

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

12/85

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
»o«

rex

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

المكتبة

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

THEME

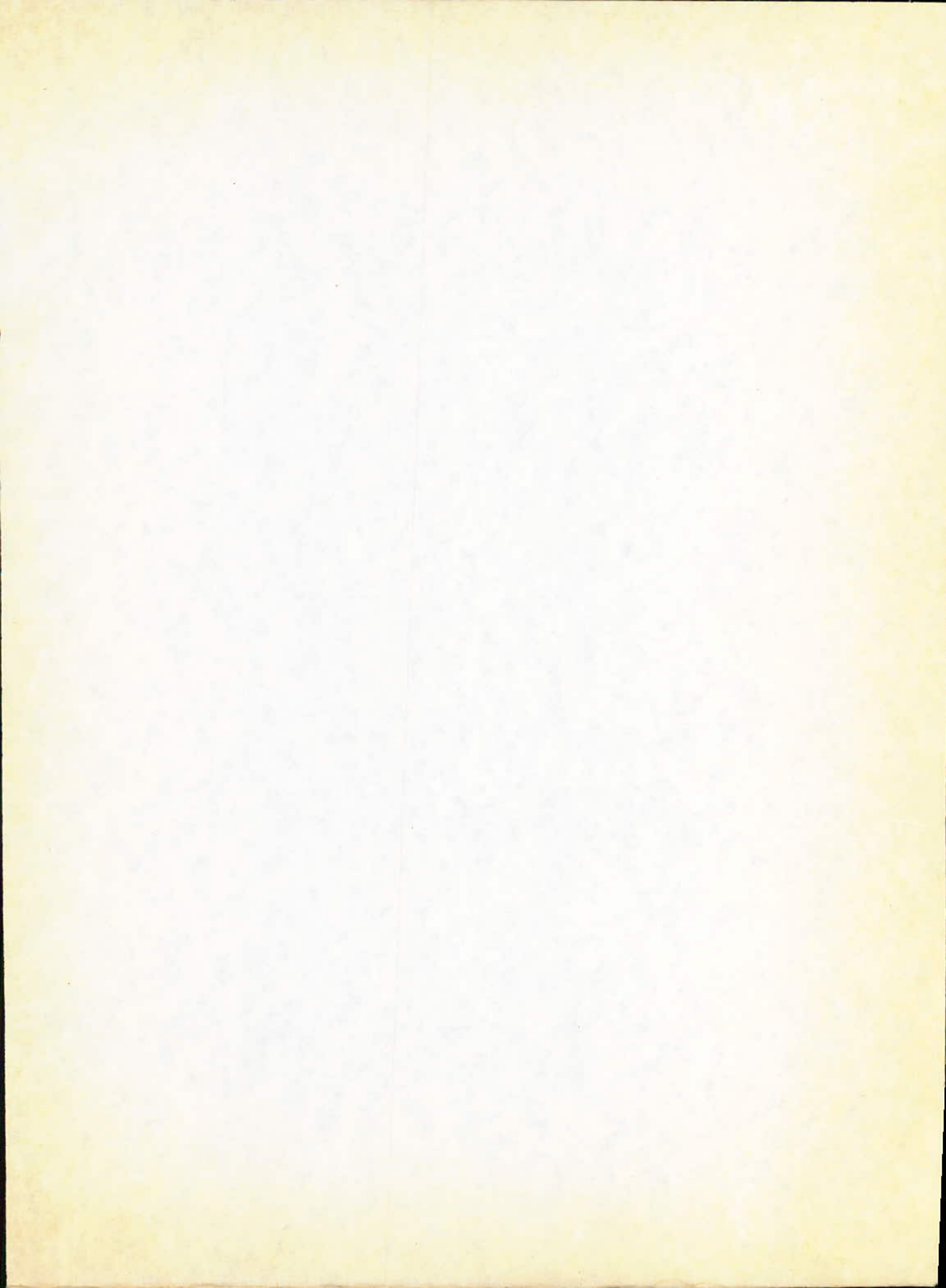
**Etude de la Machine
A reluctance Variable à Rotor
Massif**

Proposé par :
M.E. ZAIM

Etudié par :
HADDAD Mokdad
HASSAN-KASSEM S.

Dirigé par :
M.E. ZAIM

Promotion : Juin 85



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

»o«

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

THEME

Etude de la Machine A reluctance Variable à Rotor Massif

Proposé par :

M.E. ZAIM

Etudié par :

