estimée par [4].

$$C_s = \frac{I_{as} \sin(\phi_{as})}{\omega_s V_{as}} \quad (I.4.1)$$

avec:

ϕ_{as} : déphasage entre v_{as} et i_{as}

La phase auxiliaire peut être mise hors du fonctionnement normal, dans le cas contraire le champ inverse est affaibli et le facteur de puissance est amélioré.

Si la capacité du condensateur calculé pour le démarrage est grande pour le régime de fonctionnement, on débranche une grande partie à l'aide d'un interrupteur centrifuge [4], le schéma de principe devient comme il est indiqué sur la fig I.4.2

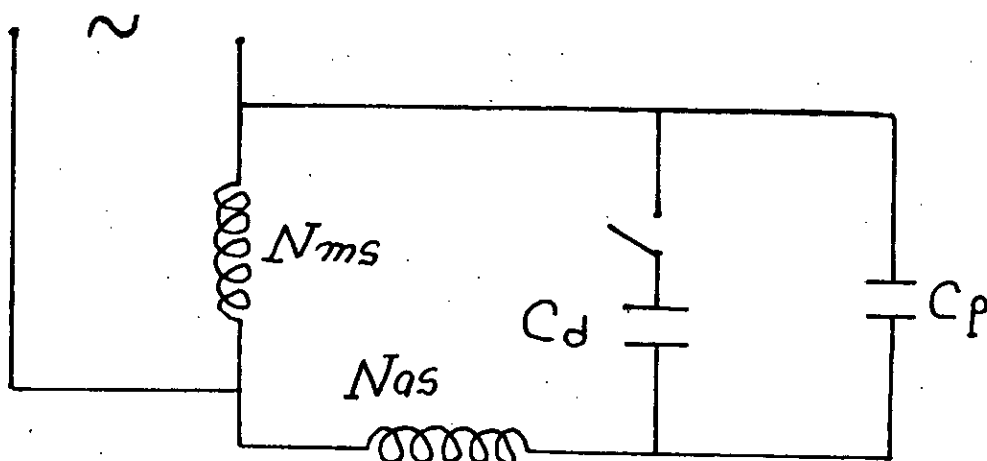


Fig I.4.2

La capacité a pour but de décaler le courant auxiliaire d'un angle proche de 90° en avant du courant principale. pour simplifier, on pourra considérer le moteur à condensateur en regime équilibré (état symétrique) , que l'on essaie d'atteindre en pratique.

En fonctionnement normale le courant principal est en phase avec la tension aux bornes du condensateur v_c , la tension de la phase auxiliaire est en avant de 90° par rapport à la tension de la phase principale.

La fig I.4.3 représente les diagrammes des tensions et des courants.

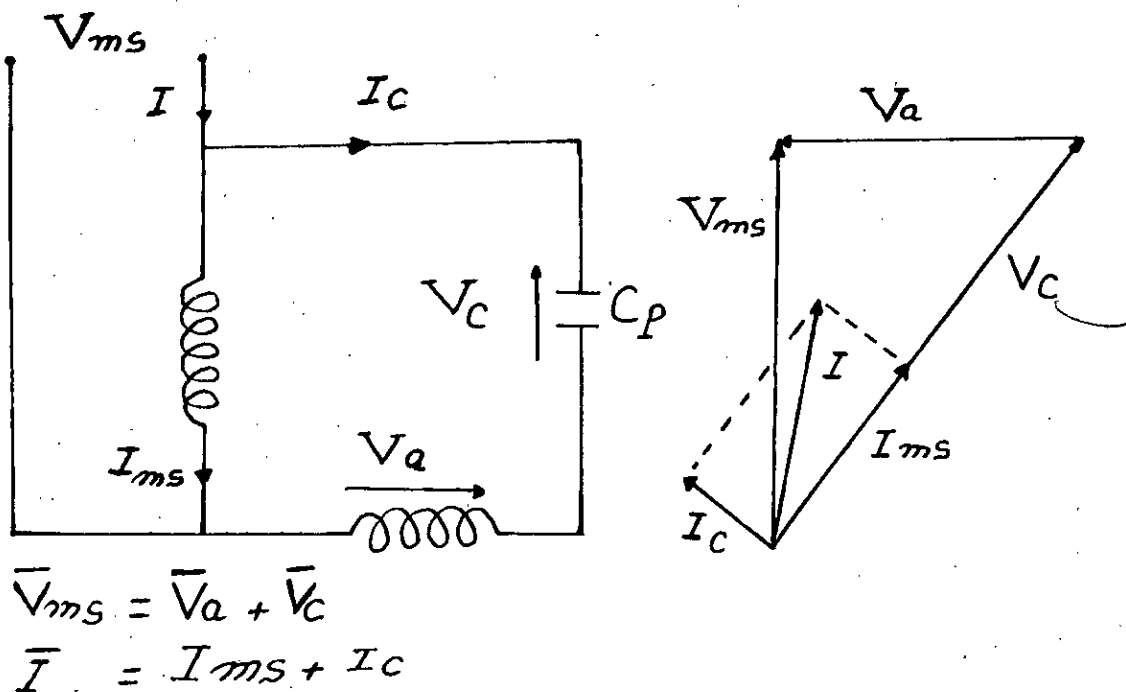


Fig I.4.3

Pour ce régime d'équilibre, les ampères-tours principaux sont égaux aux ampères tours auxiliaires.

$N_{ms} \cdot k_{ba} \cdot I_{ms} = N_{as} \cdot I_{as} \cdot k_{ba}$ et $V_{ms}/V_{as} = N_{ms} \cdot k_{ba}/N_{as} \cdot k_{ba}$

Le régime équilibré est théorique, car en pratique le moteur à condensateur est en régime un peu déséquilibré. Les figures I.4.3, I.4.4 représentent les diagrammes des tensions et des courants lors du démarrage et lors du marche normale.

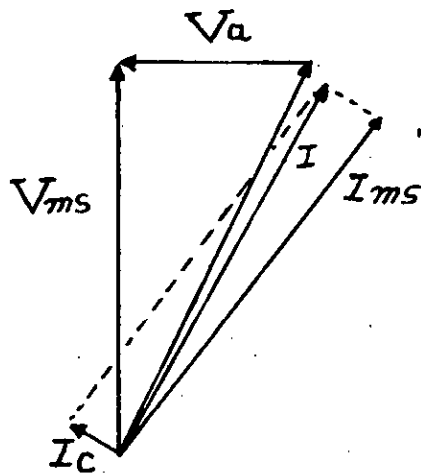


Fig I.4.3 démarrage

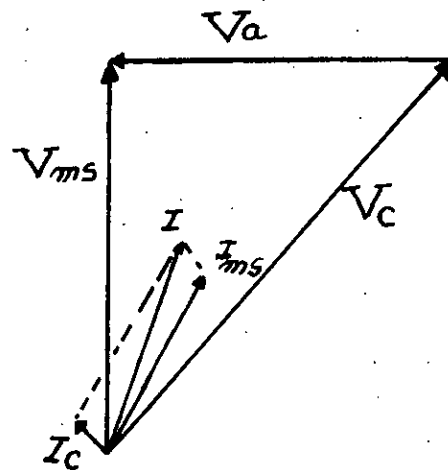


Fig I.4.4 marche normale

La tension de la phase auxiliaire est plus petite qu'en marche normale. Il en est de même pour la tension du condensateur.

Le déphasage entre la tension d'alimentation et le courant résultant I a diminué.

De toute manière, la tension aux bornes du moteur peut être considérée comme étant diphasé symétrique: Le moteur à condensateur fonctionne comme un véritable moteur diphasé, dont l'une des phases fournit la puissance réactive à l'autre [3].

Chapitre II

MODELISATION DU MOTEUR

ASYNCHRONE MONOPHASE A

CONDENSATEUR PERMANENT

II.1. INTRODUCTION :

Le moteur asynchrone monophasé est schématisé comme il est indiqué sur fig II.1.1. Il est constitué d'un stator possédant deux enroulements en quadrature non identiques, et d'un rotor assimilé à deux enroulements identiques en quadrature.

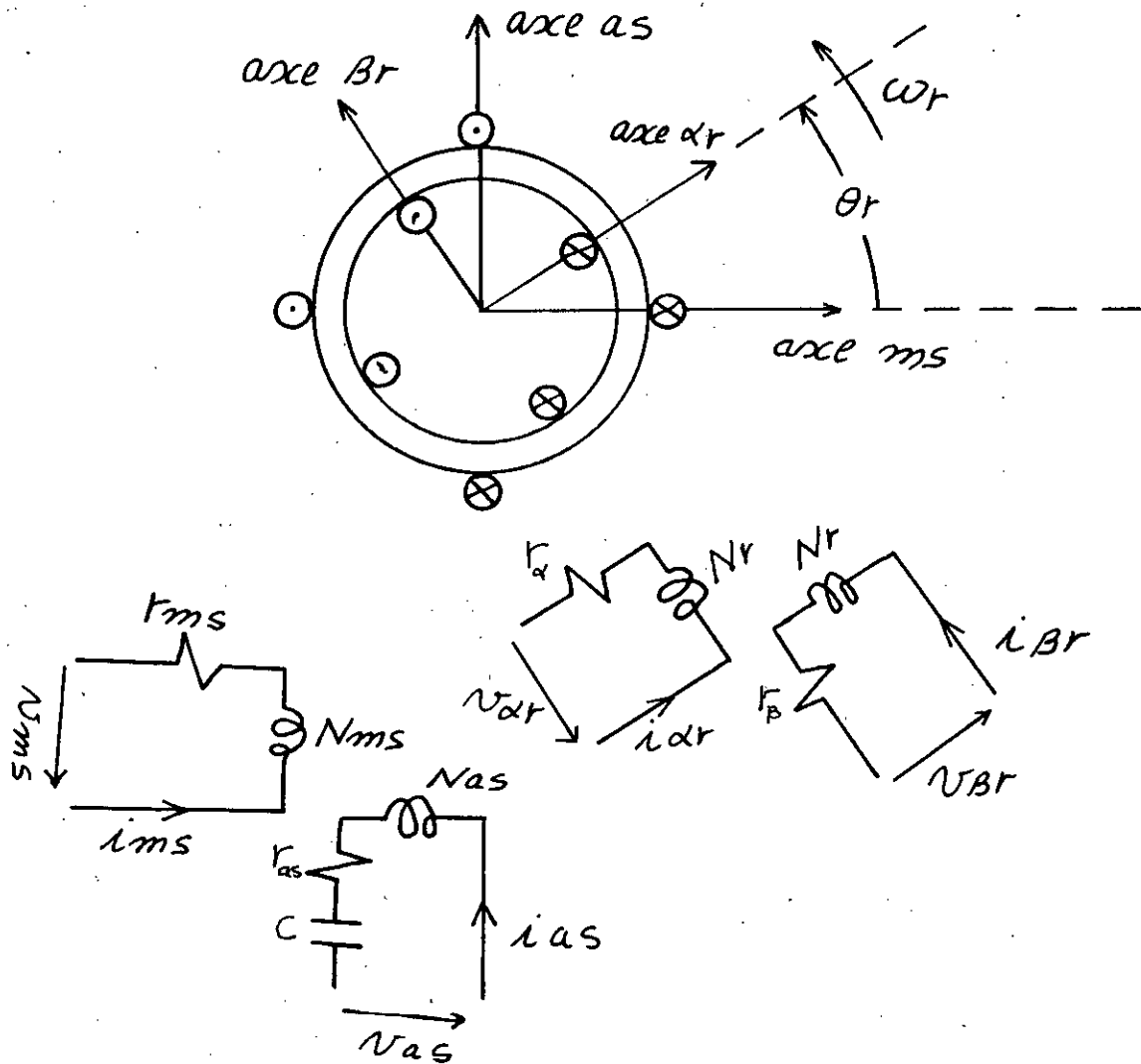


Fig II.1.1 schématisation du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent.

On néglige la saturation et on suppose que l'enroulement de chaque phase crée un flux à répartition sinusoidale.

II.1. EQUATIONS ELECTRIQUES

Les équations de tensions s'expriment par:

$$\begin{aligned} v_{mas} &= I_s i_{mas} + \frac{d}{dt} \lambda_{mas} + v_{mac} \\ v_{a\beta r} &= I_r i_{a\beta r} + \frac{d}{dt} \lambda_{a\beta r} \end{aligned} \quad (\text{II.2.1})$$

avec

$$(F_{mas})^T = (F_{ms}, F_{as})$$

$$I_s = \begin{pmatrix} I_{ms} & 0 \\ 0 & I_{as} \end{pmatrix}$$

$$(F_{a\beta r})^T = (F_{ar}, F_{\beta r})$$

$$I_r = \begin{pmatrix} I_a & 0 \\ 0 & I_\beta \end{pmatrix}$$

$$(V_{mac})^T = (0, V_c)$$

Les flux $\lambda_{mas}, \lambda_{a\beta r}$ s'expriment par:

$$\begin{pmatrix} \lambda_{mas} \\ \lambda_{a\beta r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{mas} \\ i_{a\beta r} \end{pmatrix} \quad (\text{II.2.2})$$

avec:

$$L_s = \begin{pmatrix} L_{lm} + L_{pm} & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{ps} \end{pmatrix}, \quad L_r = \begin{pmatrix} L_{lr} + L_{pr} & 0 \\ 0 & L_{lp} + L_{rp} \end{pmatrix}$$

$$L_{sr} = \begin{pmatrix} L_{mr} \cos \theta_r & -L_{mr} \sin \theta_r \\ L_{ar} \sin \theta_r & L_{ar} \cos \theta_r \end{pmatrix}$$

Le couple électromagnétique est exprimé par:

$$C_e = \frac{p}{2} (i_{\alpha\beta r})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} (L_{sr})^T (i_{mas}) \quad (\text{II.2.3})$$

Sous forme développée, cette expression devient:

$$C_e = \frac{p}{2} (L_{mr} i_{ms} (-i_{\alpha r} \sin \theta_r - i_{\beta r} \cos \theta_r) + L_{ar} i_{as} (i_{\alpha r} \cos \theta_r - i_{\beta r} \sin \theta_r)) \quad (\text{II.2.4})$$

Le couple et la vitesse sont liés par l'équation mécanique:

$$C_e = J \left(\frac{2}{p} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + C_r \quad (\text{II.2.5})$$

C_r : couple résistant, positif pour le fonctionnement moteur.

II.2. EXPRESSIONS DES EQUATIONS ELECTRIQUES DANS UN SYSTEME d-q:

La matrice des inductances mutuelles est une fonction de la position relative des enroulements rotoriques et statoriques, donc il est nécessaire de transformer toutes les variables de la machine (tensions et courants) dans un système d-q pour obtenir un système d'équations différentielles à coefficients constants.

La position relative des axes magnetiques est indiquée sur la figure II.2.1.

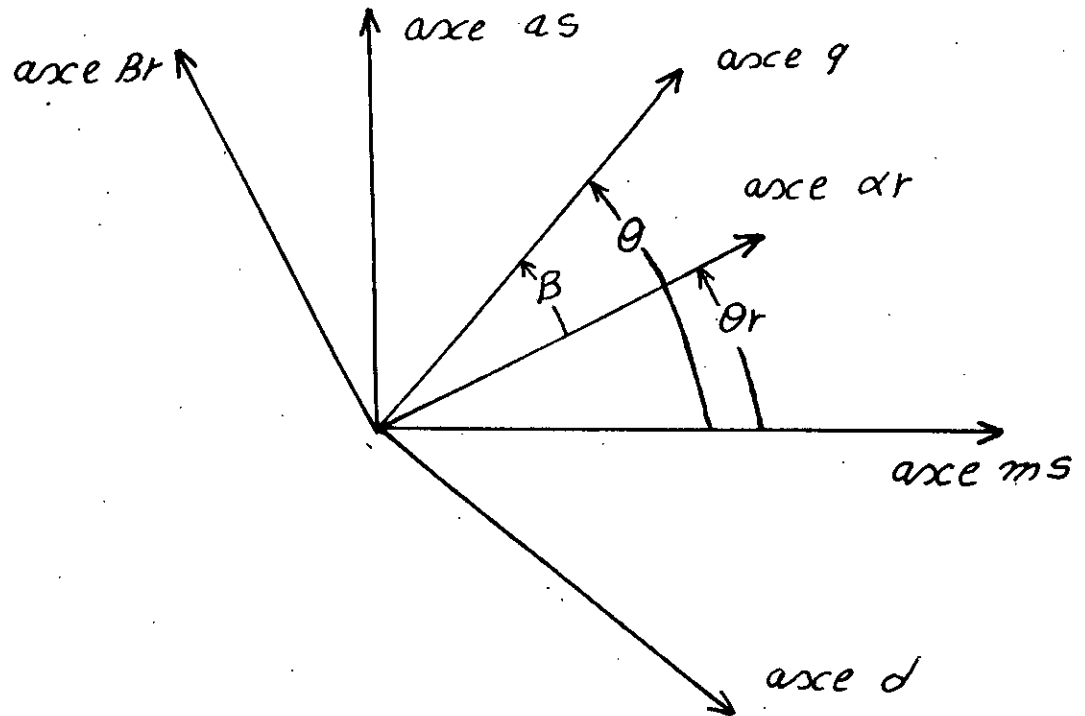


Fig II.2.1 position relative des axes

pour les variables statoriques la matrice de transformation s'écrit:

$$K_{2s} = \begin{pmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & -\cos\theta \end{pmatrix}$$

$$F_{qdo} = K_{2s} F_{mas} \quad , \quad (F_{qdo})^T = (F_{qo}, F_{do})$$

F représente une tension ou un courant.

la matrice K_{2s} est une matrice normalisée.

pour les variables rotoriques on aura:

$$F_{qdr} = K_{2r} F_{\alpha\beta r}$$

avec :

$$(F_{qdr})^T = (F_{qr}, F_{dr})$$

$$K_{2r} = (K_{1r})^{-1} \begin{pmatrix} \cos\beta & \sin\beta \\ \sin\beta & -\cos\beta \end{pmatrix}$$

Les équations de tensions dans un système d-q s'expriment par :

$$V_{qds} = r_s i_{qds} + \frac{d}{dt} \lambda_{qds} + V_{qdc} \quad (II.3.1)$$

$$V_{qdr} = r_r i_{qdr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qdr} - \omega_r \lambda_{dqr}$$

Les équations des flux s'écrivent :

$$\begin{pmatrix} \lambda_{qds} \\ \lambda_{qdr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_{2s} L_s (K_{1s})^{-1} & K_{2s} L_{sr} (K_{1r})^{-1} \\ K_{1r} (L_{sr})^T (K_{1s})^{-1} & K_{1r} L_r (K_{1r})^{-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qds} \\ i_{qdr} \end{pmatrix} \quad (II.3.2)$$

avec :

$$\lambda_{dqr}^T = (\lambda_{dr}, -\lambda_{qr}) \quad (V_{qdc})^T = (0, -V_c)$$

Le développement de l'équation II.3.2 nous amène à un système d'équations à coefficients dépendants de la position relative des axes magnétiques des enroulements rotoriques et statoriques.

Un choix particulier du système d-q nous permet d'éliminer cette contrainte .

pour $\theta=0$, on aura un système d-q stationnaire lié au stator, dans ce cas :

$$K_{2s} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}$$

$$K_{2s} L_s (K_{2s})^{-1} = L_s$$

$$K_{2r} L_r (K_{2r})^{-1} = L_r$$

$$K_{2s} L_{sr} (K_{2r})^{-1} = K_{2r} (L_{sr})^T (K_{2s})^{-1} = \begin{pmatrix} L_{mr} & 0 \\ 0 & L_{sr} \end{pmatrix}$$

Sous forme développée (II.3.1) s'écrit :

$$\begin{aligned} v_{qs} &= r_{ms} i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} \\ v_{ds} &= r_{ms} i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} + v_{dc} \\ v_{qr} &= r_{sr} i_{qr} - \omega_r \lambda_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} \\ v_{dr} &= r_{sr} i_{dr} + \omega_r \lambda_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} \end{aligned} \quad (\text{II.3.3})$$

II.4 EQUATIONS EN REGIME TRANSITOIRE :

Il est préférable de ramener toutes les variables rotoriques au stator. Toutes les variables (qr) sont ramenées à l'enroulement principal, et toutes les variables (dr) sont ramenées à l'enroulement auxiliaire.

Le système d'équations (II.3.3) devient :

$$\begin{aligned}
 v_{qs} &= r_{ms} i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \\
 v_{ds} &= r_{as} i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} + v_{dc} \\
 v'_{qr} &= r'_{\alpha} i'_{qr} - \frac{n_{ms}}{n_{as}} \omega_r \lambda'_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda'_{qr} \\
 v'_{dr} &= r'_{\beta} i'_{dr} + \frac{n_{as}}{n_{ms}} \omega_r \lambda'_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda'_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{II.4.1}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 \lambda_{qs} &= L_{lm} i_{qs} + L_{pm} (i_{qs} + i'_{qr}) \\
 \lambda_{ds} &= L_{la} i_{ds} + L_{pa} (i_{ds} + i'_{dr})
 \end{aligned}
 \tag{II.4.2}$$

et

$$\begin{aligned}
 v'_{qr} &= \frac{n_{ms}}{n_r} v_{qr} \quad , \quad i'_{qr} = \frac{n_r}{n_{as}} i_{dr} \quad v'_{dr} = \frac{n_{as}}{n_r} v_{dr} \quad , \quad i'_{dr} = \frac{n_r}{n_{as}} i_{dr} \\
 r'_{\alpha} &= \left(\frac{n_{ms}}{n_r} \right)^2 r_{\alpha} \quad , \quad L'_{l\alpha} = \left(\frac{n_{ms}}{n_r} \right)^2 L_{l\alpha} \\
 r'_{\beta} &= \left(\frac{n_{as}}{n_r} \right)^2 r_{\beta} \quad , \quad L'_{l\beta} = \left(\frac{n_{as}}{n_r} \right)^2 L_{l\beta} \\
 L_{pm} &= \left(\frac{n_{ms}}{n_r} \right) L_{mr} \quad , \quad L_{pa} = \left(\frac{n_{as}}{n_r} \right) L_{ar}
 \end{aligned}$$

$$n_{ms} = N_{ms} k_{bm} \quad , \quad n_{as} = N_{ms} k_{ba}$$

Généralement, il est préférable d'exprimer les équations précédentes en fonction des réactances qu'en fonction des inductances, donc le système d'équations (II.4.1) devient :

$$\begin{aligned}
 v_{qs} &= r_{ms} i_{qs} + \frac{d}{dt} \left(\frac{\Psi_{qs}}{\omega_s} \right) \\
 v_{ds} &= r_{ms} i_{ds} + \frac{d}{dt} \left(\frac{\Psi_{ds}}{\omega_s} \right) + v_{dc} \\
 v'_{qr} &= r'_s i'_{qr} - \left(\frac{n_{ms}}{n_{ms}} \right) \left(\frac{\omega_r}{\omega_s} \right) \Psi'_{dr} + \frac{d}{dt} \left(\frac{\Psi'_{qr}}{\omega_s} \right) \\
 v'_{dr} &= r'_s i'_{dr} + \left(\frac{n_{ms}}{n_{ms}} \right) \frac{\omega_r}{\omega_s} \Psi'_{qr} + \frac{d}{dt} \frac{\Psi'_{dr}}{\omega_s}
 \end{aligned} \tag{II.4.3}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 \Psi_{qs} &= X_{lm} i_{qs} + X_{pm} (i_{qs} + i'_{qr}) \\
 \Psi_{ds} &= X_{ls} i_{ds} + X_{ps} (i_{ds} + i'_{dr}) \\
 \Psi'_{qr} &= X'_{ls} i'_{qr} + X_{pm} (i_{qs} + i'_{qr}) \\
 \Psi'_{dr} &= X'_{lp} i'_{dr} + X_{ps} (i_{ds} + i'_{dr})
 \end{aligned} \tag{II.4.4}$$

Les paramètres rotoriques dépendent fortement du glissement, donc :

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\psi'_{\alpha r}}{\omega_s} \right) = \frac{X'_{ss}}{\omega_s} \frac{d}{dt} i'_{\alpha r} + \frac{d}{dt} X'_{ls} \frac{i'_{\alpha r}}{\omega_s} + \frac{X_{ps}}{\omega_s} \frac{d}{dt} i'_{qs}$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\psi'_{\alpha r}}{\omega_s} \right) = \frac{X'_{\beta\beta}}{\omega_s} \frac{d}{dt} i'_{\alpha r} + \frac{i'_{\alpha r}}{\omega_s} \frac{d}{dt} X'_{l\beta} + \frac{X_{ps}}{\omega_s} \frac{d}{dt} i'_{ds}$$

$$\frac{d}{dt} X'_{ls} = \frac{dX'_{ls}}{dg} \frac{dg}{dt}$$

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

$$\frac{dX'_{ls}}{dt} = -\frac{d\omega_r}{\omega_s dt} \frac{dX'_{ls}}{dg}$$

$$\frac{dX'_{l\beta}}{dt} = -\frac{d\omega_r}{\omega_s dt} \frac{dX'_{l\beta}}{dg}$$

Finalement, on obtient le système suivant:

$$\begin{pmatrix} v_{\omega} \\ v_{ds} \\ v'_{\alpha r} \\ v'_{\alpha r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_{ms} + \frac{X_{ms}}{\omega_s} \frac{d}{dt} & 0 & \frac{X_{ps}}{\omega_s} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & r_{ss} + \frac{X_{ss}}{\omega_s} \frac{d}{dt} & 0 & \frac{X_{ps}}{\omega_s} \frac{d}{dt} \\ \frac{X_{ps}}{\omega_s} \frac{d}{dt} & -\frac{\omega_r}{n\omega_s} X_{ps} & r'_s - \frac{1}{\omega_s^2} \frac{dX'_{ls}}{dg} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{X'_{ss}}{\omega_s} \frac{d}{dt} & -\frac{\omega_r}{n} \omega_s X'_{\beta\beta} \\ -n \frac{\omega_r}{\omega_s} X_{ps} & \frac{X_{ps}}{\omega_s} \frac{d}{dt} & n \frac{\omega_r}{\omega_s} X'_{ss} & r'_\beta + \frac{X'_{\beta\beta}}{\omega_s} \frac{d}{dt} - \frac{1}{\omega_s^2} \frac{dX'_{l\beta}}{dg} \end{pmatrix} \times$$

$$\begin{pmatrix} i'_{qs} \\ i'_{ds} \\ i'_{\alpha r} \\ i'_{ds} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ -vc \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

(II.4.5)

Avec :

$$X_{mm} = X_{1m} + X_{pm}$$

$$X_{aa} = X_{1a} + X_{pa}$$

$$X'_{\alpha\alpha} = X'_{1m} + X_{pm}$$

$$X'_{\beta\beta} = X_{1\beta} + X_{pm}$$

$$n = n_{as}/n_{ms}$$

Le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_e = \frac{P}{2} (L_{mr} i_{qs} i_{ds} - L_{ar} i_{ds} i_{qr})$$

$$C_e = \frac{P}{2} \left(\frac{n_{as}}{n_{ms}} \lambda'_{qr} i'_{dr} - \frac{n_{ms}}{n_{as}} \lambda'_{dr} i'_{qr} \right)$$

$$\frac{L_{mr}}{n_{ms}} = \frac{L_{ms}}{n_{as}} \quad ; \quad \frac{L_{pm}}{n_{ms}^2} = \frac{L_{pa}}{n_{ms}^2}$$
(II.4.6)

$$C_e = \frac{P}{2} \frac{n_{as} X_{pm}}{n_{ms} \omega_s} (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr})$$

L'équation (II.2.5) donne :

$$d \frac{\omega_r}{dt} = \frac{P}{2J} (C_e - C_r) \quad (II.4.7)$$

donc :

$$d \frac{\omega_r}{dt} = \frac{P^2}{4J} \frac{n_{as}}{n_{ms}} \frac{X_{pm}}{\omega_s} (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (II.4.8)$$

d'autre part :

$$c \frac{dv_c}{dt} = i_{as} \quad (\text{II.4.9})$$

ce qui donne :

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{i_{ds}}{c} \quad (\text{II.4.10})$$

Le système régissant le fonctionnement de la machine est en définitive:

$$\frac{d}{dt} i_{qs} = \frac{1}{X_{mm} X'_{aa} - X_{pm}^2} (\omega_s X'_{aa} v_{qs} - r_{ms} \omega_s X'_{aa} i_{qs} - \frac{X_{pm}}{n} X_{pa} \omega_r i_{ds} + \omega_s X_{pm} (r'_a - \frac{1}{\omega_s^2} \frac{d\omega_r}{dt} \frac{dX'_{1a}}{dg}) i'_{qr} - \frac{X_{pm}}{n} X'_{\beta\beta} \omega_r i'_{dr})$$

$$\frac{d}{dt} i_{ds} = \frac{1}{X_{aa} X'_{\beta\beta} - X_{pa}^2} (\omega_s X'_{\beta\beta} v_{ds} + X_{pa} X_{pm} n \omega_r i_{qs} - \omega_s X'_{\beta\beta} r_{as} i_{ds} + \omega_s X_{pa} (r'_\beta - \frac{1}{\omega_s^2} \frac{d\omega_r}{dt} \frac{dX'_{1\beta}}{dg}) i'_{dr} + \omega_s X'_{\beta\beta} v_c) + X_{pa} n X'_{aa} \omega_r i'_{qr}$$

$$\frac{d}{dt} i'_{qr} = \frac{1}{X_{mm} X'_{aa} - X_{pm}^2} (-\omega_s X_{pm} v_{qs} + \omega_s X_{pm} r_{ms} i_{qs} + \frac{X_{mm}}{n} X_{pa} \omega_r i_{ds} - \omega_s X_{mm} (r'_a - \frac{1}{\omega_s^2} \frac{dX'_{1a}}{dg} \frac{d\omega_r}{dt}) i'_{qr} + \frac{X_{mm}}{n} X'_{\beta\beta} \omega_r i'_{dr})$$

$$\frac{d}{dt} i'_{dr} = \frac{1}{X_{aa} X'_{\beta\beta} - X_{pa}^2} (-\omega_s X_{pa} v_{ds} - n X_{pm} X_{aa} \omega_r i_{qs} + r_{as} X_{pa} \omega_s i_{ds} - n X'_{aa} X_{aa} \omega_r i'_{qr} - (r'_\beta - \frac{1}{\omega_s^2} \frac{dX'_{1\beta}}{dg} \frac{d\omega_r}{dt}) i'_{dr} - \omega_s X_{pa} v_c)$$

$$\frac{d}{dt} v_c = -\frac{1}{C} i_{ds}$$

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{p^2}{4J} n \frac{X_{pm}}{\omega_s} (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr})$$

Ce système d'équations nous permet de simuler le comportement de la machine en régime transitoire, nous l'utiliserons pour simuler le démarrage de la machine, en utilisant pour la résolution la méthode de RUNGE-KUTTA d'ordre 4.

III.5. EQUATIONS EN REGIME PERMANENT.

En régime permanent l'opérateur d est égale à $j\omega_s$ donc:

$$v_c = -\frac{\tilde{I}_{ds}}{jC\omega_s} \quad (\text{II.5.1})$$

Le système II.4.5 devient:

$$\begin{pmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{ms} + jX_{mm} & 0 & jX_{pm} & 0 \\ 0 & r_{as} + j(X_{as} - X_c) & 0 & jX_{ps} \\ jX_{pm} & -\frac{1}{n} \frac{\omega_r}{\omega_s} X_{ps} & r'_a + jX'_{aa} & -\frac{1}{n} \frac{\omega_r}{\omega_s} X'_{\phi\phi} \\ -n \frac{\omega_r}{\omega_s} X_{pm} & jX_{ps} & n \frac{\omega_r}{\omega_s} X'_{aa} & r'_\beta + jX'_{\beta\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{I}_{qs} \\ \tilde{I}_{ds} \\ \tilde{I}'_{\alpha\alpha} \\ \tilde{I}'_{\beta\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{II.5.2})$$

Il est préférable de réduire la matrice précédente à une matrice de dimension 2×2 , en utilisant les relations suivantes:

$$z_m = r_{ms} + jX_{mm}$$

$$z_a = r_{as} + j(X_{as} - X_c)$$

$$z_a' = r'_a + jX'_{aa}$$

$$z_\beta' = r'_\beta + jX'_{\beta\beta}$$

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} = 1 - f_r \quad \text{avec: } f_r = \frac{\omega_r}{\omega_s}$$

le système (II.5.2) devient:

$$\begin{pmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{\sigma m} & 0 & jX_{pm} & 0 \\ 0 & Z_{\sigma} & 0 & jn^2 X_{pm} \\ jX_{pm} & -nf_r X_{pm} & Z'_a & -nf_r X'_{aa} \\ -nf_r X_{pm} & jn^2 X_{pm} & nf_r X'_{aa} & n^2 Z'_a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}'_{qs} \\ \tilde{i}'_{ds} \\ \tilde{i}'_{qr} \\ \tilde{i}'_{dr} \end{pmatrix} \quad (\text{II.5.3})$$

D'où:

$$\begin{pmatrix} v_{qds} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}'_{qds} \\ \tilde{i}'_{qdr} \end{pmatrix} \quad (\text{II.5.4})$$

donc:

$$\tilde{i}'_{qdr} = -D^{-1} C i_{qds} \quad (\text{II.5.5})$$

Sous forme développée (II.5.5) s'écrit:

$$\begin{pmatrix} \tilde{i}'_{qr} \\ \tilde{i}'_{dr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -Z_A & nZ_B \\ -\frac{Z_B}{n} & -Z_A \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}'_{qs} \\ \tilde{i}'_{ds} \end{pmatrix} \quad (\text{II.5.6})$$

Avec:

$$Z_A = \frac{X_{pm}}{Z_a'^2 + f_r^2 X_{aa}'^2} ((f_r^2 - 1) X_{aa}' + j r_a')$$

$$Z_B = \frac{X_{pm} f_r r_a'}{Z_a'^2 + f_r^2 X_{aa}'^2}$$

Le système (II.5.3) donne :

$$\begin{pmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_m - jX_{pm}Z_A & jX_{pm}nZ_B \\ -jnX_{pm}Z_B & Z_a - jn^2X_{pm}Z_A \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_{qs} \\ \tilde{i}_{ds} \end{pmatrix} \quad (\text{II.5.7})$$

Ce système présente les équations de tensions sous une forme convenable pour l'analyse du comportement de la machine en régime permanent.

II.6 SCHEMA EQUIVALENT DU MOTEUR ASYNCHRONE MONOPHASE A CONDENSATEUR PERMANENT

A partir du système (II.5.7) on peut établir un schéma équivalent du moteur, en se basant sur le fait que:

$$\begin{aligned} v_{qs} &= v_{ms} \\ v_{ds} &= -v_{qs} \\ i_{qs} &= i_{ms} \\ i_{ds} &= -i_{ms} \end{aligned} \quad (\text{II.6.1})$$

Généralement, les deux enroulements statoriques sont branchés en parallèle, donc:

$$V_{ms} = V_{as}$$

On peut exprimer v_{ms} en fonction de i_{ms} seulement, mais nous allons aboutir à une formule très complexe qui ne présente pas un schéma équivalent simplifié.

Une autre façon pour obtenir un schéma équivalent c'est de considérer le fonctionnement de la machine avec une seule phase mise en fonctionnement.

II.6.1 PHASE PRINCIPALE ALIMENTÉE SEULE :

dans ce cas: $i_{ds} = 0$

du système (II.5.7) on aura:

$$v_{qs} = (Z_m - jX_{pm}Z_A) \tilde{I}_{qs}$$

donc:

$$v_{ms} = (Z_m - jX_{pm}Z_A) \tilde{I}_{ms}$$

d'où:

$$Z_{eq1} = \frac{v_{ms}}{i_{ms}} = Z_m - jX_{pm}Z_A$$

on a:

$$\begin{aligned} Z_{eq1} &= R_s + f_r^2 X_{\sigma s}^{\prime 2} - R_s^{\prime 2} + 2jX_{\sigma s}^{\prime} - (1-f_r^2) X_{\sigma s}^{\prime 2} \\ &= (R_s^{\prime} + j(1-f_r) X_{\sigma s}^{\prime}) (R_s^{\prime} + j(1+f_r) X_{\sigma s}^{\prime}) \end{aligned}$$

donc Z_{eq1} s'écrit:

$$Z_{eq1} = r_{ms} + jX_{1m} + jX_{pm} - \frac{jX_{pm}^2((f_r^2 - 1)X'_{\alpha\alpha} + jR'_{\alpha})}{(R'_{\alpha} + j(1 - f_r)X'_{\alpha\alpha})(R'_{\alpha} + j(1 + f_r)X'_{\alpha\alpha})}$$

sous une autre forme Z_{eq1} devient:

$$Z_{eq1} = r_{ms} + jX_{1m} + \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{R'_{\alpha}}{g} + jX'_{1\alpha} \right) (jX_{pm}) / 2 + \frac{1}{2} \left(\frac{R'_{\alpha}}{2-g} + jX'_{1\alpha} \right) (j \frac{X_{pm}}{2})}{\frac{1}{2} \left(\frac{R'_{\alpha}}{g} + jR'_{\alpha} + jX_{pm} \right) \quad \frac{1}{2} \left(\frac{R'_{\alpha}}{2-g} + jX'_{1\alpha} + jX_{pm} \right)}$$

donc, on obtient le schéma équivalent représenté sur la figure II.6.1.1.

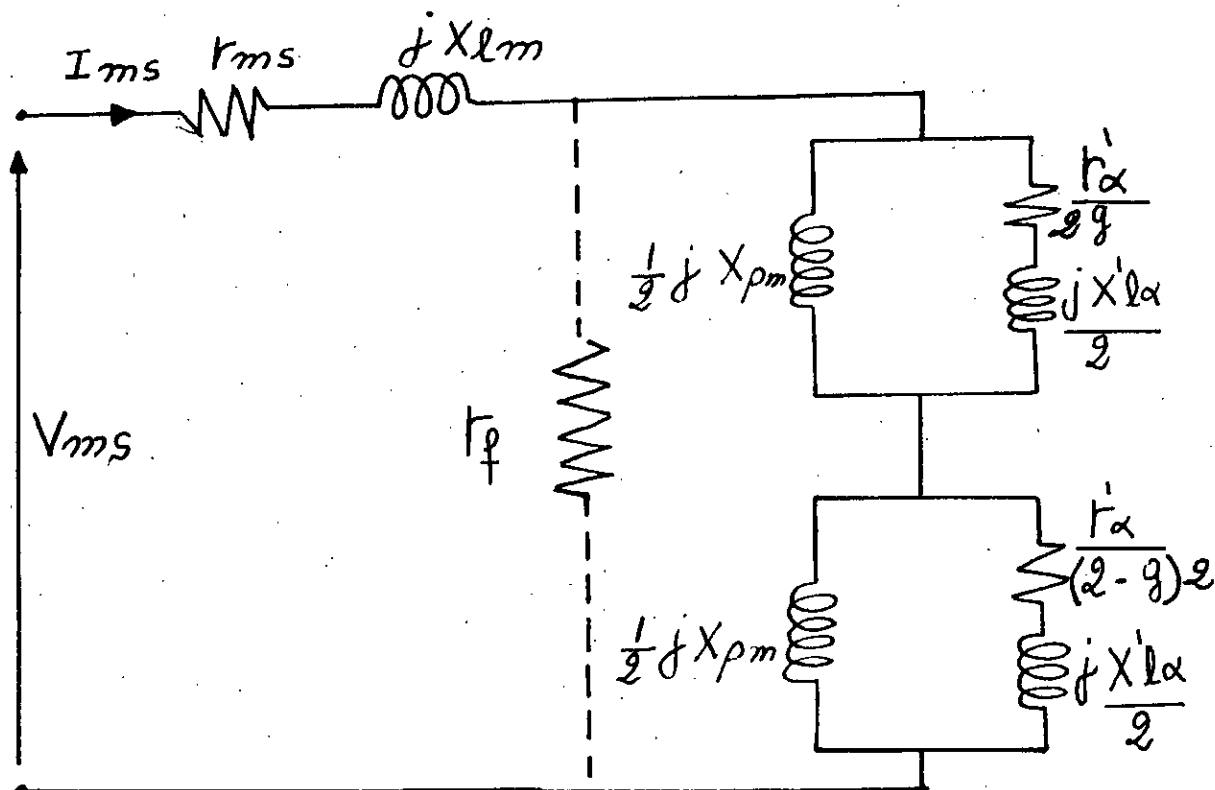


Fig II.6.1.1 schéma équivalent du moteur à phase principale alimentée seule

REMARQUE:

Pour tenir compte des pertes fer, on ajoute au schéma équivalent, une résistance R_f comme il est indiqué sur la figure II.6.1.1

II.6.2.PHASE AUXILIAIRE ALIMENTE SEULE:

dans ce cas: $i_{m0}=0$

et, on aura:

$$V_{as} = (Z_a - jn^2 X_{pm} Z_A) \vec{i}_{as}$$

donc:

$$\begin{aligned} Z_{eq2} &= \frac{V_{as}}{i_{as}} = Z_a - jn^2 X_{pm} Z_A \\ &= r_{as} + jX_{as} - jX_c - jn^2 X_{pm} Z_A \\ &= r_{as} + jX_{la} + jX_{pa} - jX_c - jn^2 X_{pm} Z_A \end{aligned}$$

avec:

$$X_{pa} = n^2 X_{pm}$$

donc:

$$\frac{V_{as}}{i_{as}} = r_{as} + jX_{la} - jX_c + n^2 (jX_{pm} - jX_{pm} Z_A)$$

posons:

$$jX_{pm} - jX_{pm} Z_A = Z_d + Z_1 = r_t + jX_t$$

ce qui conduit à:

$$Z_{eq2} = \frac{V_{as}}{i_{as}} = (r_{as} + n^2 r_t) + j(X_{la} - X_c + X_t) n^2$$

Ce qui nous permet d'en déduire le schéma équivalent représenté sur la figure II.6.2.1

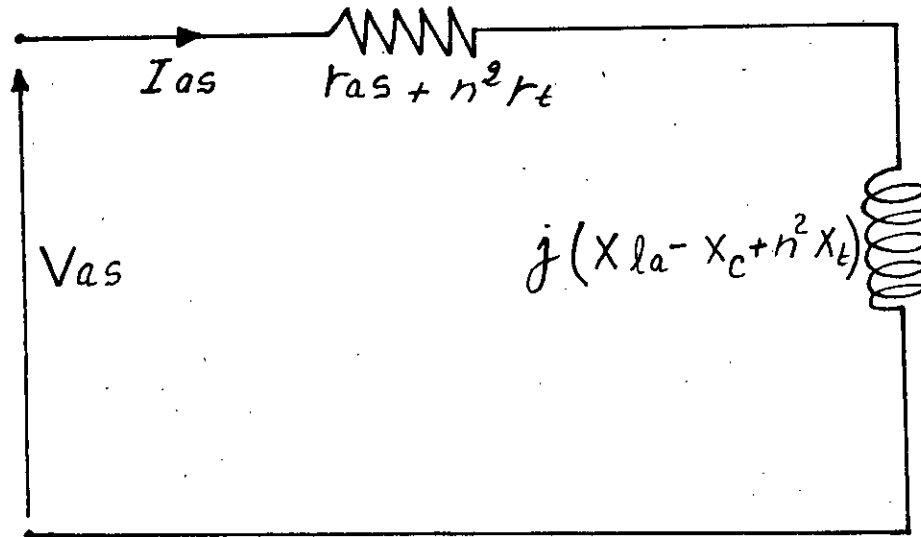


Fig II.6.2.1 schéma équivalent du moteur à phase auxiliaire alimentée seule

Chapitre III

IDENTIFICATION DU MOTEUR

ASYNCHRONE MONOPHASE

III.1. INTRODUCTION:

L'exploitation du modèle établi précédemment, nécessite la connaissance des paramètres de la machine d'une manière assez précise que possible. Pour cela, nous proposons deux méthodes pour la détermination des paramètres de la machine. La première est basée sur la théorie du champ qui nécessite une connaissance parfaite des dimensions géométriques de la machine, à savoir le nombre et la forme des encoches, l'épaisseur de l'entrefer et la répartition de l'induction dans l'entrefer...etc.