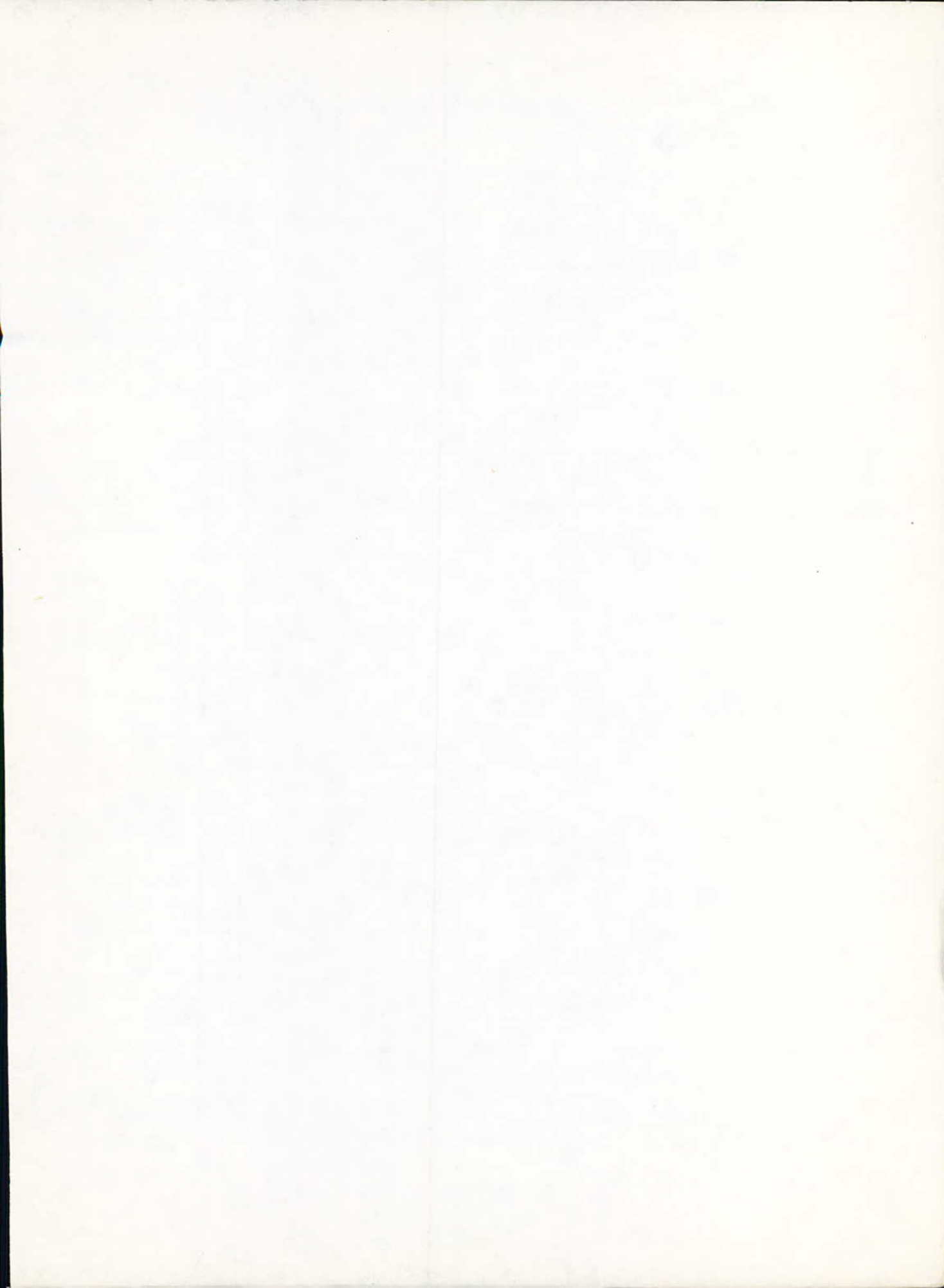
HADDAD Mokdad

HASSAN-KASSEM S.

Dirigé par :

M.E. ZAIM

Promotion : Juin 85



- REMERCIEMENTS -

Nous tenons à remercier vivement notre promoteur Monsieur M.E. ZAIM qui a accepté de diriger ce travail et lui exprimer notre profonde gratitude pour l'aide constante, le dévouement, et les conseils éclairés qu'il nous a prodigué.

Nous adressons également nos plus vifs remerciements à tous les professeurs qui ont contribué à notre formation.

Que les membres du Jury qui ont accepté de juger ce modeste travail veuillent bien trouver, ici, nos respectueux remerciements.

Que toutes personnes ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce projet de fin d'études trouve, ici, notre reconnaissance et nos sincères remerciements.

A MON PERE

A MA MERE

A MA GRAND MERE

A MES FRERES ET SOEURS

A TOUS MES AMIS INTIMES

JE DEDIE CE TRAVAIL

HADDAD M. Mokdad

A MES PARENTS

A MES FRERES ET SOEURS

A TOUS MES AMIS

JE DEDIE CE TRAVAIL -

SAMIR

SOMMAIRE

INTRODUCTION

CHAPITRE I MODELE THEORIQUE de la machine

- 1.-Etablissement des équations de fonctionnement
 - 1.1-Expressions des flux dans la machine diphasé équivalente
 - 1.2-Passage d'un systeme triphasé à un systeme diphasé
 - 1.3-Application de la transformation de CONCORDIA
 - 1.4-Calcul des termes généraux des différentes sommations
- 2.-Condition d'existence d'un couple synchrone
 - 2.1-Expressions des flux pour la vitesses $\Omega = \mp \frac{\omega}{p}$
- 3.-Equations de fonctionnement de la machine avec les composants de PARK
 - 3.1-Application de la transformation de park en tenant compte des harmoniques

CHAPITRE II

- 1.-Champ suivant l'axe q
- 2.-champ suivant l'axe d
- 3.-Détermination de l'angle optimum d'ouverture de la dent

CHAPITRE III

- 1.-Essais
 - 1.1-Mesure des résistances
- 2.-ESSAIS Directs
 - 2.1-ESSAIS à vide
 - 2.2-ESSAIS en charge
 - 2.3-Rendement et facteur de puissance
 - 2.4-Diagramme du cercle

CONCLUSION

NOTATIONS

Symbole	Désignations	Unité
i_{sj}	Courant dans la phase j du stator	A
L_{2k}	Amplitude de l'inductance	H
M_{2k}	Amplitude de la mutuelle inductance	H
I_m	Amplitude du courant statorique	A
φ	Déphasage entre courant et tension	rd
ω	Pulsation de la source	rd/s
Γ	Couple électromagnétique	N.m
Ω	Vitesse de rotation	rd/s
R_s	Résistance statorique	Ω
V	Tension simple	V
U	Tension composée	V
δ	Angle interne	rd
I_d	Courant direct	A
I_q	Courant en quadrature	A
k_b	Coefficient de bobinage	-
H	Intensité du champ	A/m
e, e', e''	Entrefers de la machine	mm
β	Angle d'ouverture de la dent du rotor	rd
η	Rendement de la machine	%
n	Nombre de paire de poles	-
P	Puissance active	W
Q	Puissance réactive	VAR
f	Féquence	Hz

INTRODUCTION

Dans les machines à réluctances variable la conversion électromagnétique de l'énergie est assuréé par les variations periodiques des inductances en fonction de la position du rotor.