La deuxième méthode, utilise le schéma équivalent de la machine, celle-ci utilise deux essais expérimentaux, à vide et à rotor bloqué, tout en tenant compte de la variation des paramètres rotoriques en fonction du glissement.

III.2. DETERMINATION DES INDUCTANCES TOTALES :

Soit la machine asynchrone monophasé représentée sur la figure II.1.1, pour simplifier le calcul on prend le cas d'une machine bipolaire $p=2$.

La répartition de la force magnétomotrice créée par chaque enroulement le long de l'entrefer est donnée en [Annexe 2].

pour le calcul des inductances on tient compte juste du fondamentale des forces magnétomotrices.

donc:

$$e_{ms} = \frac{2}{\pi} N_{ms} k_{bs} I_{ms} \cos \phi_s \quad (\text{III.2.1.1})$$

$$e_{as} = \frac{2}{\pi} N_{as} k_{bs} I_{as} \cos(\phi_s - \frac{\pi}{2}) \quad (\text{III.2.1.2})$$

\mathcal{E}_{ms} a une expression comme si elle est crée par une répartition sinusoidale du nombre de spires. c'est à dire:

$$N_{ms}(\phi_p) = \left| \frac{2}{\pi} N_{ms} k_{bd} \sin(\phi_p) \right| \quad (\text{III.2.1.3})$$

la même chose pour \mathcal{E}_{as} on aura:

$$N_{as}(\phi_p) = \frac{2}{\pi} N_{as} k_{bd} \sin(\phi_p - \frac{\pi}{2}) \quad (\text{III.2.1.4})$$

Le fondamental de l'induction magnétique crée par l'enroulement principal à travers l'entrefer est donnée par:

$$B_{ms}(\phi_p) = \frac{\mu_0}{c} e_{ms}(\phi_p) \quad (\text{III.2.1.5})$$

Pour déterminer l'inductance principale d'un enroulement donné, il est nécessaire de déterminer le flux qui traverse cet enroulement, dû à son propre courant.

considérons le flux qui traverse une seule spire de la phase principale qui occupe π (rad), qui situe à un angle de ϕ_a par rapport à l'axe magnétique de l'enroulement principal. ce flux est donné par:

$$\Phi(\phi_p) = \int_{\phi_a}^{\phi_a + \pi} B_{ms}(\phi_p) r l d\zeta \quad (\text{III.3.1.6})$$

le flux total traversant l'enroulement principal s'obtient par sommation des différents flux. l'enroulement est considéré comme étant à répartition sinusoidale, la sommation devient une intégral, donc:

$$\lambda_{ms-ms} = L_{lm} I_{ms} - \int_{\pi}^{2\pi} \frac{2}{\pi} N_{ms} k_{bm} \sin \phi_s \int_{\phi_s}^{\phi_s + \pi} \frac{2}{\pi} N_{ms} k_{bm} \frac{\mu_0 r l}{e} \cos \zeta d\zeta d\phi_s I_{ms} \quad (\text{III.2.1.7})$$

$$\lambda_{ms-ms} = L_{lm} I_{ms} + \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 (N_{ms} k_{bm})^2 \pi \frac{\mu_0 r l}{e} I_{ms} \quad (\text{III.2.1.8})$$

$$\lambda_{ms-ms} = L_{lm} I_{ms} + \frac{16}{e} (N_{ms} k_{bm})^2 10^{-7} r l I_{ms}$$

$$L_{ms} = \frac{\lambda_{ms-ms}}{I_{ms}} = L_{lm} + \frac{16}{e} (N_{ms} k_{bm})^2 10^{-7} r l \quad (\text{III.2.1.9})$$

de la même manière que précédemment on aura :

$$L_{as} = L_{la} + \frac{16}{e} (N_{as} k_{ba})^2 10^{-7} r l$$

$$L_{ar} = L_{ra} + \frac{16}{e} (N_{ar} k_{br})^2 10^{-7} r l \quad (\text{III.2.1.10})$$

$$L_{pr} = L_{rp} + \frac{16}{e} (N_{pr} k_{br})^2 10^{-7} r l$$

III.3. DÉTERMINATION DES INDUCTANCES MUTUELLES

L'induction magnétique créée par l'enroulement α à travers l'entrefer est donné par:

$$\begin{aligned} B_{ar}(\phi_p) &= \frac{\mu_0}{e} \varepsilon_{ar}(\phi_p) \\ &= \frac{\mu_0}{e} \frac{2}{\pi} N_{ar} K_{br} I_{ar} \cos(\phi_s - \theta_r) \end{aligned} \quad (\text{III.2.2.1})$$

le même raisonnement que dans III.2., suivi pour la détermination du flux traversant l'enroulement principale, nous amène à exprimer le flux total créé par l'enroulement α et qui traverse l'enroulement principale, par la formule suivante:

donc:

de la même manière que précédemment on aura :

$$\lambda_{ms-ar} = - \int_{\alpha}^{\alpha+2\pi} \frac{2}{\pi} N_{ms} k_{bm} \sin \phi_s \int_{\phi_s}^{\phi_s+\pi} \mu_0 \frac{2}{\pi} N_r k_{br} \frac{\mu_0 r l}{e} I_{ar} \cos(\zeta - \theta_r) d\zeta d\phi_s \quad (\text{III.2.2.2})$$

$$\lambda_{ms-\alpha r} = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 (N_{ms} k_{bm} N_r k_{br}) \frac{\mu_0 r l}{e} \pi \cos \theta_r I_{ar} \quad (\text{III.2.2.3})$$

$$L_{ms-ar} = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 (N_{ms} k_{bm} N_r k_{br}) \frac{\mu_0 r l}{e} \cos \theta_r \quad (\text{III.2.2.4})$$

de la même manière, on obtient:

$$L_{ms-\beta r} = \frac{16}{e} (N_{ms} k_{bm} N_r k_{br}) r l 10^{-7} \sin \theta_r,$$

$$L_{\alpha r-\alpha r} = \frac{16}{e} (N_{\alpha r} k_{br} N_r k_{br}) r l 10^{-7} \sin \theta_r, \quad (\text{III.2.2.5})$$

$$L_{\alpha r-\beta r} = \frac{16}{e} (N_{\alpha r} k_{br} N_r k_{br}) r l 10^{-7} \cos \theta_r,$$

donc, la matrice des mutuelles sera donnée par:

$$L_{\alpha r} = \begin{pmatrix} L_{ms} \cos \theta_r & -L_{ms} \sin \theta_r \\ L_{\alpha r} \sin \theta_r & L_{\alpha r} \cos \theta_r \end{pmatrix}$$

REMARQUE:

dans le cas où p est différent de 2, les expressions des différentes inductances, doivent être divisées par $p/2$.

III.4. DETERMINATION DES INDUCTANCES DE FUITES DES ENROULEMENTS STATORIQUES.

L'inductance de fuites statoriques se compose des termes suivants:

- l'inductance de fuite d'encoches due au flux de fuite, dont les lignes d'induction correspondantes se referment autour des conducteurs.
- l'inductance de fuite des têtes de bobines.
- l'inductance de fuite due au flux différentiel (de phase et d'encoche) qui est supposé négligeable vu que la répartition du champ est supposée parfaitement sinusoïdale.
- l'inductance de fuite de dent à dent qui est relativement faible dans les machines où l'entrefer est uniforme et petite [15].

Pour l'encoche statorique représentée en [annexe 2] l'inductance de fuite peut être approximée par:

$$L_{lm} = 2\pi f \left(\frac{N_{ms}^2}{\rho N_{cs}} \right) \mu_0 l \left(\frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_1} + 2.3 \frac{h_3}{b_1 - b_4} \log \frac{b_1 + h_4}{b_4} \right) + 2\pi f \mu_0 \frac{N_{ms}^2}{\left(\frac{p}{2}\right)^2} D \left(\frac{\tau}{4} \tan \chi \left(1 - \frac{\sin \tau \pi}{\pi \tau} \right) + \frac{k_d^2 k_r^2}{6} (1 + 0.12 \tau^2) \right) \quad \text{Nem} \quad \text{(III.2.3.1)}$$

de la même façon :

$$L_{ls} = 2\pi f \mu_0 \frac{N_{ms}^2}{\rho N_{cs}} l \left(\frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_1} + 2.3 \frac{h_3}{b_1 - b_4} \log \frac{b_1 + h_4}{b_4} \right) + 2\pi f N_{cs} \mu_0 \frac{N_{ms}^2}{\left(\frac{p}{2}\right)^2} \left(\frac{\tau}{4} \tan \chi \left(1 - \frac{\sin \tau \pi}{\pi \tau} \right) + \frac{k_{bs}^2 k_r^2}{6} (1 + 0.12 \tau^2) \right) D \quad \text{(III.2.3.2)}$$

III.4. DETERMINATION DES PARAMETRES ROTORIQUES.

Soit la configuration de la figure III.4.1 qui représente l'encoche d'un rotor à cage, ou loge une barre de dimension (bxh) épousant parfaitement l'encoche.

Le champ magnétique est dirigé suivant l'axe x est indépendant de x.

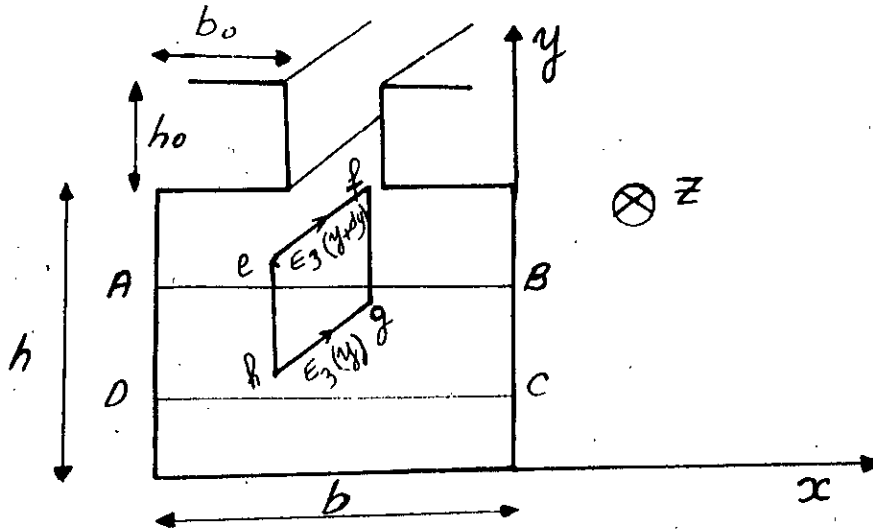


Fig 4.1 encoche semi-fermée

on a:

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

Pour la circulation du champ magnétique \vec{H} le long du contour ABCDA, le théorème d'AMPERE nous permet d'écrire :

$$H_x(y+dy)b - H_x(y)b = J_z(y)bdy \quad (\text{III.2.4.1})$$

d'autre part, \vec{H} et \vec{J} sont liés par l'équation suivante:

$$\text{rot}(\vec{H}) = \vec{J}$$

ce qui conduit à:

$$\frac{dH_x(y)}{dy} = J_z(y) = \sigma E_z(y) \quad (\text{III.2.4.2})$$

La circulation du champ électrique le long du contour efgh, donne:

$$(E_z(y+dy) - E_z(y))l = \frac{d\phi}{dt} = j\omega\mu H_x l \quad (\text{III.2.4.3})$$

nous supposons que les grandeurs J, H, E sont sinusoïdales, donc:

$$\frac{dE_z}{dy} = j\omega\mu H_x(y) \quad (\text{III.2.4.4})$$

de (III.2.4.2) et (III.2.4.4) on aura:

$$\frac{d^2 H_x(y)}{dy^2} = j\omega\mu\sigma H_x(y) \quad (\text{III.2.4.5})$$

posons:

$$k^2 = j\omega\mu\sigma$$

ce qui donne :

$$k = (1+j) \sqrt{\frac{\omega_r \mu_b}{2\rho_b}} = (1+j)\alpha$$

avec :

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega_r \mu_b}{2\rho_b}}$$

On a les conditions aux limites suivantes :

$$\begin{aligned} H_x(0) &= 0 \\ H_x(y) &= \frac{\sqrt{2}I}{b} \end{aligned} \quad (\text{III.2.4.6})$$

la résolution de l'équation (III.2.4.5) donne :

$$H_x(y) = \frac{\sqrt{2}I \operatorname{sh}(ky)}{b \operatorname{sh}(kh)} \quad (\text{III.2.4.7})$$

la densité de courant est donné par :

$$J_x(y) = \frac{k\sqrt{2}I \operatorname{ch}(ky)}{b \operatorname{sh}(kh)} \quad (\text{III.2.4.8})$$

la puissance transmise à la barre est donné par le produit scalaire du vecteur de pointing et le vecteur surface à l'abscice $y=h$

$$S = \vec{p} \cdot \vec{s} = \frac{1}{2} E(h) H(h) b l$$

avec :

$$E(h) = \frac{J(h)}{\sigma}$$

ce qui donne :

$$S = \frac{\rho_e I^2}{bh} \frac{\operatorname{sh}(2e) + \sin(2e)}{\operatorname{ch}(2e) - \cos(2e)} l^2 + j \frac{1}{3} \frac{lh}{b} \mu_0 2\pi g f \frac{3 \operatorname{sh}(2e) - \sin(2e)}{2e \operatorname{ch}(2e) - \cos(2e)} I^2$$

d'autre part:

$$S = R_b I^2 + jX_b I^2$$

R_b : résistance de la barre.

X_b : reactance de fuite de la barre.

$$R_b = R_{b0} k_r(\epsilon)$$

$$X_b = X_{b0} k_x(\epsilon)$$

avec :

$$k_r(\epsilon) = \epsilon \frac{\text{sh}(2\epsilon) + \sin(2\epsilon)}{\text{ch}(2\epsilon) - \cos(2\epsilon)}$$

$$k_x(\epsilon) = \frac{3}{2\epsilon} \frac{\text{sh}(2\epsilon) - \sin(2\epsilon)}{\text{ch}(2\epsilon) - \cos(2\epsilon)}$$

ou :

$$\epsilon = h \sqrt{\frac{\pi g \mu_b}{\rho_b}}$$

les figures III.2.4.2, III.2.4.3 montrent la variation des coefficients k_r et k_x en fonction de ϵ

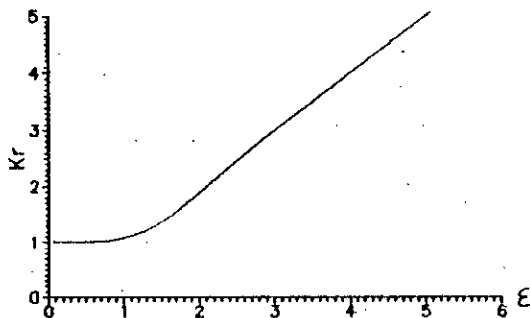


Fig III.2.4.2

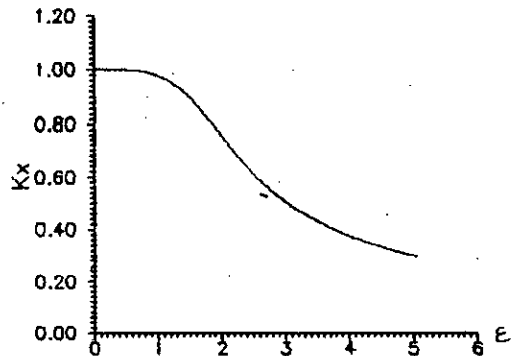


Fig III.2.4.3

III.2.5 DETERMINATION DE L'IMPEDANCE EQUIVALENTE A UNE BARRRE :

Soit une cage à N barres, où k est l'ordre d'une maille donnée.

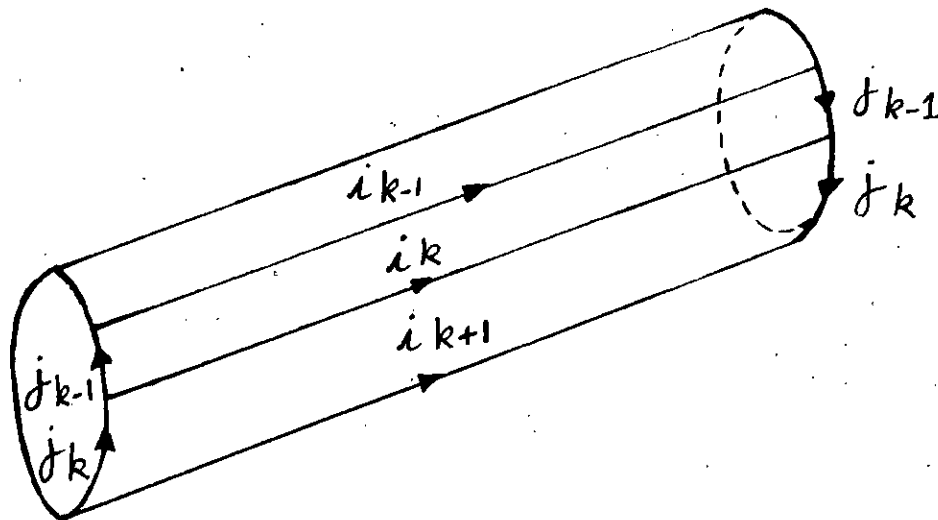


Fig II.5.1 schéma d'un rotor à cage d'écuréuil

posons :

$$\alpha = \frac{2\pi}{N}$$

les courants j_k et j_{k+1} sont dephasés d'un angle $\phi = p\alpha$

on a :

$$\begin{aligned} i_k + j_{k-1} &= j_k \\ i_k &= i_{k+1} e^{-j\phi} \\ j_k &= j_{k+1} e^{-j\phi} \end{aligned} \quad \text{(III.2.5.1)}$$

ce qui conduit à :

$$I_k = 2J_k \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \quad \text{(III.2.5.2)}$$

R_a , la resistance et inductance de fuite d'anneau de court circuit, soit :

$$Z_a = R_a + j l_a \omega_r$$

$$Z_b = R_b + j l_b \omega_r$$

est f.e.m induite dans la barre de rang k.

$$e_k - e_{k+1} = Z_b i_k + Z_b j_k + Z_a j_k$$

$$e_k = e_{k+1} e^{-j\theta}$$

$$i_k = i_{k+1} e^{-j\theta}$$

$$i_k = 2j_k e^{j(\frac{\pi}{2} - \frac{\phi}{2})} \sin(\frac{\phi}{2})$$

ce qui conduit à :

$$e_k = Z_b j_k + \frac{Z_a}{2 \sin^2(\frac{\phi}{2})} i_k$$

donc, chaque barre se comporte comme une impédance Z_{eqb} de valeur:

$$Z_{eqb} = Z_b + \frac{Z_a}{2 \sin^2(\frac{\phi}{2})}$$

III.2.6. PASSAGE AU SCHEMA DIPHASe EQUIVALENT DU ROTOR A CAGE :

La cage se comporte de point de vue électrique comme étant $\frac{N}{2}$ phases déphasées de $(2\pi/N)$ entre elles. chaque encoche peut être remplacée par une densité superficielle de courant équivalente, placée au droit de l'isthme d'encoche, cette dernière étant remplacée par un matériau de perméabilité infinie.

avec un choix approprié d'une origine on aura :

$$j_{a1} = \frac{2}{\pi R} nk_b i_1 \cos \theta$$

$$j_{a\frac{N}{2}} = \frac{2}{\pi R} k_b i_N \cos(\theta - \frac{2\pi}{N}(N-1)) //$$

soit :

$$J_{a\text{tot}} = \sum_{i=1}^{N/2} J_{a_i} = \frac{2\pi k_b}{\pi R} \sum_{k=1}^{N/2} i_k \cos(\theta - \frac{2\pi}{N}(k-1))$$

$$= 2\pi \frac{k_b}{\pi R} \left(\sum_{k=1}^{N/2} i_k \cos \frac{2\pi}{N}(k-1) \cos \theta + \sum_{k=1}^{N/2} i_k \sin \frac{2\pi}{N}(k-1) \sin \theta \right)$$

J_{tot} peut être obtenue par deux bobines identiques α' et β' , décalées de $\pi/2$ et traversées par les courants :

$$i'_{\alpha'} = \sum_{k=1}^{N/2} i_k \cos \frac{2\pi}{N}(k-1)$$

$$i'_{\beta'} = \sum_{k=1}^{N/2} i_k \sin \frac{2\pi}{N}(k-1)$$

sous forme matricielle, on peut écrire :

$$\begin{pmatrix} i'_{er} \\ i'_{\theta r} \end{pmatrix} = C^T \begin{pmatrix} i_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_N \end{pmatrix}$$

Généralement, il est préférable de normaliser la matrice C' posons :

$$C = \frac{C'}{\lambda}$$

$$j_{sca} = \frac{2N_r k'_{br}}{\pi R} (i'_{er} \cos\theta + i'_{\theta r} \sin\theta)$$

$$j_{sca} = \frac{2N_r k_{br}}{\pi R} (i_{er} \cos\theta + i_{\theta r} \sin\theta)$$

avec :

$$\begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \end{pmatrix} = \frac{C^T}{\lambda} \begin{pmatrix} i_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_N \\ \lambda \end{pmatrix} = C^T \begin{pmatrix} i_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_N \\ \lambda \end{pmatrix}$$

pour $n=1$ c'est à dire une barre par encoche, et posons : $k'_{br}=k_{br}=k_b=1$.

$$N'_r=1 \quad , \quad N_r=\lambda$$

$$C^T = \begin{pmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{N} & \cdot & \cdot & \cos \frac{2\pi}{N} \frac{(N-1)}{\lambda} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{N} & \cdot & \cdot & \sin \frac{2\pi}{N} \frac{(N-1)}{\lambda} \end{pmatrix}$$

dans la cas de notre travail nous obtenons :

$$N_r=\lambda=2,74$$

Le rotor à cage est équivalent à deux enroulement identiques α, β en quadrature de N_r spires, de resistance r_α, r_β et d'inductance $L_{\alpha\alpha}, L_{\beta\beta}$.

III.2.7. DETERMINATION DES PARAMETRES ELECTRIQUES DE L'ENROULEMENT DIPHASE EQUIVALENT :

Exigeons les mêmes pertes pour les deux machines equivalentes:
donc on aura :

$$r_a(i_a^2 + i_p^2) = 2R_{beq}(i_1^2 + \dots + i_N^2)$$

$$L_{la}(i_{ar}^2 + i_{pr}^2) = 2(l_{beq} + l_0)(i_1^2 + \dots + i_N^2)$$

on a :

$$i_{ar}^2 + i_{pr}^2 = i_1^2 + \dots + i_N^2$$

d'où:

$$r_a = r_p = 2r_{beq}$$

$$L_{la} = L_{lp} = 2(l_{beq} + l_0)$$

avec:

l_0 : inductance de fuite de l'ouverture d'encoche, elle est donnée par [5]

$$l_0 = \mu_0 \frac{lh_0}{b_0}$$

III.3.METHODE DIRECTE:

I.3.1.DETERMINATION DE L'IMPEDENCE EQUIVALENTE VU DU STATOR:

Le schéma équivalent du moteur asynchrone monophasé en tenant compte des pertes fer, est représenté sur la figure III.3.1.

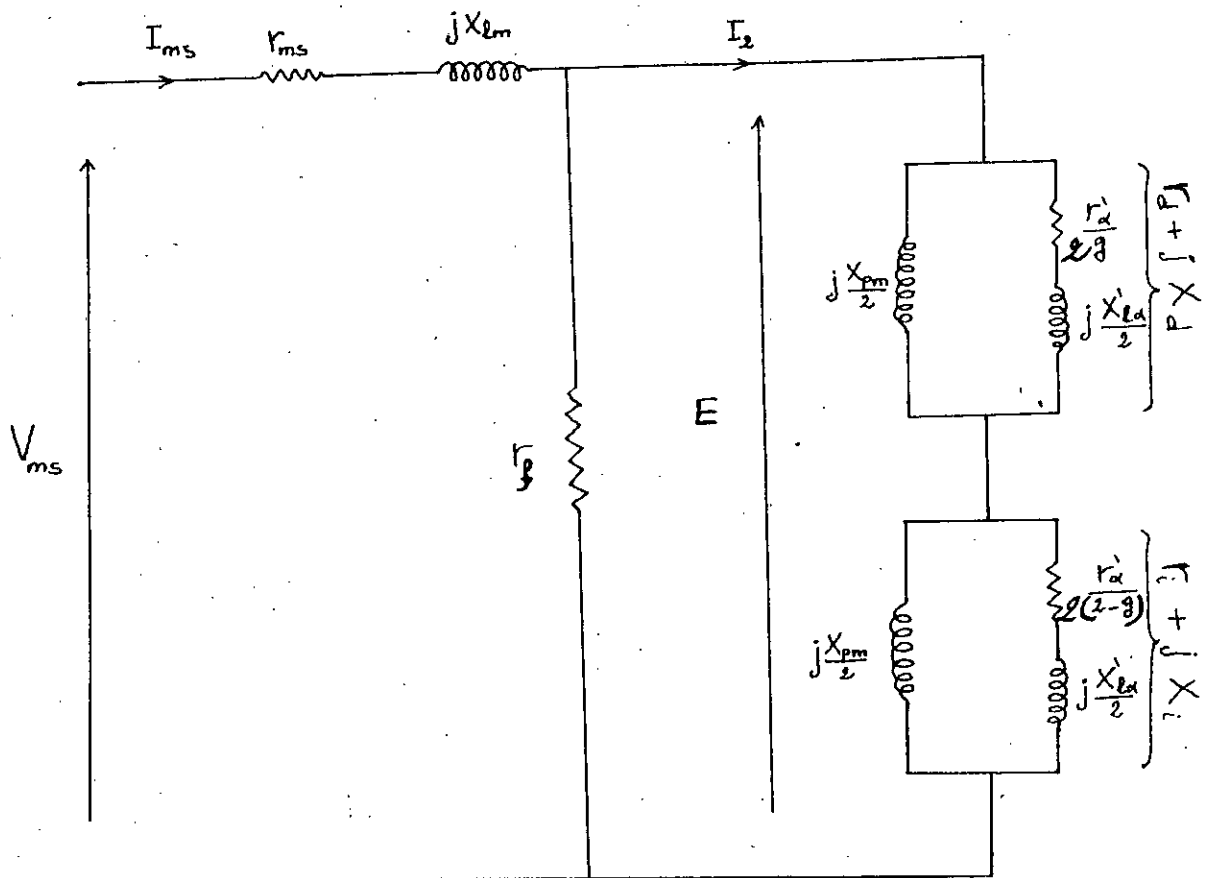


fig.III.3.1 Schéma équivalent du moteur asynchrone monophasé en regime permanent.

E: f.e.m aux bornes des deux branches rotoriques.

Z_a: impedance rotorique directe ramenée au stator.

Z_i: impedance rotorique inverse ramenée au stator.

r_f: resistance equivalente aux pertes fer.

Les impédances directe et inverse peuvent s'écrire sous la forme suivante:

$$Z_d = r_a + jX_d$$

$$Z_i = r_i + jX_i$$

En fonction des paramètres de la machine s'écrivent:

$$Z_d = \frac{r'_a X_{pm}^2 g}{2(r'_a + g^2(X_{pm} + X'_{ls})^2)} + j \left[\frac{X_{pm}}{2} - \frac{g^2 X_{pm}^2 (X_{pm} + X'_{ls})}{2[r'_a + g^2(X_{pm} + X'_{ls})^2]} \right] \quad (\text{III.3.1.1})$$

$$Z_i = \frac{r'_a X_{pm}^2 (2-g)}{2[r'_a + (2-g)^2(X_{pm} + X'_{ls})^2]} + j \left[\frac{X_{pm}}{2} - \frac{(2-g)^2 X_{pm}^2 (X_{pm} + X'_{ls})}{2[r'_a + (2-g)^2(X_{pm} + X'_{ls})^2]} \right] \quad (\text{III.3.1.2})$$

posons:

$$Z_c = Z_d + Z_i = r_c + jX_c$$

et

$$Z_{ms} = r_{ms} + jX_{lm}$$

L'impédance équivalente vue du stator est donnée par:

$$Z_o = \frac{V_{ms}}{I_{ms}} = Z_{ms} + (I_f // Z_c) = r_o + jX_o$$

$$Z_e = r_{ms} + \frac{r_t r_f (r_t + r_f) + X_t^2}{(r_t + r_f)^2 + X_t^2} + j [X_{ms} + X_t \frac{r_f + r_t - r_t r_f}{(r_t + r_f)^2 + X_t^2}] \quad (\text{III.3.1.3})$$

Les puissances active et réactive absorbées par le moteur peuvent s'exprimer par:

$$P_1 = V_{ms} I_{ms} \cos \varphi_1 = r_e I_{ms}^2$$

$$Q_1 = V_{ms} I_{ms} \sin \varphi_1 = \sqrt{(V_{ms} I_{ms})^2 - P_1^2} = X_e I_{ms}^2$$

avec:

$$\cos \varphi_1 = \frac{r_e}{Z_e} \quad \sin \varphi_1 = \frac{X_e}{Z_e}$$

Les grandeurs I_2 et E définies par le schéma équivalent peuvent s'exprimer en fonction de P_1 , Q_1 , I_{ms} , X_{lm} et r_f :

$$I_2 = I_{ms} - \frac{E}{r_f} \quad (\text{III.3.1.4})$$

$$\Rightarrow I_2 = \sqrt{I_{ms}^2 \left[\left(1 + \frac{r_{ms}}{r_f}\right)^2 + \left(\frac{X_{lm}}{r_f}\right)^2 \right] + \left(\frac{V_{ms}}{r_f}\right)^2 - 2 \frac{r_f + I_{ms}}{r_f^2} P_1 - 2 \frac{X_{lm}}{r_f^2} Q_1}$$

III.3.2. DETERMINATION DES PARAMETRES DU MOTEUR:

L'exploitation des essais à vide et à rotor bloqué nous permettent de déterminer r_{∞} , r_{oc} , $X_{l\infty}$, $X_{l\alpha}$, X_{lm} , X_{pm} et r_f .

avec:

$$\begin{aligned} r_{\alpha 0}' &= r_{\alpha}'(g=0) & r_{\alpha c}' &= r_{\alpha}'(g=1) \\ X_{1\alpha 0}' &= X_{1\alpha}'(g=0) & X_{1\alpha c}' &= X_{1\alpha}'(g=1) \end{aligned}$$

où X_{pm} et r_r sont estimées par:

$$X_{pm} = \frac{E_0}{I_{ms0} \sin \phi_0} \quad r_r = \frac{E_0^2}{P_f}$$

Toute en supposant que le courant réactive à vide passe totalement dans X_{pm} .

P_f : pertes fer, déterminées par la separation des pertes.

I_{ms0} : courant statorique à vide.

E_0 : f.e.m à vide.

III.3.2.1. ESSAI A VIDE:

Le moteur tourne à vide sans phase auxiliaire, on mesure:

- la puissance active P_{10}
- le courant à vide I_{ms0}
- le glissement g_0

Les puissances active et reactive consommées sont données

par:

$$P_{10} = I_{ms} I_{ms0}^2 + \frac{E_0^2}{r_f} + (r_{d0} + r_{10}) I_{20}^2 \quad (\text{III.3.2.1})$$

$$Q_{10} = X_{1m} I_{ms0}^2 + (X_{d0} + X_{10}) I_{20}^2 \quad (\text{III.3.2.2})$$

Le moteur développe une puissance mécanique correspondante aux pertes mécaniques (frottement, ventilation ...etc) qui s'exprime par:

$$P_{mec} = (1-g_0) (r_{d0} + r_{10}) I_{20}^2 \quad (\text{III.3.2.3})$$

avec:

$$r_{d0} = r_d(g=g_0)$$

$$X_{d0} = X_d(g=g_0)$$

$$r_{10} = r_1(g=g_0)$$

$$X_{10} = X_1(g=g_0)$$

I_{20} est donné par l'expression de I_2 en remplaçant P_1 , Q_1 et I_{ms} par P_{10} , Q_{10} et I_{ms0} .

III.3.2.2 ESSAI A ROTOR BLOQUE:

Cet essai se réalise en alimentant la phase principale seule. on mesure :

- le courant absorbé à rotor bloqué I_{msc}
- la puissance active P_{10}
- le glissement à rotor bloqué $g=1$

Le schéma équivalent du moteur correspondant à ce fonctionnement est représenté par fig.III.2.

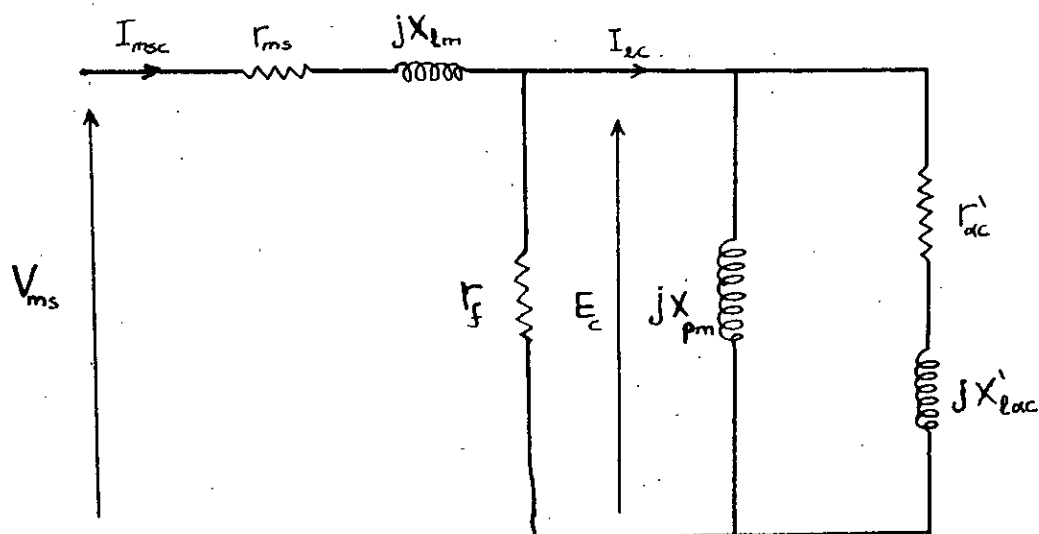


fig.III.3.2. schéma équivalent du moteur asynchrone monophasé à rotor bloqué ($g=1$)

Les puissances active et réactive consommées par le moteur sont données par:

$$P_1 = r_{ns} I_{nsc}^2 + \frac{E_c^2}{r_f} + 2r_{dc} I_2 C^2 \quad (\text{III.3.2.4})$$

$$Q_{1c} = X_{ns} I_{nsc}^2 + 2X_{dc} I_2 C^2 \quad (\text{III.3.2.5})$$

où:

$$r_{dc} = r_d(g=1) = r_1(g=1) \quad \text{et} \quad X_{dc} = X_d(g=1) = X_1(g=1)$$

I_{2c} est donné par l'expression de I_2 (III.3.1.4) en remplaçant P_1 , Q_1 et I_1 par P_{1c} , Q_{1c} et I_{1c} .

III.3.3 FORMULATION DU SYSTEME D'EQUATION:

En injectant les expressions de r_{ao} , r_{io} , X_{ao} , X_{io} , r_{ac} et X_{ac} dans les équations (III.3.2.1), (III.3.2.2), (III.3.2.3), (III.3.2.4), et (III.3.2.5), on obtient le système d'équation suivant:

$$F_1 = r_{ms} I_{ms0}^2 + \frac{E_0^2}{I_f} + I'_{e0} \frac{X_{pm}^2}{2} \left[\frac{g_0}{I'_{e0}{}^2 + g_0^2 (X_{pm} + X'_{le0})^2} + \frac{2-g_0}{I'_{e0}{}^2 + (2-g_0)^2 (X_{pm} + X'_{le0})^2} \right] I_{20}^2 - P_{10} = 0$$

$$F_2 = X_{lm} I_{ms0}^2 + \left\{ X_{pm} - \frac{X_{pm}^2 (X_{pm} + X'_{le0})}{2} \left[\frac{g_0^2}{I'_{e0}{}^2 + g_0^2 (X_{pm} + X'_{le0})^2} + \frac{(2-g_0)^2}{I'_{e0}{}^2 + (2-g_0)^2 (X_{pm} + X'_{le0})^2} \right] \right\} I_{20}^2 - Q_{10} = 0$$

$$F_3 = (1-g_0) \frac{I'_{e0} X_{pm}^2}{2} \left[\frac{g_0}{I'_{e0}{}^2 + g_0^2 (X_{pm} + X'_{le0})^2} - \frac{2-g_0}{I'_{e0}{}^2 + (2-g_0)^2 (X_{pm} + X'_{le0})^2} \right] I_{20}^2 - P_{mec} = 0$$

$$F_4 = r_{ms} I_{mec}^2 + \frac{E_c^2}{I_f} + I'_{ec} \frac{X_{pm}^2}{I'_{ec}{}^2 + (X_{pm} + X'_{lec})^2} I_2 C^2 - P_1 C = 0$$

$$F_5 = X_{lm} I_{mec}^2 + X_{pm} - \frac{X_{pm}^2 (X_{pm} + X'_{lec})}{I'_{ec}{}^2 + (X_{pm} + X'_{lec})^2} I_2 C^2 - Q_{1c} = 0$$

avec:

$$I_{20}^2 = I_{ms0}^2 \left[\left(1 + \frac{I_{ms}}{I_f} \right)^2 + \left(\frac{X_{lm}}{I_f} \right)^2 \right] + \left(\frac{V_{ms}}{I_f} \right)^2 - 2 \frac{I_f + I_{ms}}{I_f^2} P_{10} - 2 \frac{X_{lm}}{I_f^2} Q_{10}$$

$$I_2 C^2 = I_{mec}^2 \left[\left(1 + \frac{I_{ms}}{I_f} \right)^2 + \left(\frac{X_{lm}}{I_f} \right)^2 \right] + \left(\frac{V_{ms}}{I_f} \right)^2 - 2 \frac{I_f + I_{ms}}{I_f^2} P_1 C - 2 \frac{X_{lm}}{I_f^2} Q_1 C$$

III.3.4 RESOLUTION DU SYSTEME D'EQUATION:

Ce système non linéaire formé de 5 équations avec 5 inconnues, peut-être résolu par la méthode de Newton Raphson, dont sa formulation est la suivante:

$$J\Delta X^{(n)} = -F^{(n)}$$

avec:

$$\Delta X^{(n)} = X^{(n+1)} - X^{(n)}$$

et

$$X = [X_{1m} \quad r'_{s0} \quad X'_{1s0} \quad r'_{sc} \quad X'_{1sc}] : \text{vecteur des paramètres.}$$

$F^{(n)}$: vecteur des fonctions $F_i^{(n)}$.

J: matrice Jacobiéenne donnée par:

$$J = \begin{pmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial X_{1m}} & \dots & \frac{\partial F_1}{\partial X'_{1sc}} \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial F_n}{\partial X_{1m}} & \dots & \frac{\partial F_n}{\partial X'_{1sc}} \end{pmatrix}$$

A chaque itération, on résoud le système d'équation par inversion de la matrice J.

Le choix des valeurs initiales des variables est important, pour assurer la convergence de cette méthode.

Dans le but d'initialiser le processus itératif, il est nécessaire d'approximer les différents paramètres. pour cela , on considère les simplifications suivantes [9]

$$-I_{2c} \# I'_{2c} \# I_{msc}$$

$$-I_{20} \# I_{ms0}$$

$-X_{pm}$ et r_r sont suffisamment grands devant les autres paramètres.

$$-g_0(X_{pm} + X'_{1c0}) \ll r'_{c0} \ll (2-g_0)(X_{pm} + X'_{1c0})$$

on aura:

$$X_{d0} = \frac{X_{pm}}{2}$$

$$X_{10} = 0$$

P_{1c} et Q_{10} deviennent égales à:

$$P_{1c} = (I_{ms} + I'_{ac}) I_{msc}^2 \rightarrow I'_{ac}^{(0)} = \frac{P_{1c}}{I_{msc}^2} - I_{ms}$$

$$Q_{10} = (X_{1m} + \frac{X_{pm}}{2}) I_{ms0}^2 \rightarrow X_{1m}^{(0)} = \frac{Q_{10}}{I_{ms0}^2} - \frac{X_{pm}}{2}$$

$$Q_{1c} = (X_{1m} + X'_{1ac}) I_{msc}^2 \rightarrow X'_{1ac}^{(0)} = \frac{Q_{1c}}{I_{msc}^2} - X_{1m}^{(0)}$$

et on prend

$$\begin{aligned} I_{a0}'^{(0)} &= I_{ac}'^{(0)} \\ X_{l\alpha 0}'^{(0)} &= X_{l\alpha c}'^{(0)} \end{aligned}$$

L'arrêt du processus itératif se fait lorsque les puissances calculées sont proches de celles mesurées.

III.3.5 VARIATION DES PARAMETRES ROTORIQUES EN FONCTION DU GLISSEMENT:

Afin d'obtenir des couples importants au démarrage, on exploite l'effet pelliculaire par un choix adéquat de la forme des barres constituant la cage [9], et les paramètres les plus affectés par ce phénomène sont ceux du rotor, à savoir la résistance r'_{α} qui augmente et l'inductance de fuite $X'_{l\alpha}$ qui diminue par suite du phénomène de déplacement du courant.