En éffet, le flux d'entrefer est modulé par une anisotropie liée au circuit magnétique.

Ces machines ont été déjà utilisés pour l'alimentation en hautes fréquences de postes d'émetteurs.

Actuellement elles connaissent une large diffusion grâce au développement de l'électronique de puissance.

En plus de leur intérêt dans l'informatique et la robotique où les mouvements sont discontinus, elles trouvent des applications militaires, spatiales et industrielles.

Les MRV sont robustes de faible encombrement et possédant un rotor de forme simple. Elles présentent en plus l'avantage de la fiabilité, de la simplicité de l'électronique de commande.

Cependant elles présentent les inconvénients suivant/1/:

- Une grande consommation de l'énergie réactive qui a pour conséquence de diminuer le facteur de puissance.
- Une forte inductance de commutation.
- Une faible puissance massique.

Les recherches actuelles concernent principalement la conception optimale de ces machines en fonction de la puissance et de la nature du matériau utilisé.

L'optimisation de ces machines est baséé sur la connaissance des réactances longitudinales et transversales. Deux méthodes sont possibles adapter la théorie des machines synchrones à pôles saillants/2/,/3/,/4/, en considérant un courant d'excitation nul, ou bien étudier la distribution du flux dans l'entrefer de la machine,/5/,/6/,/7/.

Le premier chapitre de ce travail concérne l'étude de la machine suivant un modèle linéaire qui tient compte des harmoniques d'espace introduits par la forme du rotor. Nous présentons ensuite une méthode simplifiéé du calcul des

réactances de la machine basé sur la distribution du champ dans l'entrefer. Le troisième chapitre concerne l'étude expérimentale effectuée sur deux machines différentes de 4kW en vue comparer leurs performances.

CHAPITRE 1

MODELE THEORIQUE DE LA MRV

Dans ce chapitre nous modélisons la machine par la figure (1-1) où i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} , sont les courants dans les trois phases du stator. L'étude de système nous permet de rendre compte de la contribution de chaque harmonique dans la conversion de l'énergie /8/.

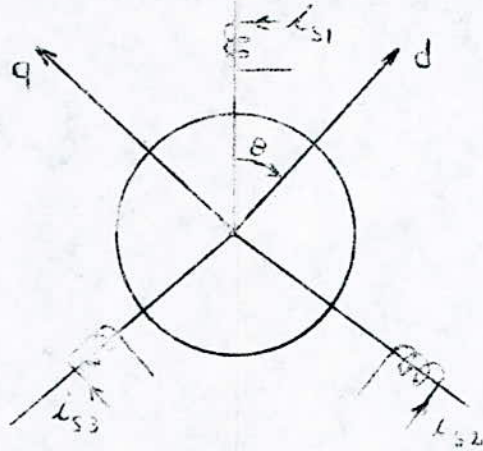


fig:1-1 .Modèle de la machine étudiée

1. - ETABLISSEMENT DES EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT

Nous supposons que la machine fonctionne en régime équilibré stationnaire et non saturé.

Les flux traversant les différents enroulements sont exprimés en fonction des courants et des mutuelles induction, auxquelles nous appliquons la transformation de CONCORDIA qui permet d'obtenir des grandeurs indépendantes du temps.

EXPRESSIONS DEVELOPPEES DES FLUX

La relation donnant les flux s'écrit:

$$\begin{bmatrix} \Psi_K^s \end{bmatrix} = \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} \begin{bmatrix} \mathcal{L}_{2K}^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_m^s \end{bmatrix}$$

$$\left[\begin{array}{c} \text{où} \\ \mathcal{L}_{2k} \end{array} \right] = \sum_{k=1}^{\infty} \left[\begin{array}{ccc} L_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0) & M_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 - \frac{\pi}{6}) & M_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 + \frac{\pi}{6}) \\ M_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 - \frac{\pi}{6}) & L_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 - \frac{\pi}{3}) & M_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 - \frac{\pi}{2}) \\ M_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 + \frac{\pi}{6}) & M_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 - \frac{\pi}{2}) & L_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 + \frac{\pi}{3}) \end{array} \right]$$

et

$$\left[\begin{array}{c} I_{S,1} \\ \vdots \\ I_{S,m} \end{array} \right] = \sum_{m=1}^{\infty} I_m \left[\begin{array}{c} \cos m(\omega t - \varphi) \\ \cos m(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos m(\omega t - \varphi + \frac{4\pi}{3}) \end{array} \right]$$

En se limitant au premier harmonique des courants et en tenant compte des harmoniques d'espace des inductances et des mutuelles, les expressions des flux deviennent:

$$\left[\begin{array}{c} \Psi_K^s \end{array} \right] = \sum_{k=0}^{\infty} \left[\begin{array}{c} \mathcal{L}_{2k}^s \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} I_{S,1} \end{array} \right]$$

1.1 - EXPRESSIONS DES FLUX DANS LA MACHINE DIPHASEE

EQUIVALENTE

PASSAGE D'UN SYSTEME TRIPHASE A UN SYSTEME

DIPHASE

La matrice de CONCORDIA s'écrit:

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\begin{array}{ccc} \frac{2}{2} & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{array} \right]$$

Cette matrice est orthogonale et par conséquent $T^{-1} = T^t$
Elle fait correspondre aux matrices de couplage entre deux
systemes, une nouvelle matrice Z' telle que $Z' = T^{-1} Z T$

1.3 - APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE CONCORDIA

Si nous appelons $\Psi_{\alpha\beta}^s$ et $I_{\alpha\beta}^s$ respectivement les expressions
des flux et des courants statoriques dans la base α, β
nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\alpha\beta}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_{\alpha\beta}^s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{\alpha\beta}^s \end{bmatrix}$$

où

$$\begin{bmatrix} \mathcal{L}_{\alpha\beta}^s \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} \mathcal{L}_{2k}^s \end{bmatrix} T$$

et puisque T est indépendante de k la relation des flux se
met alors sous la forme développée:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\alpha\beta}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_{\alpha\beta, 2k}^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha\beta}^s \end{bmatrix}$$