La variation de ces paramètres en fonction du glissement peut-être déterminée, en introduisant des coefficients $K_r(g)$ et $K_x(g)$ relatifs à la variation de r'_{α} et $X'_{l\alpha}$.
et on écrit:

$$\begin{aligned} r'_{\alpha} &= K_r(g) r'_{\alpha 0} \\ X'_{l\alpha} &= K_x(g) X'_{l\alpha 0} \end{aligned}$$

avec:

$$\begin{aligned} r'_{\alpha 0} &= r'_{\alpha}(g=0) \\ X'_{l\alpha 0} &= X'_{l\alpha}(g=0) \end{aligned}$$

Les coefficients $K_r(g)$ et $K_x(g)$ sont approximés par [8]:

$$\text{pour } 0 < g < g_{co} \quad K_r = K_x = 1$$

$$\text{pour } g_{co} < g < 1 \quad K_r(g) = 1 + (K_{r1} - 1) \frac{g - g_{co}}{1 - g_{co}}$$

$$K_x(g) = 1 - (1 - K_{x1}) \frac{g - g_{co}}{1 - g_{co}}$$

avec:

$$K_{r1} = K_r(g=1)$$

$$K_{x1} = K_x(g=1)$$

g_{co} : glissement correspondant au couple maximum obtenu en utilisant les paramètres correspondant à $g=0$.

pour $g=1$, on a:

$$r'_e = K_{r1} r'_{e0} = r'_{ec} \rightarrow K_{r1} = \frac{r'_{ec}}{r'_{e0}}$$

$$X'_{ls} = K_{x1} X'_{ls0} = X'_{lac} \rightarrow K_{x1} = \frac{X'_{lac}}{X'_{ls0}}$$

d'où:

$$\text{pour } 0 < g < g_{co} \quad K_{r1} = K_{x1} = 1$$

$$\text{pour } g_{co} < g < 1 \quad K_r = 1 + \left(\frac{r'_{ec}}{r'_{e0}} - 1 \right) \frac{g - g_{co}}{1 - g_{co}}$$

$$K_x = 1 - \left(1 - \frac{X'_{lac}}{X'_{ls0}} \right) \frac{g - g_{co}}{1 - g_{co}}$$

D'où l'expression de r'_a et X'_{la} en fonction du glissement:

$$\begin{aligned} 0 < g < g_{co} & \quad r'_a = r'_{la0} \quad \text{et} \quad X'_{la} = X'_{la0} \\ g_{co} < g < 1 & \quad r'_a = r'_{a0} + (r'_{ac} - r'_{a0}) \frac{g - g_{co}}{1 - g_{co}} \\ & \quad \text{et} \quad X'_{la} = X'_{la0} - (X'_{la0} - X'_{lac}) \frac{g - g_{co}}{1 - g_{co}} \end{aligned}$$

r_{a0}' , r_{ac}' , X_{la0}' et X_{lac}' sont données par la résolution du système d'équation établi précédent.

III.3.6. DETERMINATION DES PARAMETRES CORRESPONDANTS AU SCHEMA EQUIVALENT DU MOTEUR A PHASE AUXILIAIRE ALIMENTE SEULE:

Nous exploitons le schéma équivalent du moteur sans phase principale, établi au chapitre précédent pour, identifier la phase auxiliaire (fig. III.4).

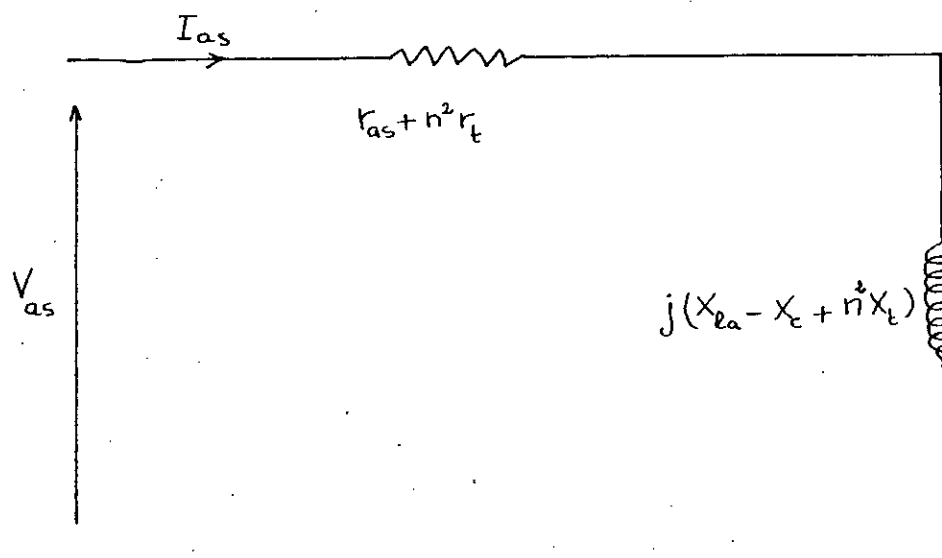


Fig. III.4. schéma équivalent du moteur, sans phase principale

Où:

$$r_t = r_a + r_1 \quad \text{et} \quad X_t = X_a + X_1$$

r_{as} : la résistance de la phase auxiliaire.

X_{1a} : la réactance de fuite de la phase auxiliaire.

Un seul essai à rotor bloqué suffit pour déterminer X_{1a} et n . On alimente la phase auxiliaire, et on mesure:

- la puissance active P_{as}

- le courant absorbé I_{as}

P_{as} et Q_{as} sont données par:

$$P_{as} = V_{as} I_{as} \cos \phi = (r_{as} + n^2 r_{tc}) I_{as}^2$$

$$n = \sqrt{\frac{\left(\frac{P_{as}}{I_{as}^2} - r_{as}\right)}{r_{tc}}}$$

et

$$Q_{as} = V_{as} I_{as} \sin \phi = (X_{1a} - X_c + n^2 X_{tc}) I_{as}^2$$

$$X_{1a} = \frac{Q_{as}}{I_{as}^2} + X_c - n^2 X_{tc}$$

avec:

$$r_{tc} = r_t (g=1) \quad \text{et} \quad X_{tc} = X_t (g=1)$$

r_{ac} , X_{1ac} et X_{EM} sont déterminées précédemment.

Chapitre IV

ETUDE EXPERIMENTALE

IV.1. PRESENTATION DE LA MACHINE:

L'étude expérimentale a été faite sur un moteur asynchrone monophasé à cage et à condensateur permanent construit par l'entreprise nationale d'électrotechnique (E.N.E.L). La plaque signalitique de ce moteur est la suivante:

Puissance nominale	=2.2 KW
Tension nominale.....	=220 V
Courant nominal de la phase principale.....	=13.9 A
Courant nominal de la phase auxiliaire.....	=8 A
Nombre total de pôles	=2
Fréquence	=50 Hz
condensateur permanent C_p	=50 μ F
condensateur de démarrage C_d	=160 μ F

En plus de la plaque signalitique, nous disposons de quelques dimensions géométriques importantes de ce moteur.

N_{ms}	=176
N_{em}	=8
N_{as}	=62
N_{ea}	=4
k_{bm}	=0.83
k_{ba}	=0.95
r	=3.49cm
l	=10.09cm
e	=0.4mm
p	=2
πN	=30
k_{dm}	=0.83
k_{da}	=0.95
λ	=0
Z	=1
h_1	=1.385cm
$b_1=b_4$	=0.733cm

ρ_b	$=2,5 \cdot 10^{-5} \Omega.m$
$h_2=h_3=h_4$	$=0$
h	$=1.105$
b	$=0.368cm$
$b_0=h_0$	$=0$

Le schéma de principe de ce moteur est le suivant:

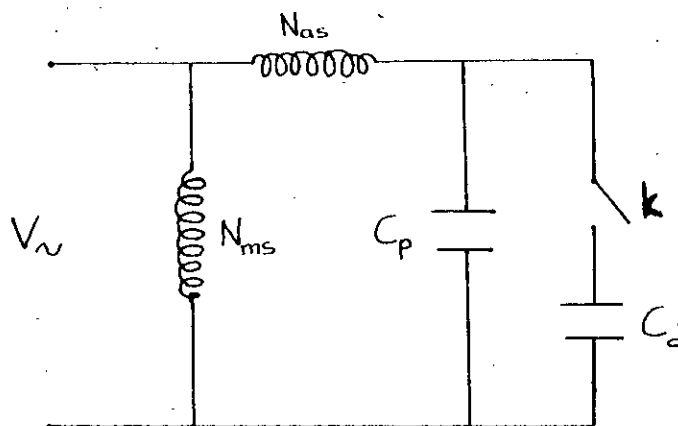


Fig IV.1. schéma de principe.

C_d : condensateur de démarrage.

C_p : condensateur permanent.

k : interrupteur centrifuge.

IV.2. ESSAIS EN REGIMES PERMANENT:

IV.2.1 mesure de résistances:

Les résistances des enroulements principale et auxiliaire sont déterminées à chaud, grâce à un essai en courant continu. nous trouvons:

phase principale	$r_{ms}=1.6 \Omega$
phase auxiliaire	$r_{as}=2.3 \Omega$

IV.2.2 Essai à vide :

Le moteur est alimenté par une tension variable et à 50 Hz la phase auxiliaire est débranchée après le démarrage, et on relève les courants et les puissances absorbées à vide (P_{10} , I_{mso})

les figures IV.2.2.1, IV.2.2.2 présentent les variations de P_{10} , I_{mso} , en fonction de la tension V_{ms} .

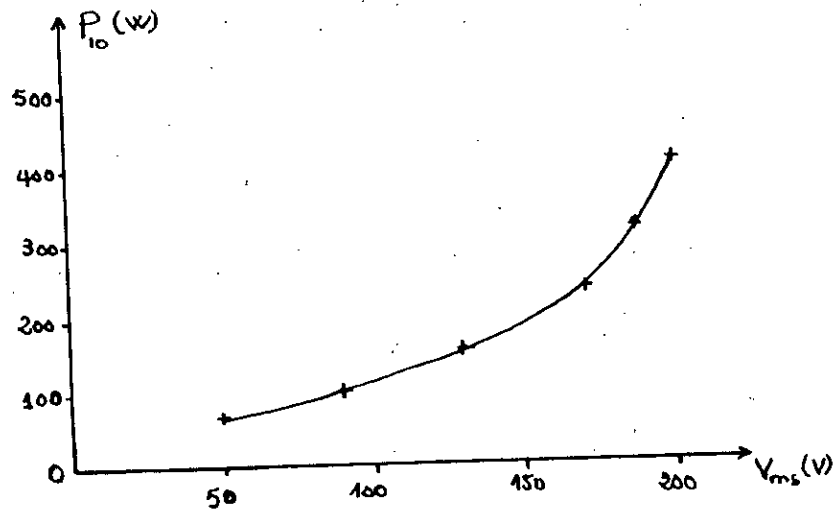


Fig IV.2.2.1

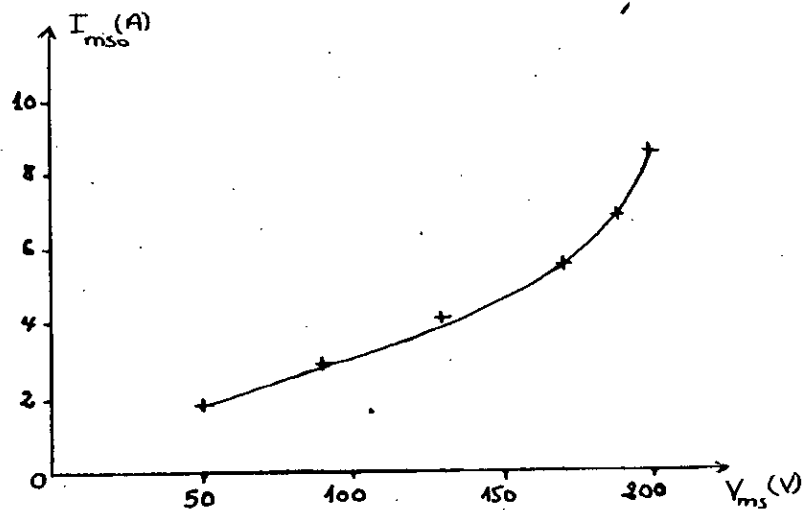


Fig IV.2.2.2

La séparation des pertes joules statoriques de la puissance P_{10} , permet de tracer de la courbe P'_{10} en fonction de V_{ms}^2 et l'extrapolation de cette allure donne les pertes mécaniques (Fig IV.2.2.3)

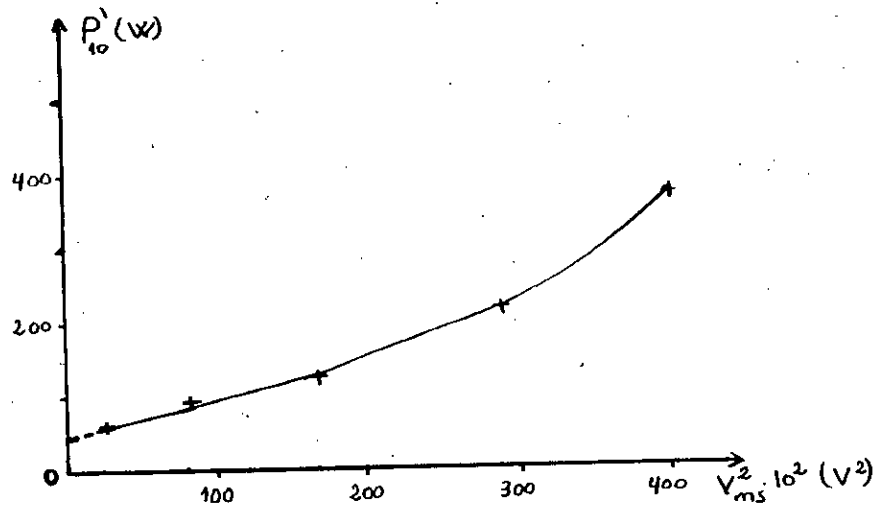


Fig IV.2.2.3

avec:

$$P'_{10} = P_{10} - I_{ms} I_{ms0}^2$$

I.V.2.3. Essai à rotor bloqué à fréquence constante :

Le rotor est immobile ($g=1$), on applique à la phase principale une tension réduite V'_{ms} . On relève pour chaque tension le courant de court circuit I'_{msc} et la puissance correspondante P'_{1c} , en suite on les ramène à la tension nominale en utilisant la formule suivante:

$$I_{msc} = I'_{msc} \frac{V_{ms}}{V'_{ms}} \quad , \quad P_{1c} = P'_{1c} \left(\frac{V_{ms}}{V'_{ms}} \right)^2$$

Les figures IV.2.3.1 et IV.2.3.2. représentent la variation de P_k et I_{msc} en fonction de V_{ms} .

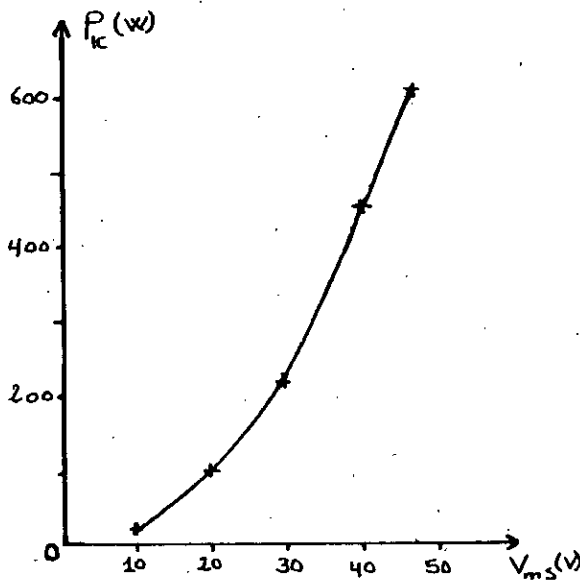


Fig IV.2.3.1

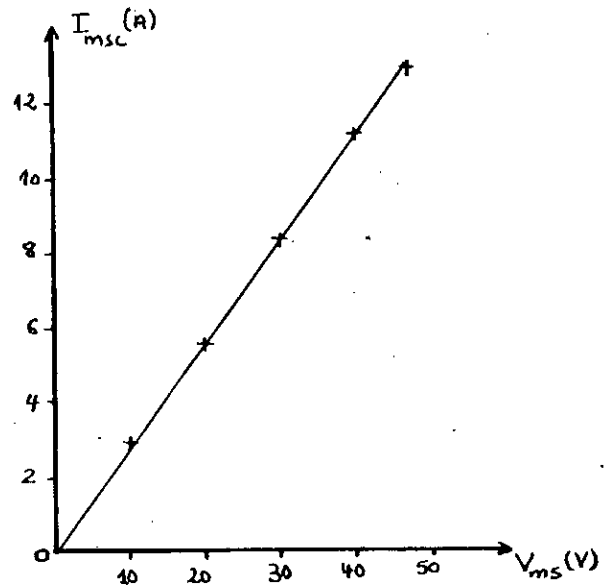


Fig IV.2.3.2

I.V.2.4. essai à rotor bloqué sous fréquence variable :

On alimente la phase principale avec une tension et fréquence variable de façon à maintenir le flux constant, donc un courant magnétisant fixe.

La fréquence variable est obtenue grâce à un alternateur entraîné par un moteur à courant continu à vitesse variable.

Le schéma de montage est donné par la figure IV.2.4.1 [8]

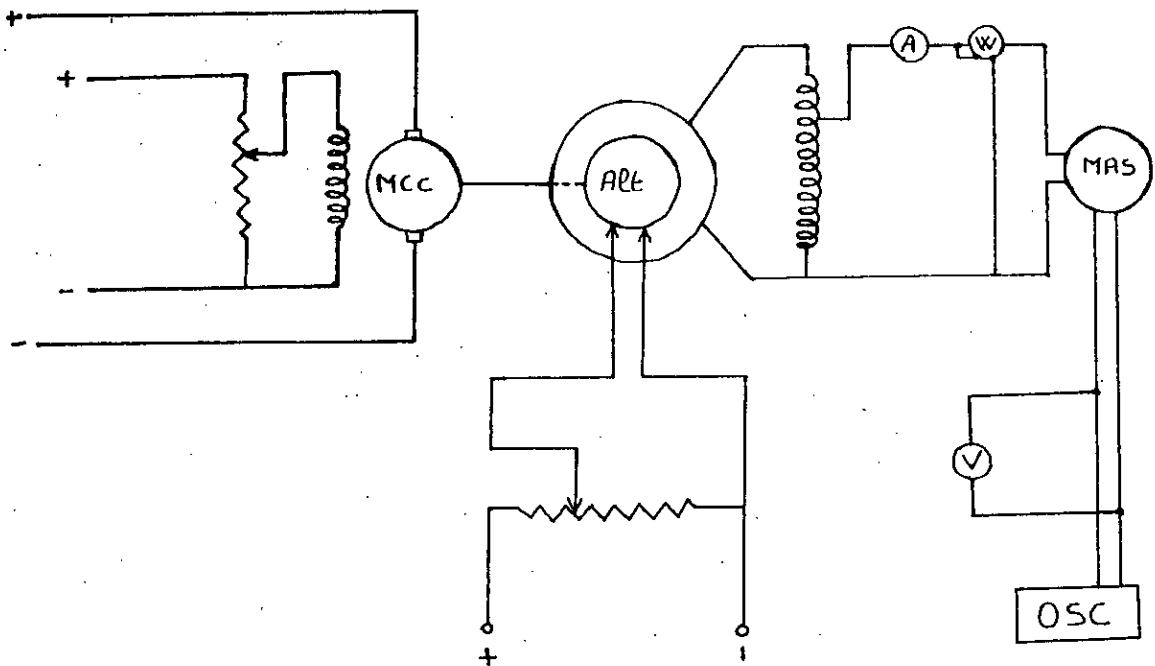


Fig IV.2.4.1

Cet essai s'effectue à tension réduite ($E < 25 \text{ V}$) pour $f=50\text{Hz}$. On peut donc négliger les pertes fer devant les autres puissances consommées. dans ces conditions le schéma équivalent de la machine est celui de la figure IV.2.4.2.

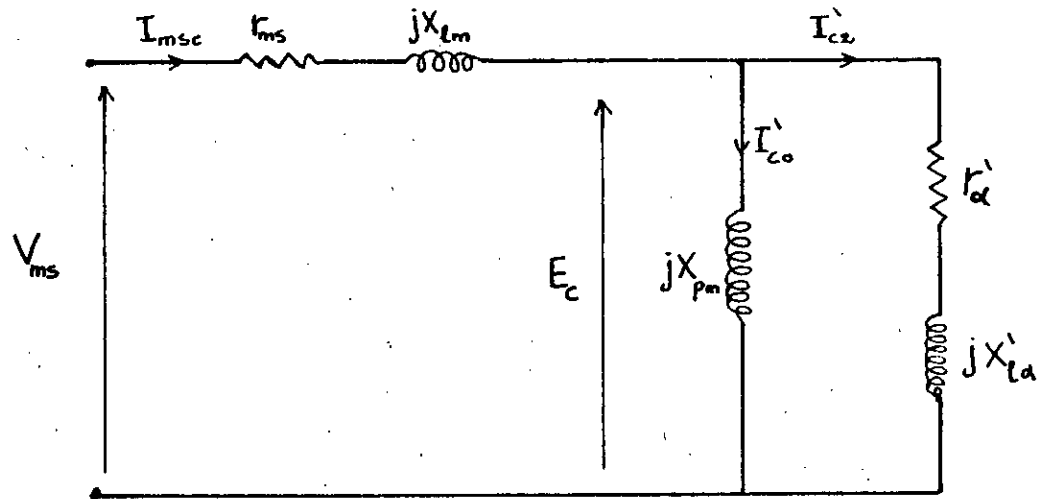


Fig I.V.2.4.2 schéma équivalent à $g=1$ sans pertesfer.

X_{lm} est proportionnelle à la fréquence f .

les puissances absorbées par le moteur s'expriment par :

$$P_{1c} = r_{ms} I_{msc}^2 + r'_a I_{2c}^2$$

$$Q_{1c} = X_{lm} I_{msc}^2 + X'_{la} I_{2c}^2 + \frac{E_c^2}{X_{pm}}$$

d'autre part on a :

$$I_{msc} = I_{2c} + I'_{co}$$

I'_{co} est purement réactif son module est donné par :

$$I'_{co} = \frac{E_c}{X_{pm}}$$

d'où :-

$$r'_a = \frac{P_{1c} - I_{nsc}^2 R_{ms}}{I_{2c}^2}$$

$$X'_{1a} = \frac{Q_{1c} - X_{1m} I_{nsc}^2 - \frac{E_c^2}{X_{pm}}}{I_{2c}^2}$$

Les figures IV.2.4.3, IV.2.4.4. montrent les variations des paramètres rotoriques en fonction de la fréquence.

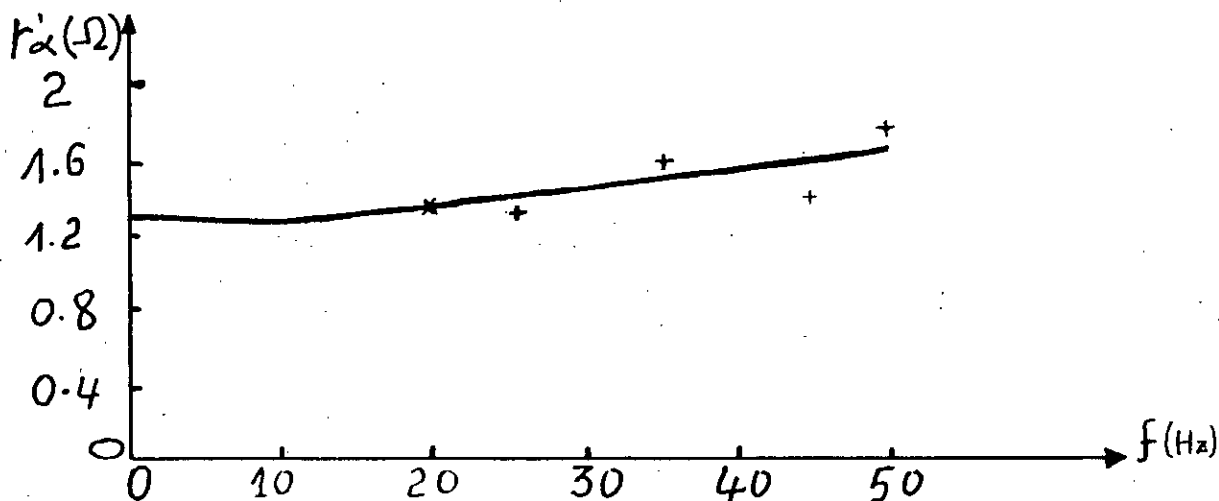


Fig IV.2.4.3 variation de la résistance rotorique, ramenée à la phase principale.

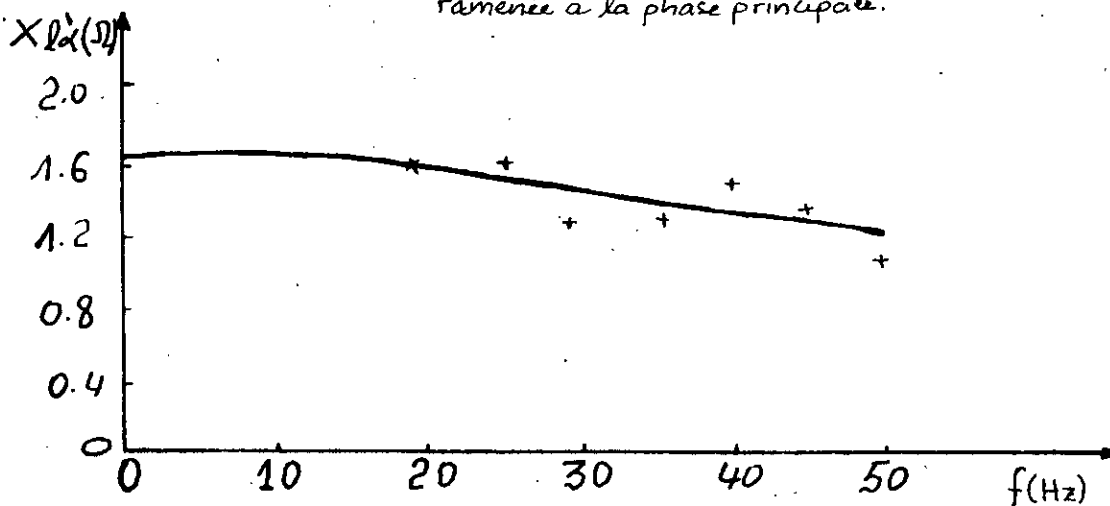


Fig IV.2.4.4. variation de la réactance de fuite rotorique ramenée à la phase principale.

on constate bien que la réactance de fuite rotorique $X'_{1\alpha}$ décroît avec la fréquence, alors que la résistance r'_{α} croît par suite de l'effet de peau.

Pour éclaircir l'effet de la variation des paramètres rotoriques en fonction du glissement sur les performances de la machine, on a représenté sur la Fig IV.2.4.5. la caractéristique du couple électromagnétique obtenu par simulation pour trois cas.

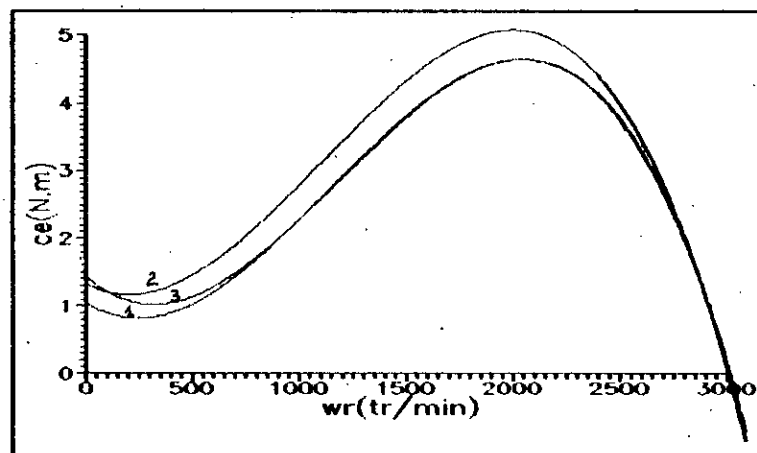


Fig IV.2.4.5. couple électromagnétique.

- 1-couple obtenu pour les paramètres correspondants à $g=0$
- 2-couple obtenu pour les paramètres correspondants à $g=1$
- 3-couple obtenu pour les paramètres variants avec le glissement.

I.V.3. ESSAI EN REGIME TRANSITOIRE.

I.V.3.1 Essai de démarrage à vide :

En démarrant le moteur à vide sous tension constante (150 V), et nous relevons les différentes grandeurs caractérisant la machine, à savoir :

- courants dans les deux phases principales et auxiliaire sur les figures IV.3.1 et IV.3.2.

- tension aux bornes du condensateur sur la figure IV.3.3

- vitesse de rotation du rotor sur la figure IV.3.4

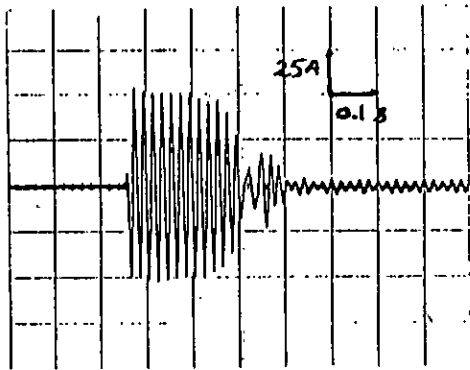


Fig IV.3.1 [11]

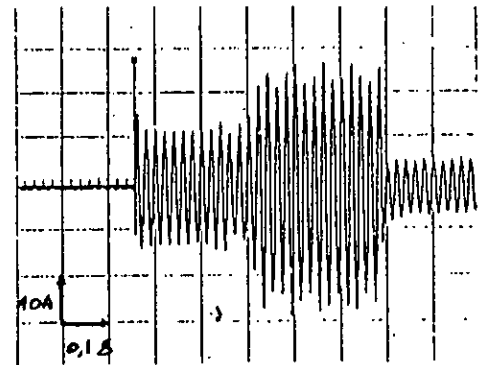


Fig IV.3.2 [11]

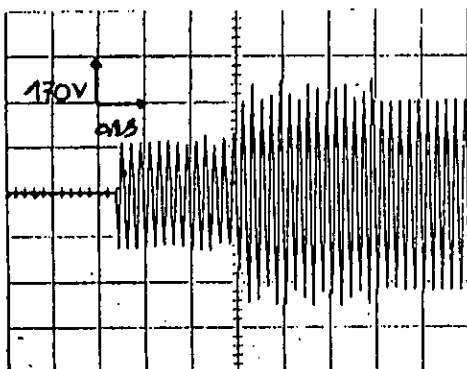
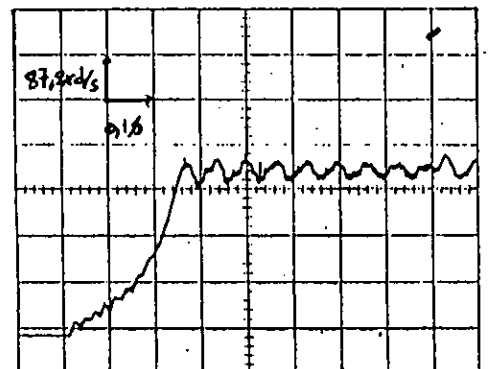


Fig IV.3.3 [11]



FigIV.3.4 [11]

Le démarrage provoque un appel de courant important ($I_{\text{max}}/I_{\text{nom}}=2.54$) et un temps de montée de vitesse de 0,3 s

Le condensateur de démarrage se débranche avant que le moteur atteint le régime permanent ce qui cause une période transitoire se manifestant par un appel important de courant dans la phase auxiliaire. ($I_{\text{max}}/I_{\text{nom}}=2.2$).

durant cet essai les courants statoriques ne sont plus en quadrature, et le champ inverse est important, un bruit indésirable est alors entendu.

IV.4. RESULTAT DE SIMULATION :

Nous utilisons le modèle élaboré dans le chapitre II pour simuler le comportement de la machine lors du démarrage à vide sous 150 V.

La simulation nécessite la connaissance des paramètres électriques et mécanique de la machine.

Le moment d'inertie est $J = 2.10^{-3} \text{ Kg.m}^2$ (donné par le constructeur)

Le couple de frottement déterminé par [10].

$$c_f = 64.10^{-3} + 52.10^{-5} \Omega_m \text{ (U.S.I)}$$

les paramètres électriques obtenus par les deux méthodes d'identification sont :

1/.methode indirecte :

$$X_{pm} = 94,34 \Omega$$

$$X_{pa} = 15,1 \Omega$$

$$X_{lm} = 2,42 \Omega$$

$$X_{la} = 0,84 \Omega$$

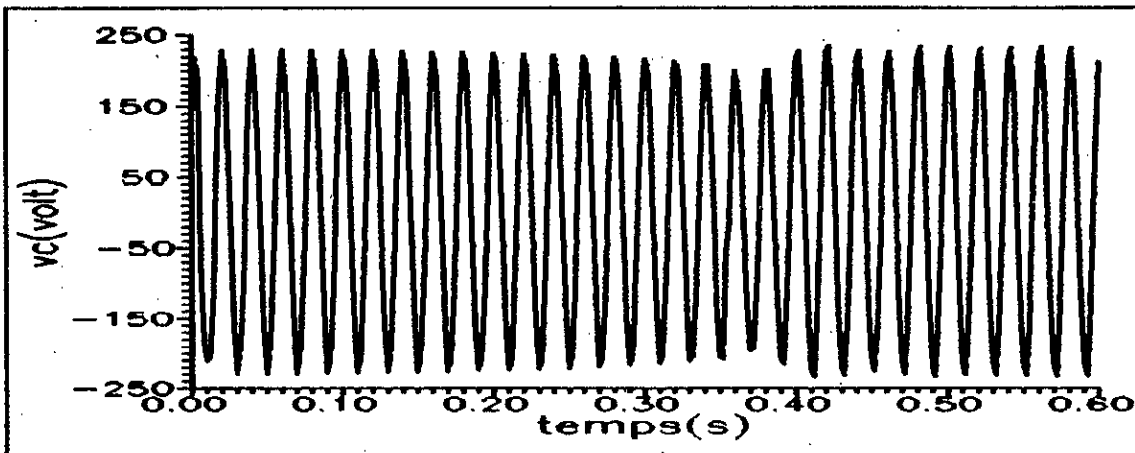
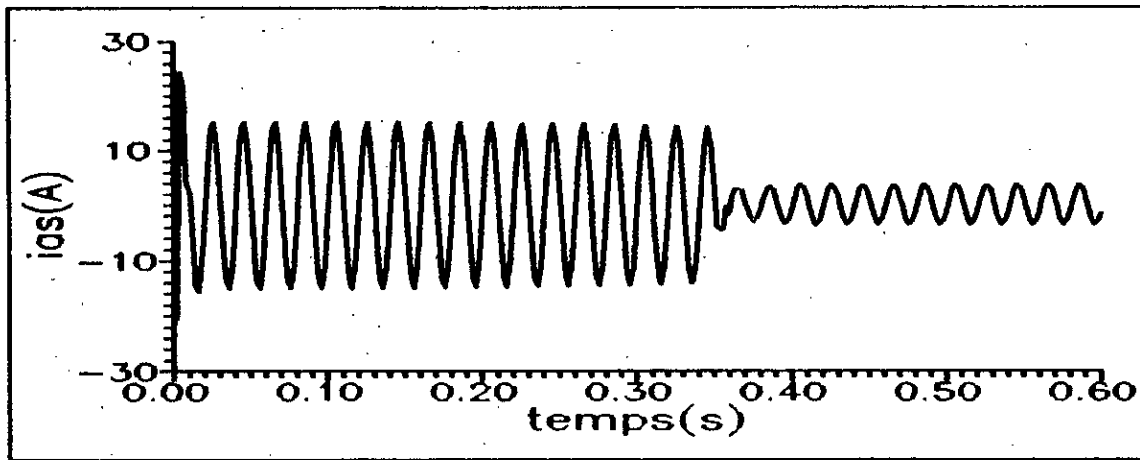
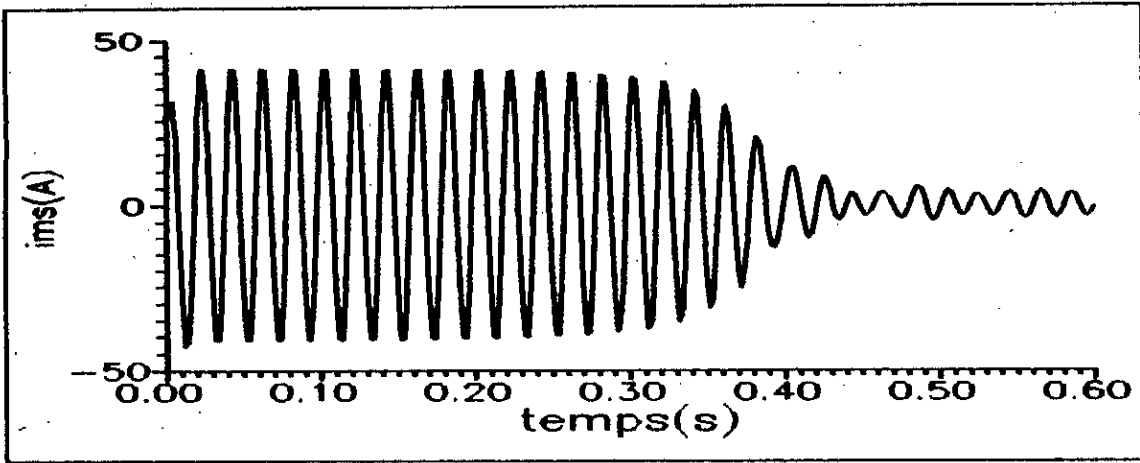
$$r'_{so} = 1,2 \Omega$$

$$r'_{sc} = 1,7 \Omega$$

$$X'_{lso} = 1,6 \Omega$$

$$X'_{lsc} = 1,2 \Omega$$

L'exploitation du modèle de simulation nous permet d'obtenir les résultats de simulation suivants:



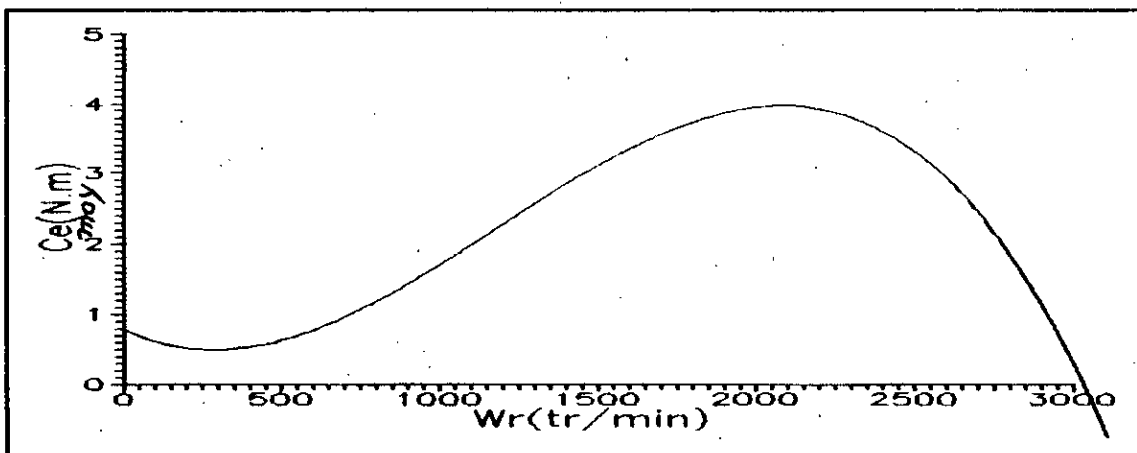
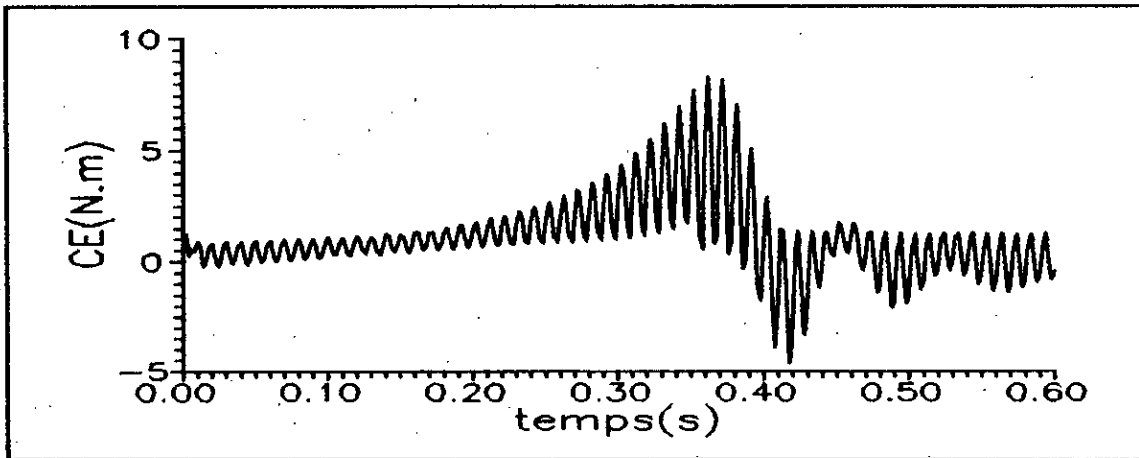
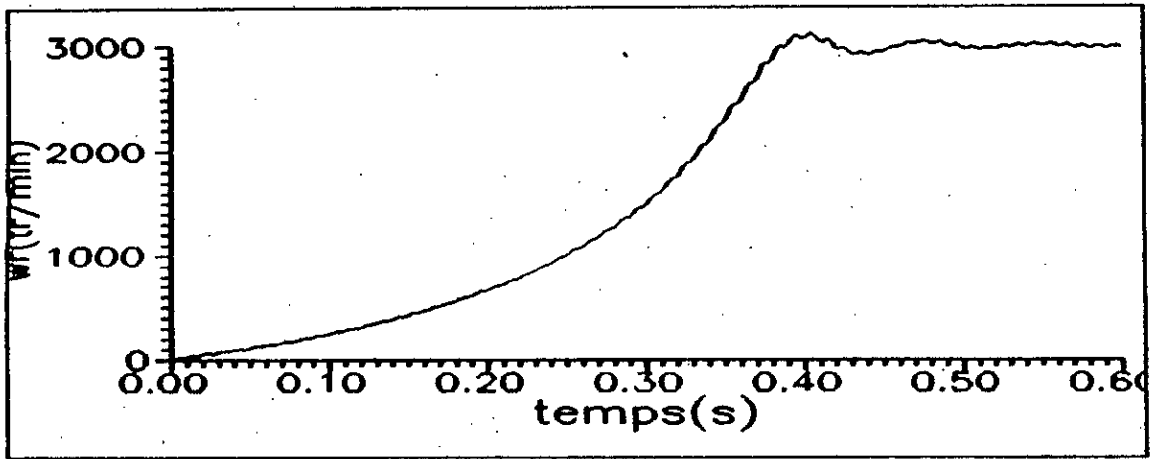


Fig IV.4.1 résultats de simulation

2/ méthode directe :

a/ phase principale alimentée seule:

Durant l'essai à vide le glissement est faible $g_0 = 0.26\%$, nous pouvons alors considérer que le courant réactive passe totalement dans X_{pm} , ce qui donne:

$$X_{pm} = \frac{E_0}{I_{10} \sin \phi_{10}} = 28.04 \Omega$$

et

$$R_f = \frac{E_0^2}{P_f} = 170.9 \Omega$$

La résolution du système d'équations définit au chapitre précédent donne :

$$X_{lm} = 1.563 \Omega$$

$$X'_{ls0} = 1.62 \Omega$$

$$X'_{lsc} = 1.274 \Omega$$

$$r'_{s0} = 1.25 \Omega$$

$$r'_{sc} = 1.7 \Omega$$

Ce qui donne la loi de variation des paramètres rotoriques en fonction du glissement.