1.4 - CALCUL DES TERMES GENERAUX DES DIFFERENTES SOMMATIONS

Le calcul de $\begin{bmatrix} \mathcal{L}_{\alpha\beta, 2k}^s \end{bmatrix}$ montre qu'il peut se mettre sous une
forme acceptable à condition d'introduire le symbole a_k

$$a_k = 0 \quad \text{si } k = 3h$$

$$a_k = 1 \quad \text{si } k = 3h+1 \quad h \in \mathbb{N}$$

$$a_k = -1 \quad \text{si } k = 3h+2$$

en posons:

$$L_{2k} + (-1)^k M_{2k} = \Lambda_{1,2k}$$

$$L_{2k} - (-1)^k M_{2k} = \Lambda_{-2,2k}$$

après ces transformations, $\left[I_{\alpha\beta, 2k}^s \right]$, ne dépend que de l'angle $(\theta - \theta_0)$ et s'écrit:

$$\sum_{k=0}^{\infty} \begin{bmatrix} (1 - \alpha_k^2) \Lambda_{1,2k} \cos 2k(\theta - \theta_0) & \frac{\sqrt{2}}{2} \alpha_k^2 \Lambda_{2,2k} \cos 2k(\theta - \theta_0) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \alpha_k^3 \Lambda_{2,2k} \cos 2k(\theta - \theta_0) & \left(\Lambda_{1,2k} (1 - \alpha_k^2) + \frac{\alpha_k^2 \Lambda_{1,2k}}{2} \right) \cos 2k(\theta - \theta_0) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \alpha_k \Lambda_{2,2k} \sin 2k(\theta - \theta_0) & -\alpha_k \frac{\Lambda_{1,2k}}{2} \sin 2k(\theta - \theta_0) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \alpha_k \Lambda_{2,2k} \sin 2k(\theta - \theta_0) & -\alpha_k \frac{\Lambda_{1,2k}}{2} \sin 2k(\theta - \theta_0) \\ \left((1 - \alpha_k^2) \Lambda_{2,2k} - \alpha_k^2 \frac{\Lambda_{1,2k}}{2} \right) \cos 2k(\theta - \theta_0) & \end{bmatrix}$$

La transformation de CONCORDIA appliquée à la matrice des courants nous donne:

$$\left[I_{\alpha\beta}^s \right] = \sqrt{3} I \begin{bmatrix} C \\ \cos(\omega t - \varphi) \\ \sin(\omega t - \varphi) \end{bmatrix}$$

2. - CONDITION D'EXISTANCE D'UN COUPLE SYNCHRONE

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante:

$$\Gamma = \frac{1}{2} P I_t \frac{\partial \Psi}{\partial \theta} = \frac{P}{2} I_t \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \theta} I$$

En utilisant la transformation de CONCORDIA nous obtenons

$$\Gamma = \frac{1}{2} P \sum_{\alpha, \beta} (I_{\alpha\beta}^s)_t \frac{\partial (\mathcal{L}_{\alpha\beta}^s)}{\partial \theta} (I_{\alpha\beta}^s)$$

En explicitant l'expression précédente nous obtenons

$$\Gamma = -\frac{3}{2} P I^2 \sum_{\alpha=0}^{\infty} \left[2\kappa (1 - a_\alpha^2) \Lambda_{1,2\alpha} \sin 2\alpha (\theta - \theta_0) + (\kappa a_\alpha \Lambda_{1,2\alpha} + \kappa a_\alpha^2 \Lambda_{1,2\alpha}) \sin (2\alpha (\theta - \theta_0) - 2(\omega t - \phi)) - \left(\kappa a_\alpha \frac{\Lambda_{1,2\alpha}}{2} - \kappa a_\alpha \frac{\Lambda_{1,2\alpha}}{2} - \kappa a_\alpha^2 \frac{\Lambda_{1,2\alpha}}{2} \right) \sin (2\alpha (\theta - \theta_0) + 2(\omega t - \phi)) \right]$$

Le remplacement de l'angle mécanique par un angle électrique donne:

$$\Gamma = -\frac{3}{2} P I^2 \sum_{\alpha=0}^{\infty} \left(2\kappa (1 - a_\alpha^2) \Lambda_{1,2\alpha} \sin 2\alpha (p\Omega t - \theta_0) + \kappa \frac{a_\alpha}{2} \Lambda_{1,2\alpha} (1 + a_\alpha^2) \sin (2(\kappa p \Omega t - \omega t) - 2\alpha \theta_0 + 2\phi) - (1 - a_\alpha) \kappa a_\alpha \frac{\Lambda_{1,2\alpha}}{2} \sin (2(\kappa p \Omega + \omega)t + 2\theta - 2\alpha \theta_0) \right)$$

Les conditions d'existence d'un couple synchrone nous permettent de déterminer les vitesses de rotation possibles compte tenu de toutes les harmoniques qui interviennent.

La valeur moyenne du couple est différente de zéro si

$$2(\kappa p \Omega - \omega) = 0 \text{ donc } \Omega = \frac{\omega}{\kappa p} \text{ pour } k = 3h+1$$

Si $k = 3h+2$ le couple moyen est non nul pour $2(\kappa p \Omega + \omega) = 0$

$$\text{donc } \Omega = -\frac{\omega}{\kappa p}$$

Si κ est un multiple de 3 le couple est nul.

2.1 - EXPRESSIONS DES FLUX POUR LA VITESSE $\Omega = + \frac{\omega}{kP}$

Les relations donnant les différents flux sont:

$$\begin{matrix} \Psi_{\alpha, \mu}^s \\ \Psi_{\beta, \mu}^s \end{matrix} = \sqrt{3} I \left\{ \begin{bmatrix} 0 & \Lambda_{2,0} \\ \Lambda_{2,0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\omega t - \phi) \\ \cos(\omega t - \phi) \end{bmatrix} + \sum_{u=1}^p \begin{bmatrix} 0 & \Lambda_{1,u} \\ \Lambda_{1,u} & 0 \end{bmatrix} \right\} \times$$

$$\begin{bmatrix} a_u \sin(a_u \omega t - 2u \theta_0 + a_u \phi) \\ \cos(a_u \omega t - 2u \theta_0 + a_u \phi) \end{bmatrix}$$

EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE

En appliquant la loi d'Ohm aux armatures de la machine, nous aurons en écriture matricielle:

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt}[Y]$$

où R est la résistance d'une phase statorique.
Nous posons d'autre part

$$\Lambda_{1,2u} \omega = X_{1,2u}$$

$$\Lambda_{2,0} \omega = X_{2,0}$$

En tenant compte des harmoniques les équations de fonctionnement de la machine deviennent dans la base α, β :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha, \beta, \mu}^s \end{bmatrix} = [R] \begin{bmatrix} I_{\alpha, \beta}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Y_{\alpha, \beta, \mu}^s \end{bmatrix}$$

Ce qui nous donne:

$$V_{\alpha\beta, u}^s = I \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \varphi) \\ -\sin(\omega t - \varphi) \end{bmatrix} + I \left\{ \begin{bmatrix} 0 & X_{2,0} \\ -X_{2,0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \varphi) \\ \sin(\omega t - \varphi) \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^{\infty} \begin{bmatrix} 0 & X_{1,2k} \\ X_{1,2k} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(2k\omega t - 2k\theta_0 + 2k\varphi) \\ \sin(2k\omega t - 2k\theta_0 + 2k\varphi) \end{bmatrix} \right\}$$

3. - EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE AVEC LES COMPOSANTES DE PARK

La transformation de PARK définie par:

$$P = \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \theta_0) & -\sin(\omega t - \theta_0) \\ \sin(\omega t - \theta_0) & \cos(\omega t - \theta_0) \end{bmatrix}$$

nous permet d'éliminer le temps dans les équations de fonctionnement de la machine.

Les expressions de $[I_{\alpha\beta}^s]$ dans ce cas sont:

$$I_{dq}^s = +\sqrt{3} I \begin{bmatrix} \cos(\varphi - \theta_0) \\ \sin(\varphi - \theta_0) \end{bmatrix}$$

3.1 - APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK EN TENANT COMPTE DES HARMONIQUES

Nous appliquons cette transformation à chaque harmonique

d'indice k à l'aide de la matrice de rotation P_k définie par:

$$P_k = \begin{bmatrix} \cos 2k(\theta - \theta_0) & -a_k \sin 2k(\theta - \theta_0) \\ a_k \sin 2k(\theta - \theta_0) & \cos 2k(\theta - \theta_0) \end{bmatrix}$$

d'où les équations de fonctionnement suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_{d,k}^s \\ V_{q,k}^s \end{bmatrix} = I \begin{bmatrix} R_s & -X_{2,0} \\ X_{2,0} & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\varphi - \theta_0) \\ \sin(\varphi - \theta_0) \end{bmatrix} + I \sum_{k=1}^{\infty} \begin{bmatrix} 0 & +\frac{X_{1,2k}}{2} \\ \frac{X_{1,2k}}{2} & 0 \end{bmatrix} \times$$

$$\begin{bmatrix} \cos(a_k \varphi + (a_k - 2) \theta_0) \\ \sin(a_k \varphi + (a_k - 2) \theta_0) \end{bmatrix}$$

L'équation de fonctionnement électrique du stator pour l'harmonique d'ordre un dans les axes d et q liés au rotor est:

$$\begin{bmatrix} V_{d1}^s \\ V_{q1}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -X_{q1} \\ X_{d1} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}$$

$$X_{d1} = X_{2,0} + \frac{X_{1,2k}}{2}$$

avec $h=0$ donc $k=1$

$$X_{q1} = X_{2,0} - \frac{X_{1,2k}}{2}$$

En se limitant au fondamental de l'équation de fonctionnement électrique de la machine nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -X_q \\ X_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}$$

ceci nous donne le diagramme développé par, J.M. KAUFFMANN

et V.B HONSINGER dans leurs travaux/4/,/5/.

En prenant la tension comme origine des phasors, figure(1;2) on aura:

$$\bar{V} = (R_s + jX_q)\bar{I} + j(X_d - X_q)\bar{I}_q$$

$$\bar{V} = (R_s + jX_q)\bar{I} + \bar{E}_s$$

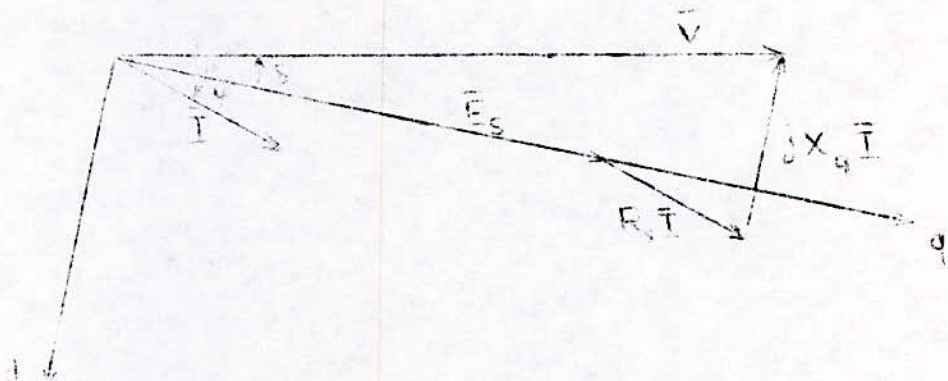


fig: 1-2 Diagramme des phases

\bar{E}_s correspond à une f.e.m due à la saillance du rotor, l'angle δ correspond au déphasage entre cette f.e.m et la tension d'alimentation. La représentation en complexe du courant total s'exprime par:

$$\bar{I} = I_d e^{-j(\frac{\pi}{2} + \delta)} + I_q e^{-j\delta}$$

c.a.d

$$\bar{I} = \frac{1}{(R_s^2 + X_d X_q)} \left[(R_s - j \frac{X_d - X_q}{2}) V + j (\frac{X_d - X_q}{2}) V e^{-j2\delta} \right]$$