$$1 > g > g_{co}$$

$$r'_s = -0.274 + 1.974g$$

$$X'_{ls} = 2.795 - 1.521g$$

$$0 < g < g_{co}$$

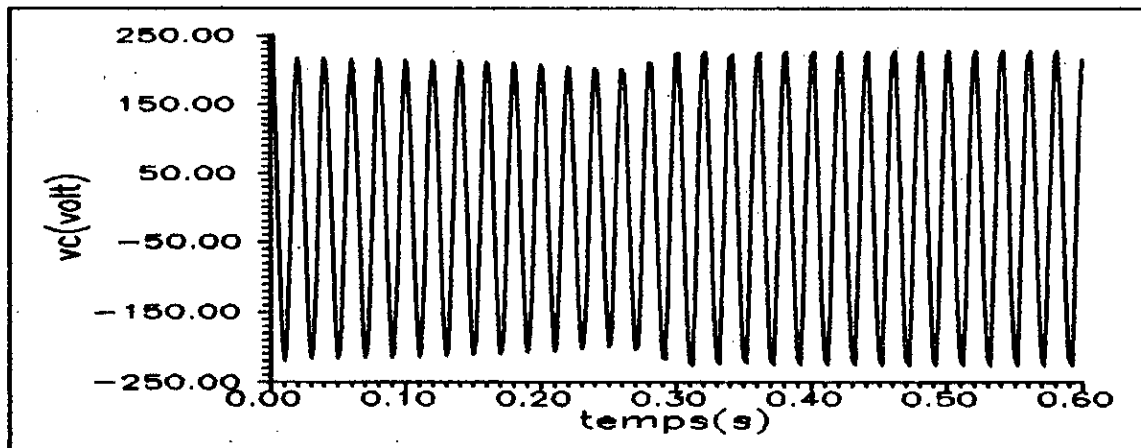
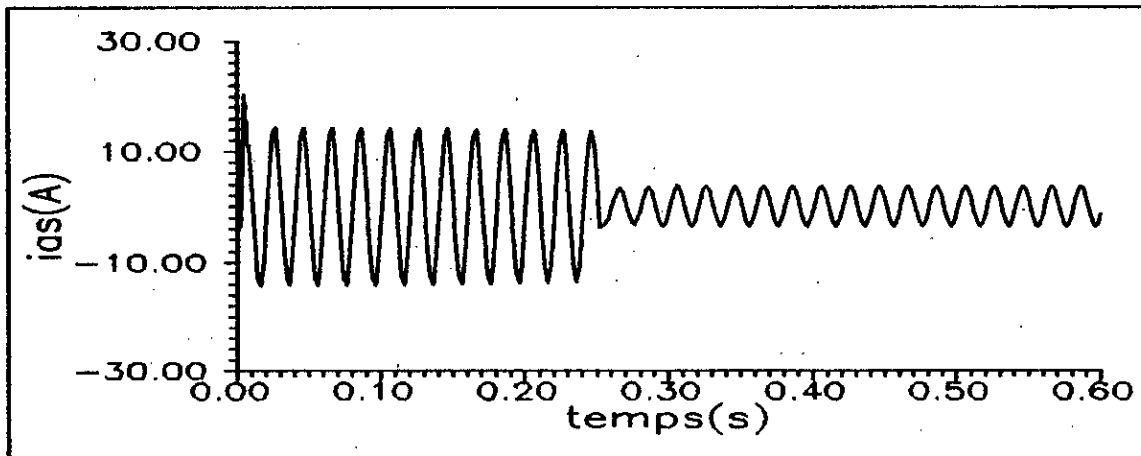
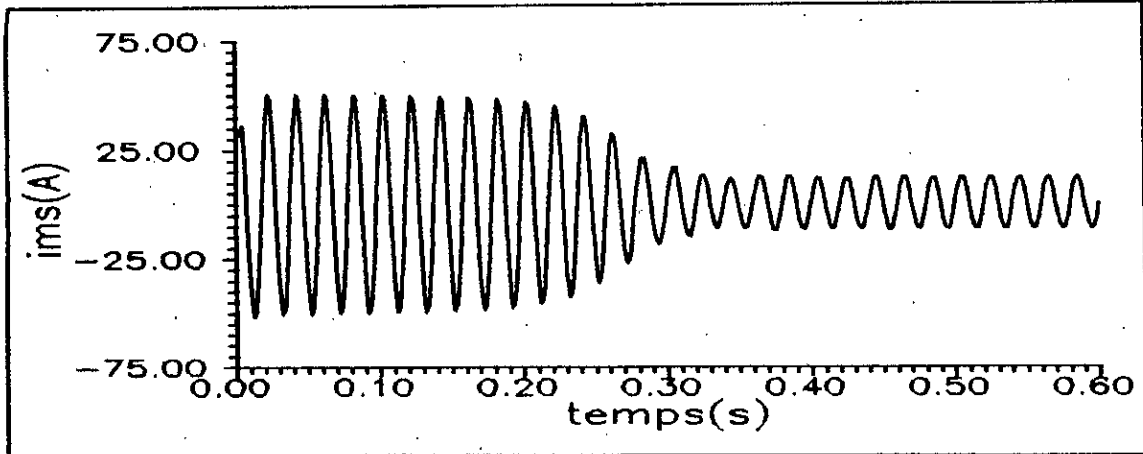
$$r'_s = 1.25 \Omega$$

$$X_{ls} = 1.62 \Omega$$

b/. phase auxiliaire alimentée seule :

Dans ce cas, on trouve : $n = 0.4$ $X_{1a} = 0.17 \Omega$

La variation de la vitesse, des courants dans les deux phases la tension aux bornes du condensateur et le couple électromagnétique obtenues par simulation du démarrage à vide sont indiquées sur la figure IV.4.2



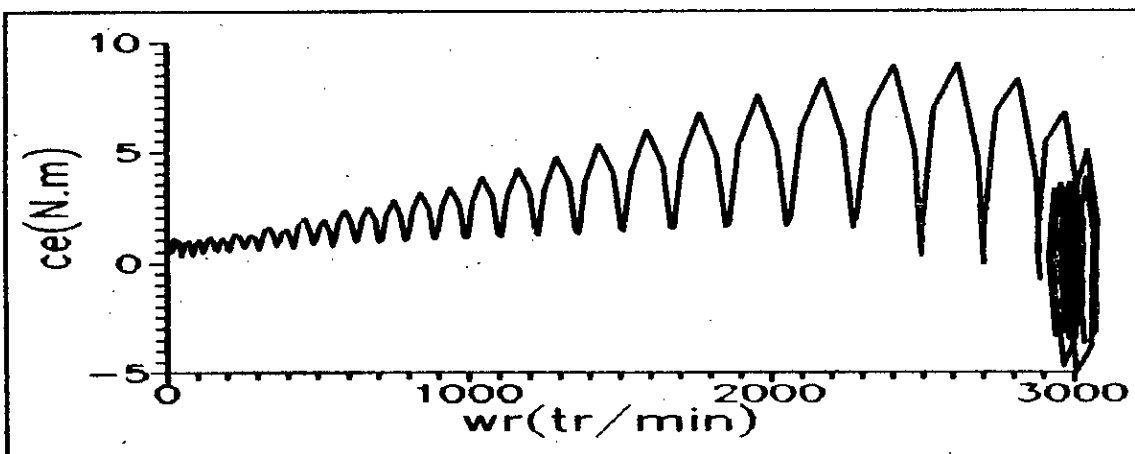
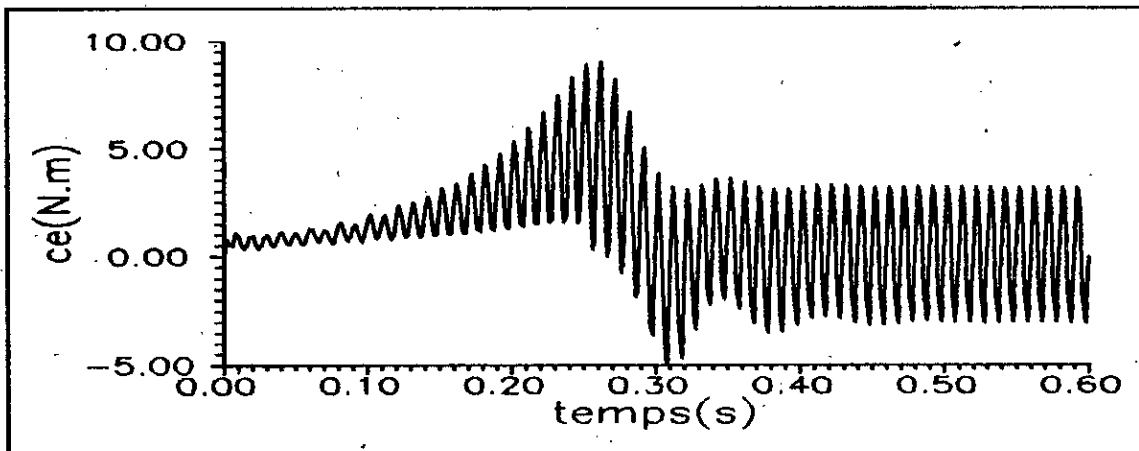
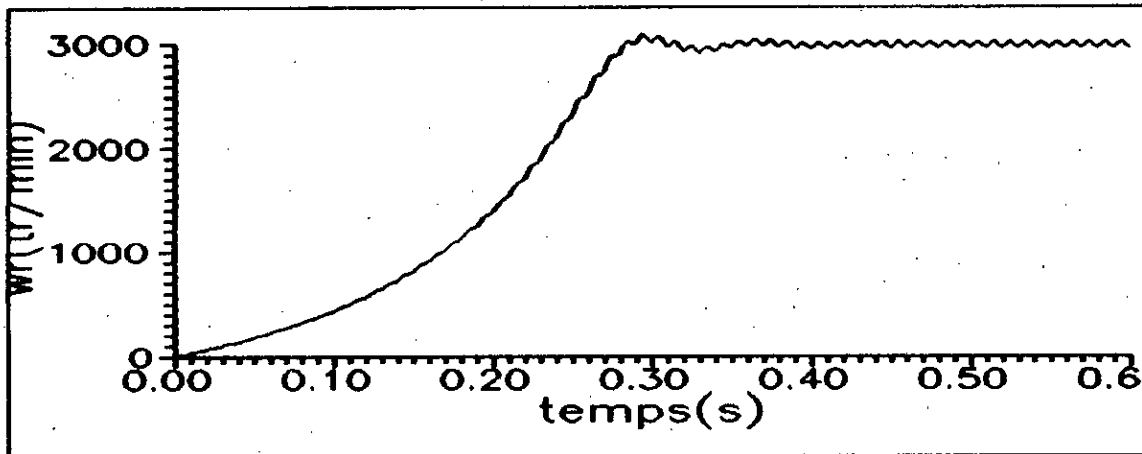


Fig IV.4.2 résultats de simulation

IV.5. COMPARAISON AVEC LES RESULTATS EXPERIMENTAUX :

Les caractéristiques obtenues par simulation ont pratiquement les mêmes allures que celles mesurées. Le tableau suivant donne le rapport du courant de démarrage sur le courant permanent pour les deux phases, et le temps de montée en vitesse.

	simulé		pratique
	méthode indirecte	méthode directe	
temps de montée en vitesse (λ)	0.40	0.33	0.30
I_{msd}/I_{msn}	3.47	3.52	2.54
I_{aed}/I_{aen}	1.76	1.32	2.20

Les résultats obtenus par les deux méthodes sont proches et acceptables, sauf que la méthode indirecte demande une connaissance parfaite des dimensions géométrique de la machine qui sont généralement inaccessibles. La méthode directe présente des problèmes de convergence qui sont dus essentiellement à la mauvaise précision des mesures et aux choix des conditions initiales des variables.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Nous avons établi un modèle du moteur asynchrone monophasé tenant compte de la variation des paramètres rotoriques en fonction du glissement par suite de l'effet pelliculaire .

ce modèle a permis la simulation du comportement de la machine en régime transitoire et l'établissement de deux schémas équivalents exploitables en régime permanent en vue de l'identification des paramètres électriques de la machine.

Nous avons par ailleurs, proposé deux méthodes d'identification des paramètres électriques d'un moteur asynchrone monophasé à cage. la méthode directe et la méthode indirecte, les deux méthodes tiennent compte de la variation des paramètres rotoriques en fonction du glissement.

La comparaison des résultats de simulation obtenus par les deux méthodes avec les résultats expérimentaux nous a permis de conclure que ces deux méthodes donnent des résultats satisfaisants. par ailleurs, on peut dire que la première méthode présente un inconvénient principal c'est qu'elle nécessite une connaissance parfaite des dimensions géométriques de la machine. La convergence de la deuxième méthode nécessite une mesure précise lors des essais à vide et à rotor bloqué qui sont effectués à puissance réduite.

L'étude expérimentale a permis d'une part de mettre en évidence la variation des paramètres rotoriques en fonction du glissement et d'autre part de valider notre étude théorique.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Une étude complémentaire est souhaitable, elle porterait sur:

- Etude de la machine en tenant compte des harmoniques d'espace et leurs effets sur les performances de la machine.
- Identification de la machine avec les outils de l'automatique qui ont un champ d'expérimentation privilégié.

ANNEXE

DETERMINATION DE L'INDUCTANCE DE FUITE STATORIQUE

1-Inductance de fuite d'encoche

soit une encoche du type semi-fermée représentée sur la figure 1. Le flux Φ produit par les conducteurs et créant l'inductance de fuite peut être décomposé en 5 flux élémentaires comme il est schématisé sur la figure 1.

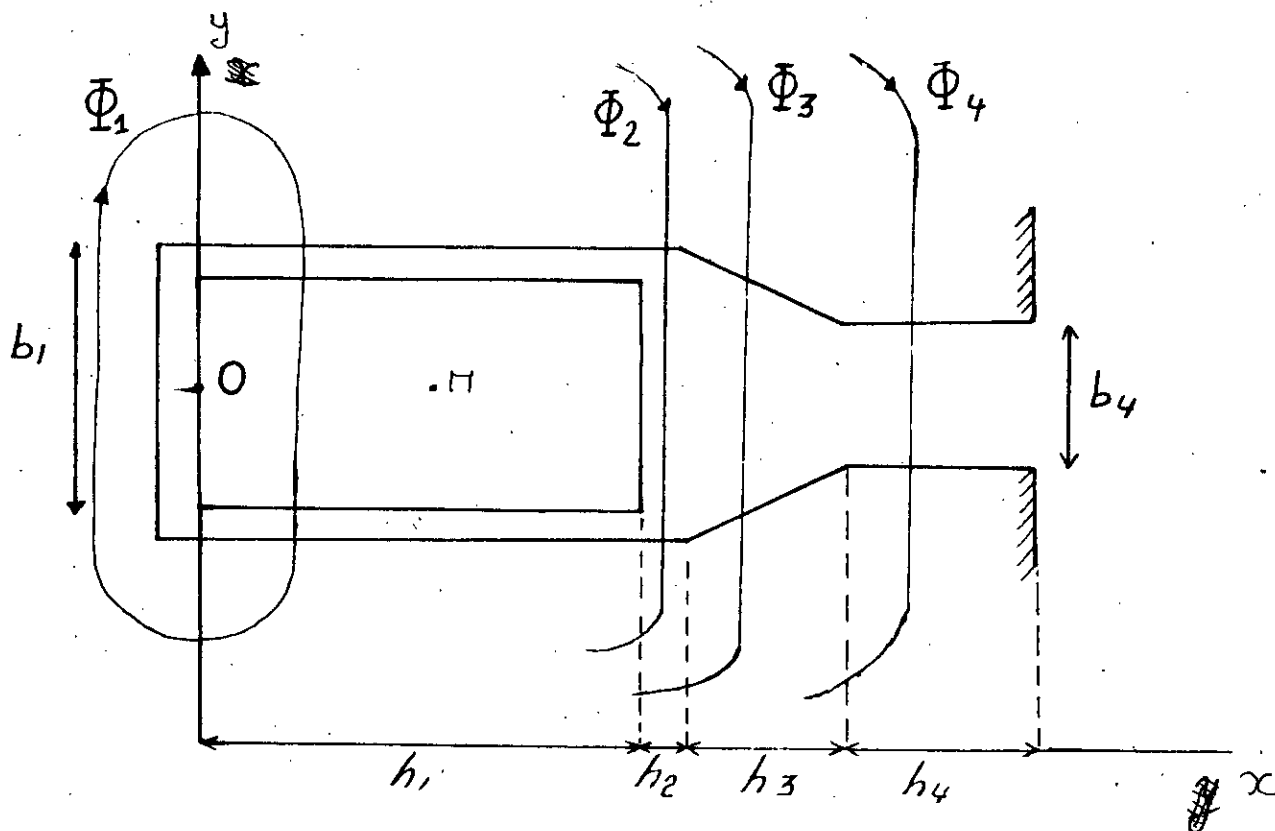


Fig 1 : encoche semi-fermée

calcul de Φ_1 :

ce flux est produit par les conducteurs situés entre O et M, en nombre égale à $n_c x / h_1$

Le champ magnétique au point M d'après le théorème d'AMPERE est donné par:

$$H(x) = n_c I x / b_1 h_1$$

Ce champ crée un flux traversant la barre, qui vaut pour un élément de hauteur dx

Annexe 1

$$d\Phi(x) = \mu_0 n_c^2 H(x) = \mu_0 n_c^2 I x / b_1 h_1$$

pour l'ensemble de conducteurs situés entre O et M le flux traversant l'encoche vaut:

$$d\Phi_1(x) = d\Phi(x) n_c x / h_1$$

d'où:

$$\Phi_1 = \mu_0 n_c^2 I l h_1 / 3 b_1$$

Le même raisonnement nous amène à écrire :

$$\Phi_2 = \mu_0 n_c^2 I l \frac{h_2}{b_1}$$

$$\Phi_3 = \mu_0 n_c^2 I l \frac{2,3}{b_1 - b_4} \log \frac{b_1}{b_4}$$

$$\Phi_4 = \mu_0 n_c^2 I l \frac{h_4}{b_4}$$

ce qui donne:

$$\Phi = \mu_0 n_c^2 I l \left(\frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} + \frac{2,3}{b_1 - b_4} \log \frac{b_1}{b_4} + \frac{h_4}{b_4} \right)$$

d'où:

$$L_0 = \mu_0 n_c^2 l \left(\frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} + \frac{2,3}{b_1 - b_4} \log \frac{b_1}{b_4} + \frac{h_4}{b_4} \right)$$

2-inductance de fuite des têtes de bobines

Le calcul exacte des inductances des têtes de bobines est extrêmement difficile [15].

L'inductance de fuite des têtes de bobines peut être approximée par [15].

Annexe 1

$$L_t = \mu_0 N_s^2 \frac{D}{\left(\frac{D}{2}\right)^2} \left(\frac{\tau}{4} \tan \chi \left(1 - \frac{\sin \tau \pi}{\tau \pi} \right) + \frac{K_d^2 K_r^2}{6} (1 + 0.12 \tau^2) \right)$$

avec :

$$k_r = \sin \tau \frac{\pi}{2}$$

La figure 2 représente une tête de bobine

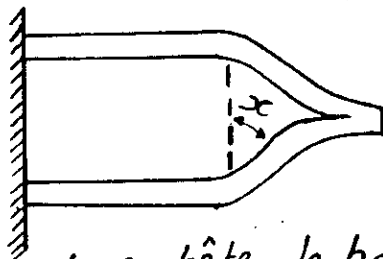


Fig 2: tête de bobine.

Fig 2: schématisation d'une tête de bobine

EXPRESSION DE LA F.M.M D'ENTREFER:

Le bobinage du moteur monophasé étant connu, on peut représenter la forme de la f.m.m d'entrefer créée par chaque phase.

1-f.m.m d'entrefer correspondant à la phase principale.

La répartition de la f.m.m correspondante à la phase principale est schématisée comme il est indiqué sur la figure 3.