Lorsque la charge varie, le courant décrit dans le plan complexe un cercle de rayon r et de centre OC_0 , telle que.

$$r = \frac{V}{X_d X_q + R_s^2} (X_d - X_q)$$

$$O \Omega_o = \frac{V}{R_s^2 + X_d X_q} (R_s - j \frac{X_d + X_q}{2})$$

Ce cercle figure(1-3) permet d'analyser le fonctionnement de la machine, la lecture des puissances active et réactive absorbées est obtenue en multipliant respectivement les composantes active et réactive du courant par $3V$.

L'étude de la stabilité locale/3/, montre que les points de fonctionnement stable sont définis sur le demi cercle FE décrit dans le sens trigonométrique de F à E.

En marche à vide, la puissance interne est nulle, ce qui correspond au point D appartenant à la droite OL

Les arcs FD et GE correspondent respectivement au fonctionnement moteur et générateur. Pour un point de fonctionnement appartenant à l'arc DG, la machine absorbe simultanément de la puissance électrique et mécanique.

Nous saurons calculer les performances de la machine si nous connaissant X_d et X_q que nous essaierons de déterminer dans le chapitre suivant.

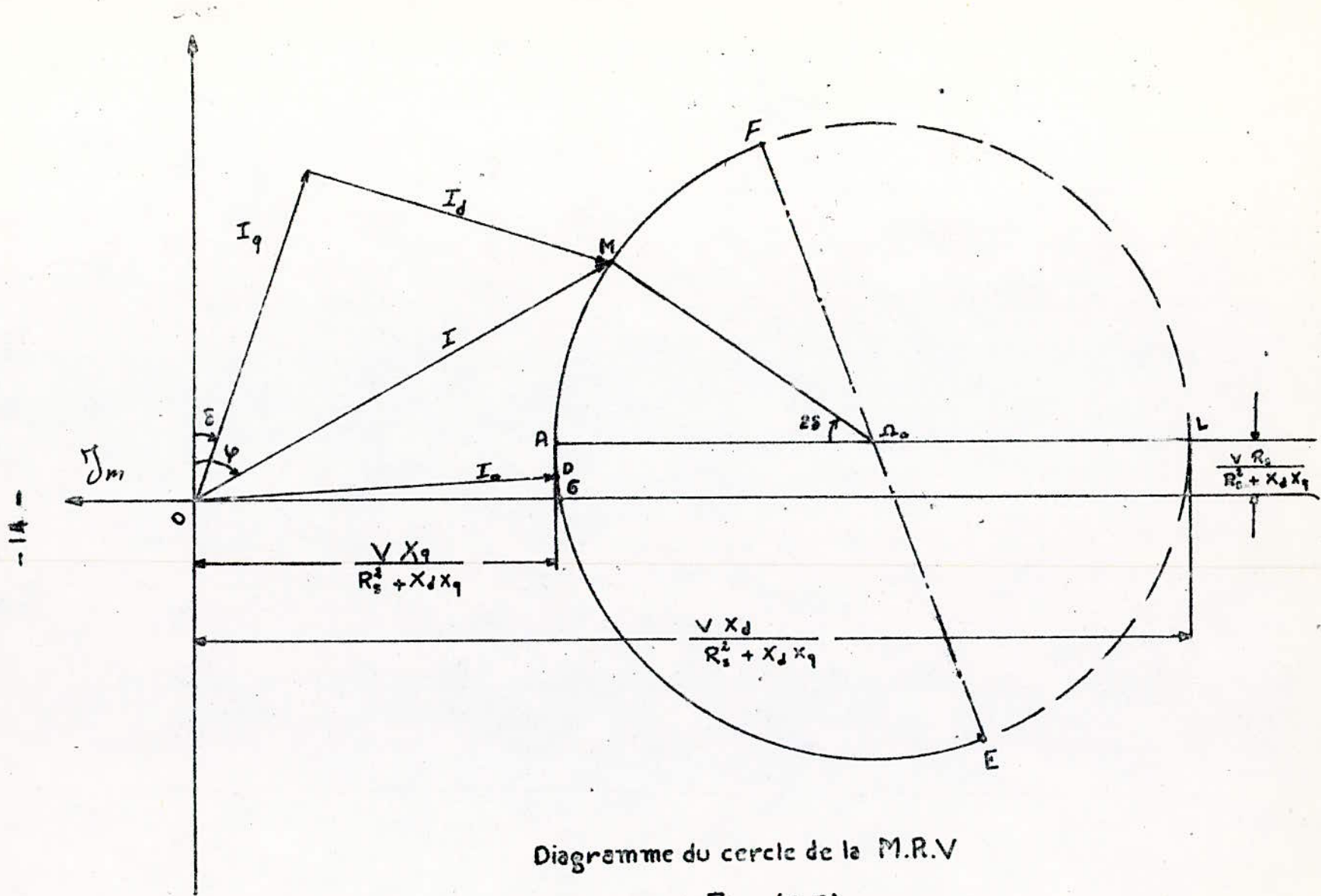


Diagramme du cercle de la M.R.V

Fig (1.3)

CHAPITRE 2

Les performances de la machine à réluctance variable sont déterminées lorsque les réactances directes et transversales sont connues.

Le calcul de ces réactances est complexe car il nécessite la détermination du champ dans l'entrefer qui présente une géométrie complexe et des hypothèses simplificatrices sont nécessaires.

Dans nos calculs nous adopterons les hypothèses suivantes:

Les harmoniques de temps et d'espace sont négligés.

Les lignes de champ dans l'entrefer sont supposés radiales.

Le courant dans le rotor est supposé nul et la perméabilité du fer infinie.

Soit une armature triphasée alimentée par des courants triphasés sinusoïdaux, on suppose que la distribution des ampères-tours est sinusoïdale et en se limitant au fondamental les F_{dm} suivant l'axe direct et inverse sont données par:

$$F_d = \frac{3}{2} A I_d \cos p\theta$$

$$F_q = \frac{3}{2} A I_q \sin p\theta$$

$$A = \frac{2n}{\pi} k_b$$

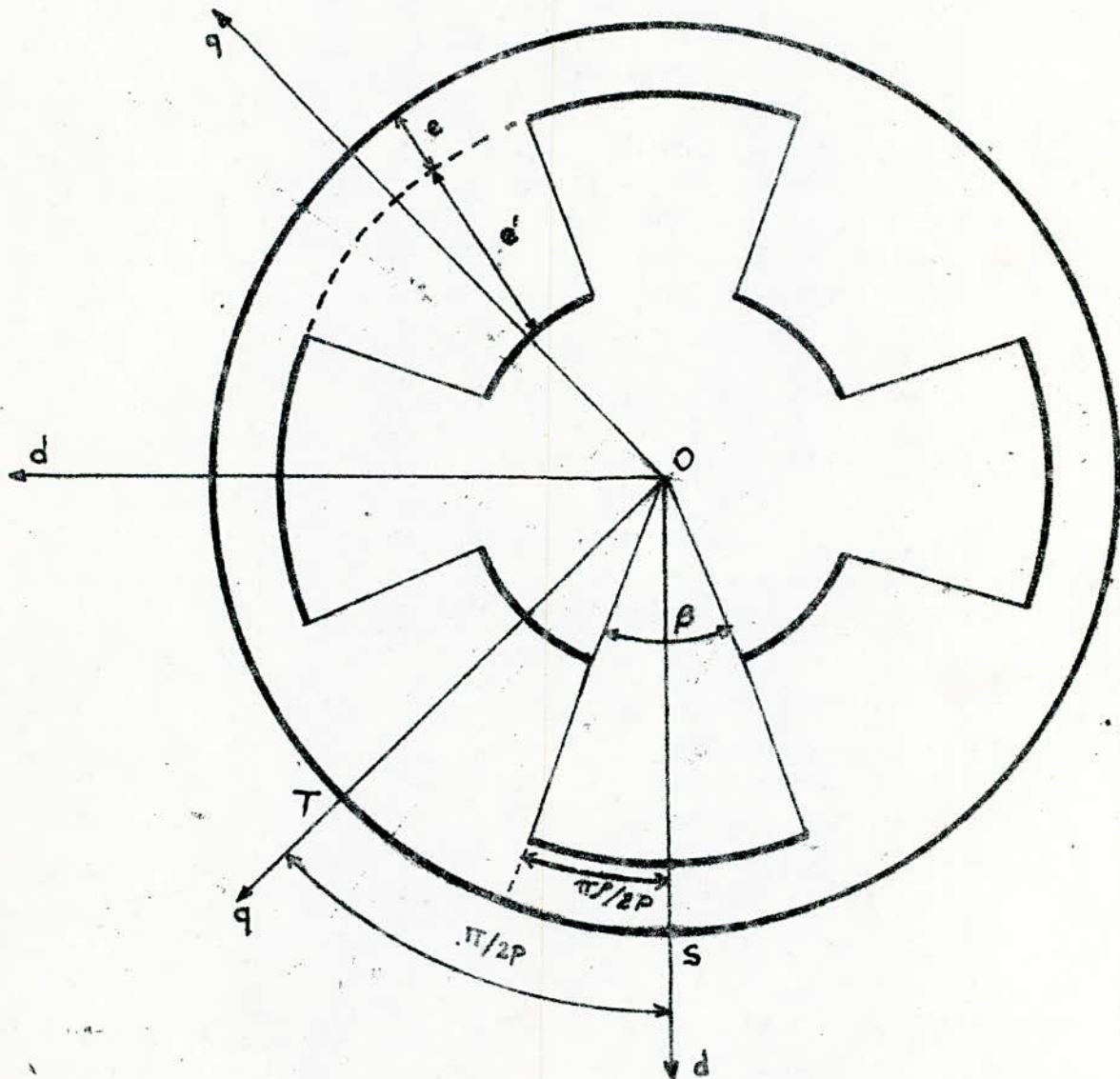
La symétrie par rapport aux axes d et q permet de limiter l'étude dans le domaine se trouvant entre eux fig(2-1.)

1. - CHAMP SUIVANT L'AXE q

La distribution du champ suivant cet axe est donnée par la fig(2-2).