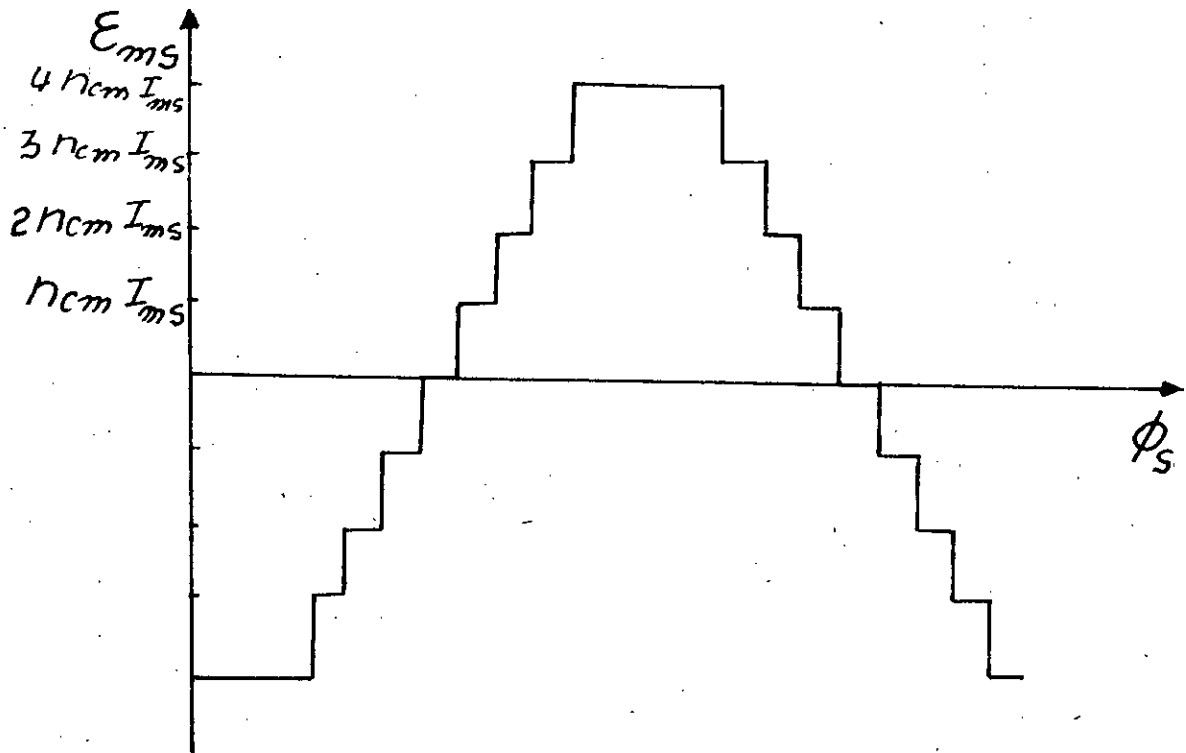


Fig 3 : f.m.m d'entrefer correspondant à la phase principale

Le développement en série de FOURIER de la f.m.m nous permet d'obtenir:

$$e_{ms} = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos(2n+1)\phi_s I_{ms}$$

avec:

Annexe 2

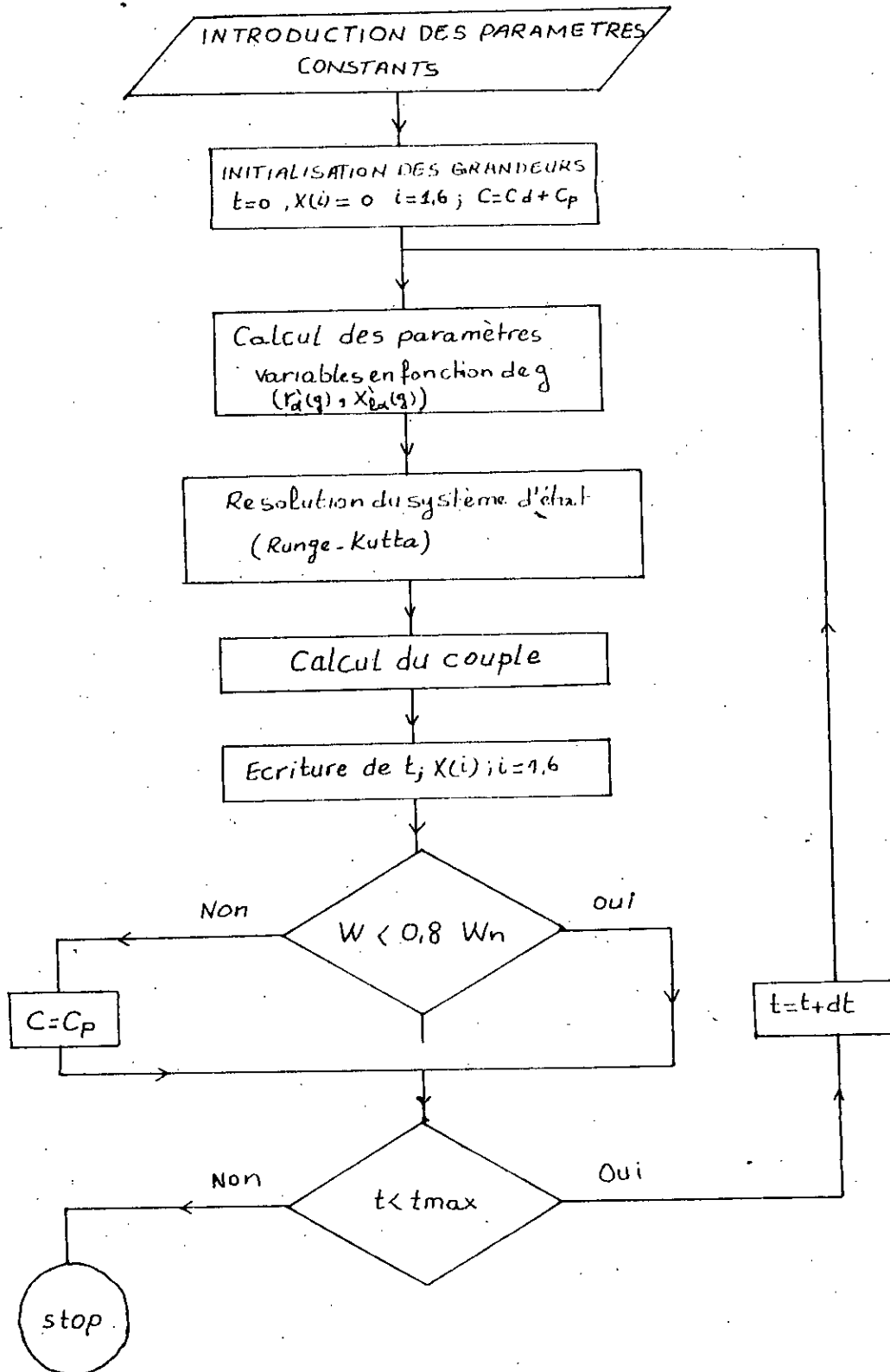
$$A_n = \frac{2 N_{as} k_{bn}}{\pi (2n+1)} \sin(2n+1) \frac{\pi}{2}$$

de la même façon pour la phase auxiliaire on aura :

$$e_{as} = \sum_{n=0}^{\infty} b_n J_{n\alpha} \cos(2n+1) \left(\phi_s - \frac{\pi}{2} \right)$$

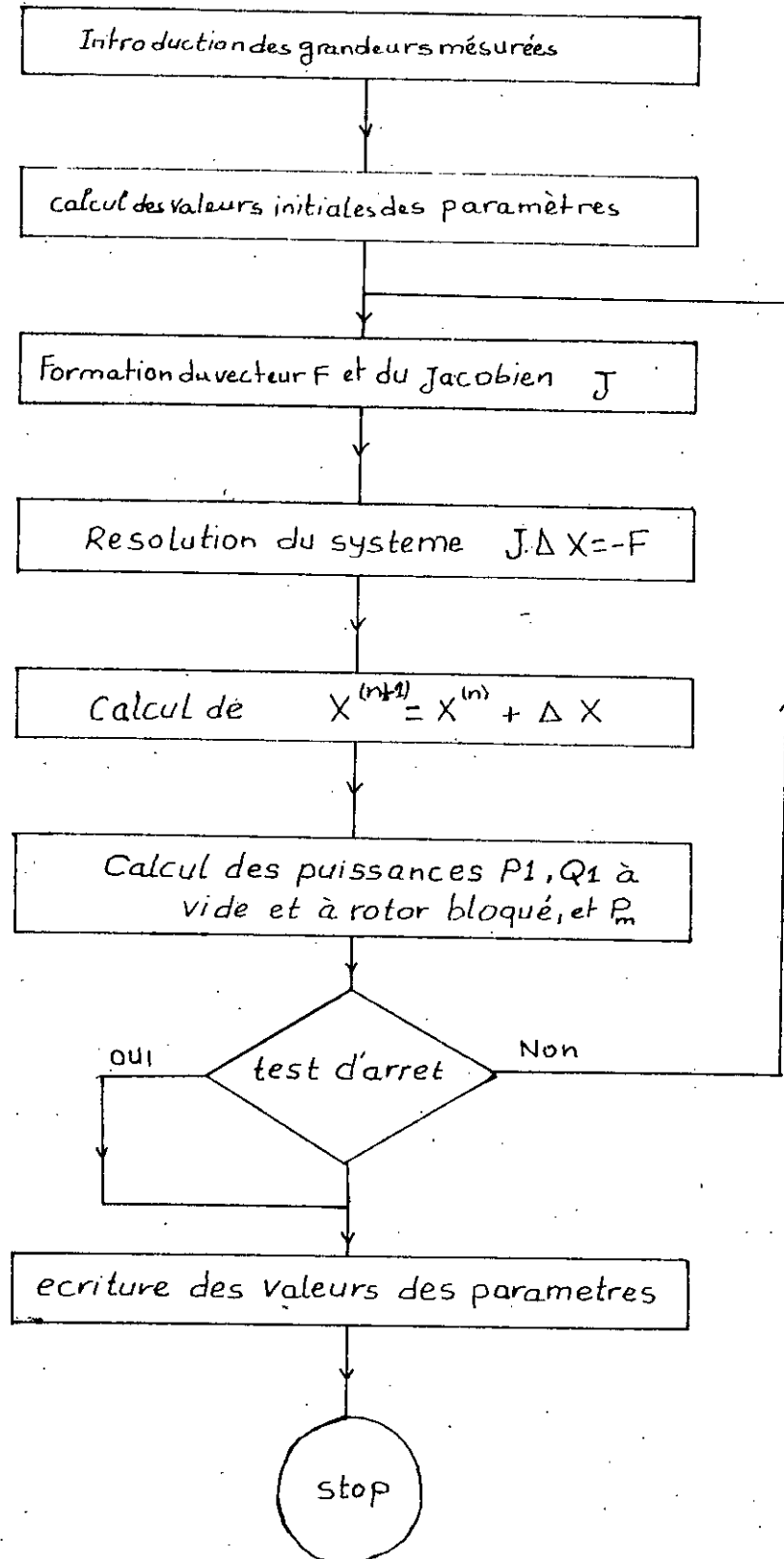
avec:

$$b_n = \frac{2 N_{as} k_{bn}}{\pi (2n+1)} \sin(2n+1) \frac{\pi}{2}$$

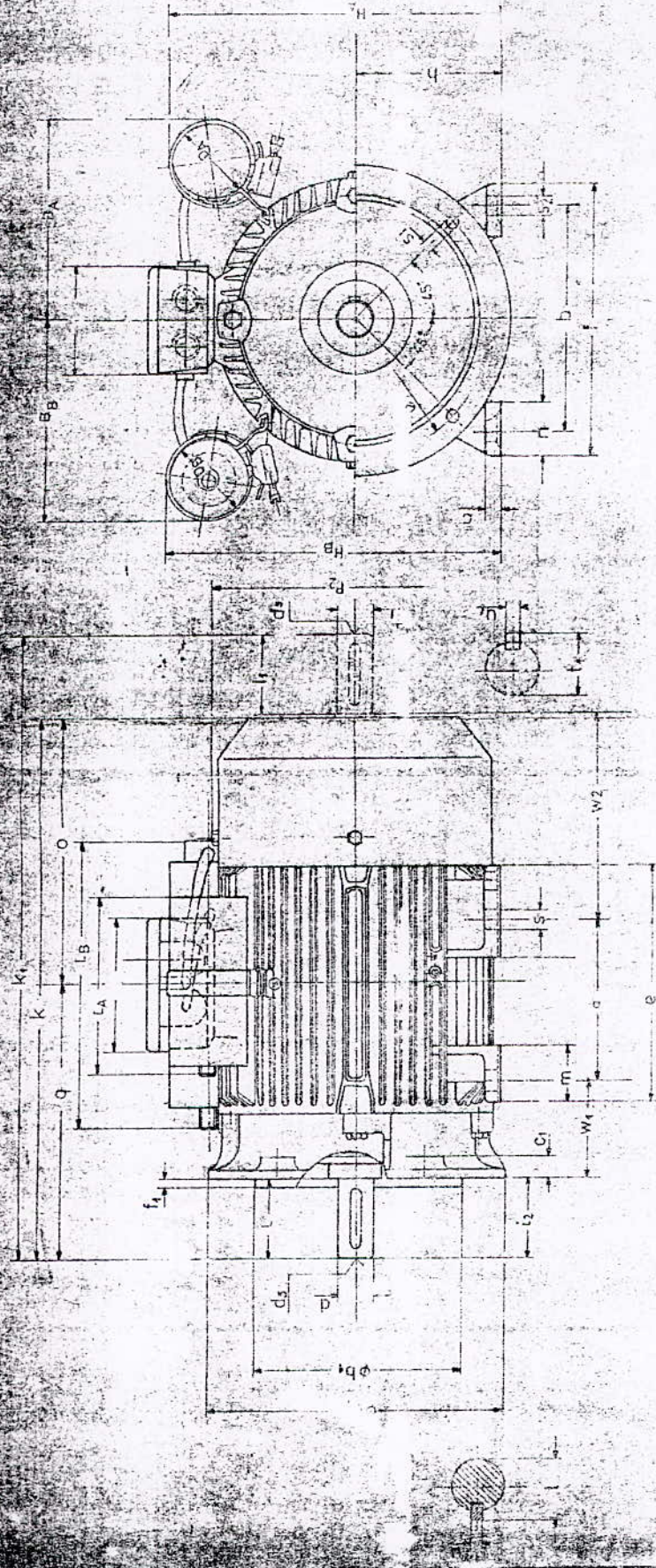


Organigramme de simulation du modèle établi

Annexe 3



Organigramme de calcul par la méthode directe



CONDENSATEUR	2 TÔLES	
C.B. (mm)	B _g	H _g
107,47	120	204
	120	160

CONDENSATEUR	2 TÔLES	
C.A. (mm)	H _A	P _A
103,96	105	200
	105	150

GRA-D	TYPE	CONSTITUTION DE LA BOITE A BORNES	q	b	c	e	f	h	k	k ₁	m	n	o	p ₂	q	s	s ₂	w ₁	w ₂	d ₁	d	t ₁	t ₂	u ₁	u ₂	d ₅
90 L	096	365 - 300 - 1001	125	140	13	190	175	90	241	399	40	37	181	163	10	14	56	118	24	50	27	8	118			

SEULEMENT POUR INFORMATION
NE SERA PAS PRIS EN COMPT. EN CAS DE MODIFICATION

GRA-D	TYPE	CONSTITUTION DE LA BOITE A BORNES	q ₁	b ₁	c ₁	e ₁	f ₁	h ₁	k ₁	s ₁
90 L	096	365 - 300 - 1001	200	130	10	165	135	50	11	

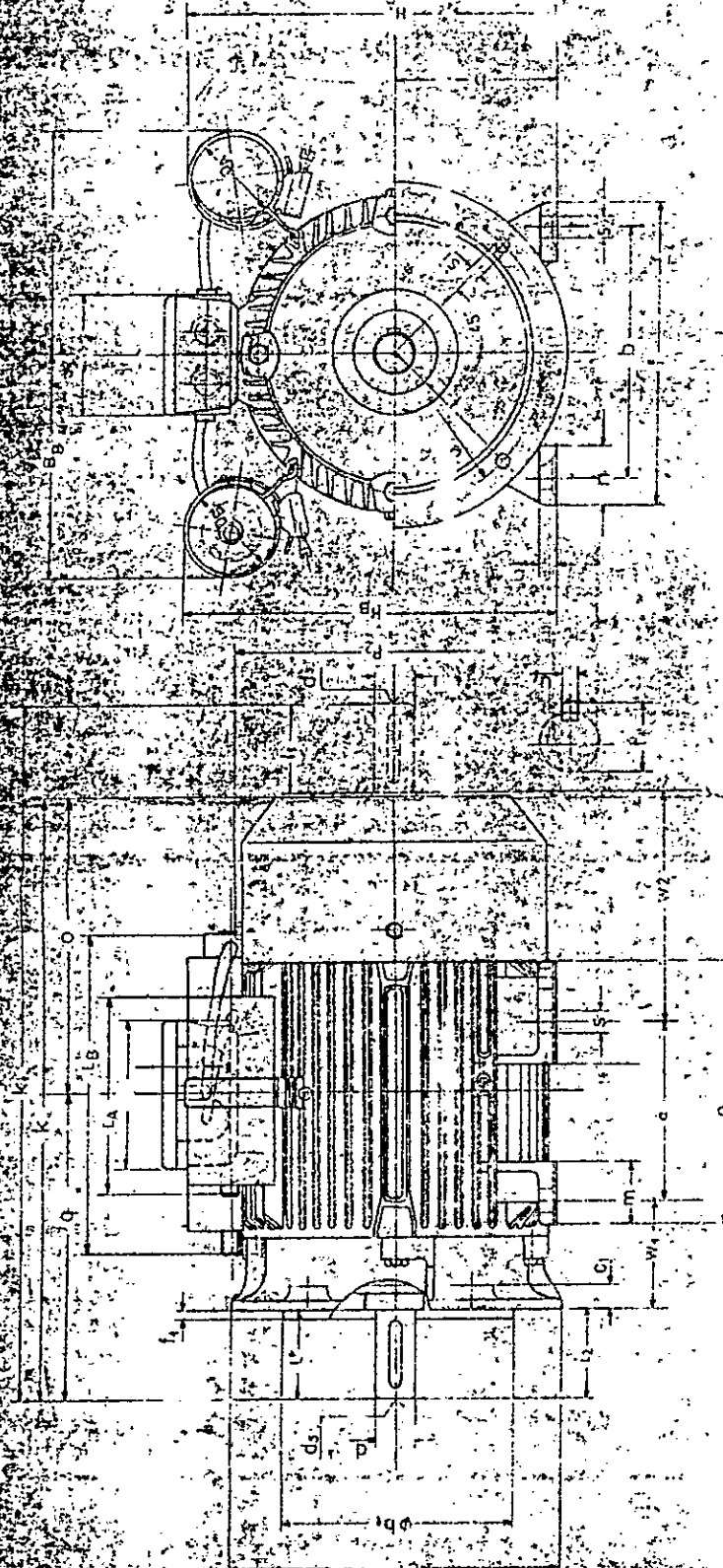
COTES	TOLERANCE	COTES	TOLERANCES
b	± 0,30 mm DIN 7160	a, b	± 0,35 mm
g ₁	± 0,20 mm ± 0,30 mm	h	- 0,5 mm DIN 717
h ₂	± 0,20 mm ± 0,30 mm	t = w + l	± 100 mm ± 2 mm > 100 mm ± 3 mm
d, d ₁	± 0,10 mm ± 0,15 mm	d, d ₁	± 0,10 mm ± 0,15 mm
u ₁ , u ₂	± 0,10 mm ± 0,15 mm	u ₁ , t ₁	± 0,10 mm ± 0,15 mm

PLAN
D'ENCOMBREMENT
TYPE 096-2
N° 895-300-1001

ENEL-MET
CORPORATION
ELECTRIQUE
BP 17 AZAZOUA
V. 721-01250

REVISIONS

NO	MODIF	NOV	DATE



CONDENSATEUR	2 PÔLES
Ca	150V 103 MS L ₁
Cb	150V 103 MS L ₂

CONDENSATEUR	2 PÔLES
Ca	150V 103 MS L ₁
Cb	150V 103 MS L ₂

CONDENSATEUR	2 PÔLES
Ca	150V 103 MS L ₁
Cb	150V 103 MS L ₂

CONDENSATEUR	2 PÔLES
Ca	150V 103 MS L ₁
Cb	150V 103 MS L ₂

CONDENSATEUR	2 PÔLES
Ca	150V 103 MS L ₁
Cb	150V 103 MS L ₂

CONDENSATEUR	2 PÔLES
Ca	150V 103 MS L ₁
Cb	150V 103 MS L ₂

SEULEMENT POUR INFORMATION
NE SERA PAS PRIS EN COMPT. EN CAS DE MODIFICATION

SEULEMENT POUR INFORMATION
NE SERA PAS PRIS EN COMPT. EN CAS DE MODIFICATION

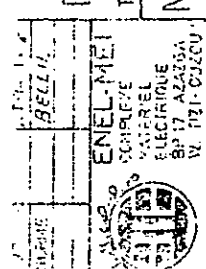
SEULEMENT POUR INFORMATION
NE SERA PAS PRIS EN COMPT. EN CAS DE MODIFICATION

SEULEMENT POUR INFORMATION
NE SERA PAS PRIS EN COMPT. EN CAS DE MODIFICATION

SEULEMENT POUR INFORMATION
NE SERA PAS PRIS EN COMPT. EN CAS DE MODIFICATION

SEULEMENT POUR INFORMATION
NE SERA PAS PRIS EN COMPT. EN CAS DE MODIFICATION

PLAN
D'ENCOMBREMENT
TYPE 096-2
N° 895-300-1001



ENEL-MET
CORPORATE
ELECTRIQUE
BP 17 AZARZA
W. 1211 COLZOU

DATE	
PROJ.	
DESIGN.	
REVISION	

TYPE	096
TYPE	096

COTES	TOLERANCES
b	±0.75 mm
h	-0.5 mm DIN 747
d	±0.10 mm
d ₁	±0.05 mm
d ₂	±0.05 mm
u ₁ , t ₁	n. DIN 6885 BL I

CONDENSATEUR	2 PÔLES
Ca	150V 103 MS L ₁
Cb	150V 103 MS L ₂

CONDENSATEUR	2 PÔLES
Ca	150V 103 MS L ₁
Cb	150V 103 MS L ₂

[11] N. TAKORABET

Etude d'un moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent

Projet de fin d'étude 1993

[12] G. SEGUIER

Electrotechnique industrielle

Technique et documentation 1980

[13] M.E. ZAIM

Cours de construction des machines électriques

E.N.P 1994

[14] M.E. ZAIM

Cours de conception des machines électriques

E.N.P 1994

[15] Andre BELOT

Calcul des fuites et inductances de fuites de l'induit

Technique de l'ingénieur

[16] B. SAINT-JEAN

Electrotechnique et machines électriques

Edition LIDEC 1976, 1977

[17] J. LESENNE, F. NOTELET, G. SEGUIER

Introduction à l'électrotechnique approfondie

Technique et documentation 1981.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J.L. DALMASSO
Machines tournantes à courant alternatifs
Edition DIA
- [2] M. FALLOU
Moteurs asynchrones
Choix et caractéristiques
et problèmes connexes
Technique de l'ingénieur 1989-1991
- [3] R. BEYAERT
Les petits moteurs électriques
Dunod 1958
- [4] M. Kostenko
Machines électriques tome 1
Edition MIR 1979
- [5] J. Chatelin
Machines électriques tome 1
Dunod 1983
- [7] P.C. KRAUSSE
Analysis of electric machinery
Edition M.C. GRAW-HILL 1987
- [8] M. JUFFER
Transducteurs électromagnétiques
Edition presses polytechniques Romandes
1985
- [9] M.B.A. KAMOUN, F. PREZEZDZIECKI
Frequency analysis of variables parameters
asynchronous motors
Electric machines and power systems
- [9] ELEAZAR F. BUSTMANTE
Evaluating the parameters of equivalent circuit
of single phase induction motors
Electric machines and power systems 1987
- [10] L. HOCINE, L. HADJOUT
Etude du moteur asynchrone monophasé
Projet de fin d'étude 1991