Considérons l'intégrale suivant le contour O S T O fig(2-1) que l'on peut diviser en deux parties distinctes selon les valeurs de l'angle θ .

$$1^{\circ} / 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2p}$$



Modèle de base utilisé pour le calcul de X_d et X_q

Fig (2-1)

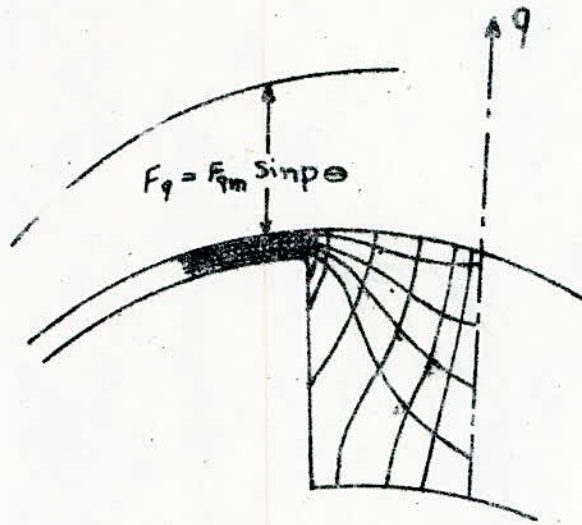


Fig (2.2) distribution du champ suivant l'axe q

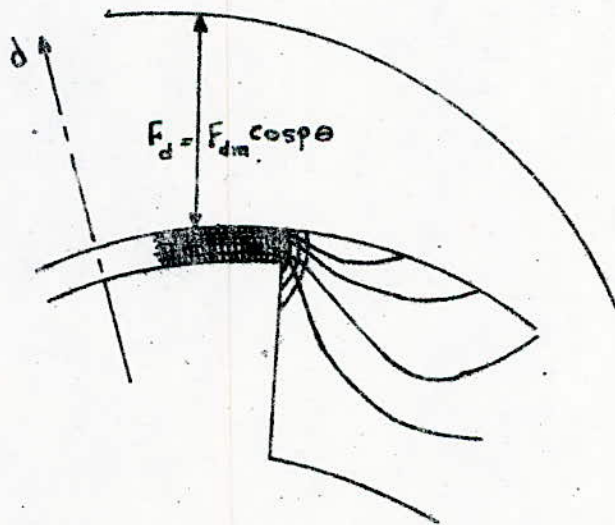


Fig (2.3) distribution du champ suivant l'axe d

On a

$$\oint H dl = F_q$$

$$H_{q1} = \frac{F_{qm} \sin p\theta}{2e}$$

$$F_{qm} = \frac{3}{2} A \sqrt{2} I_q$$

et l'induction s'écrit:

$$B_{q1} = \mu_0 H_{q1}$$

$$B_{q1} = \frac{\mu_0 F_{qm} \sin p\theta}{2e}$$

$$2^\circ / \quad \frac{\pi p}{2p} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2p}$$

De la même manière que pour le cas précédent on a:

$$H_{q2} = \frac{F_{qm} \sin p\theta}{2(e+e')}$$

et

$$B_{q2} = \frac{\mu_0 F_{qm} \sin p\theta}{2(e+e')}$$

Le flux suivant l'axe q se calcul par :

$$\Phi_q = \oint B dS = \int B_{q1} dS_1 + \int B_{q2} dS_2$$

Si L est la longueur du rotor et D son diamètre extérieur l'expression du flux devient:

$$\Phi_q = \frac{\mu_0 DL F_{qm}}{4} \left[\frac{1}{e} \int_0^{\frac{\pi p}{2p}} \sin p\theta d\theta + \frac{1}{(e+e')} \int_{\frac{\pi p}{2p}}^{\pi} \sin p\theta d\theta \right]$$

$$\Phi_q = \frac{\mu_0 DL F_{qm}}{4pe} \left[1 - \frac{e'}{e+e'} \cos \frac{\pi p}{2} \right]$$

La self inductance L_{qm} est donné par:

$$L_{qm} = \frac{\Phi_q k_f n}{I_q} = \frac{3/2 DL \sqrt{2} n^2 k_b^2}{4 \pi p e} \left[1 - \frac{e'}{e+e'} \cos \frac{\pi p}{2} \right]$$

La réactance en quadrature égale à:

$$X_{qm} = L_q \omega \text{ peut s'écrire: } X_{qm} = X_c k_q$$

avec

$$X_c = \frac{3\sqrt{2}/2 DL n^2 k_b^2 \omega}{4 \pi p e}$$

$$k_q = \left[1 - \frac{e'}{e+e'} \cos \frac{\pi p}{2} \right]$$

X_c correspond à la réactance d'une machine synchrone à pôles lisses.

2. - CALCUL DU CHAMP SUIVANT L'AXE d

La distribution du champ suivant l'axe d est donné par la figure (2-3)

Pour θ compris entre $p \frac{\pi}{2p}$ et $\frac{\pi}{2p}$, le flux est négligeable et on peut écrire:

$$\oint H_d dl = F_{dm} \cos p \theta$$

$$F_{dm} = \frac{3}{2} A I_d \sqrt{2}$$

$$H_d = \frac{F_{dm}}{2e} \cos p \theta$$

$$B_d = \frac{\mu_0}{2e} F_{dm} \cos p \theta$$

L'expression du flux suivant l'axe d est déterminé par:

$$\Phi_d = \oint B_d ds$$

On a :

$$\Phi_d = \frac{\mu_0 DL}{4p\epsilon} F_{dm} \sin \frac{\pi p}{2}$$

L'inductance correspondante est donnée par :

$$L_{md} = \frac{\Phi_d}{I_d} n k_b$$

c'est à dire

$$L_{md} = \frac{3\sqrt{2} \mu_0 DL n^2 k_b^2}{4\epsilon p \pi} \sin \frac{\pi p}{2}$$

Ainsi la valeur de la réactance directe est donnée par :

$$X_{dm} = \frac{3\sqrt{2} \mu_0 DL n^2 k_b^2 \omega}{4\epsilon p \pi} \sin \frac{\pi p}{2} = X_c k_d$$

$$k_d = \sin \frac{\pi p}{2}$$

3. - DETERMINATION DE L'ANGLE OPTIMUM DE L'OUVERTURE DE LA

DENT

Le couple est maximum lorsque $(X_d - X_q)$ est maximum.

On a :

$$(X_{dm} - X_{qm}) = X_c \left[\sin \frac{\pi p}{2} - \left(1 - \frac{e'}{e'+e} \cos \frac{\pi p}{2}\right) \right] \quad (1)$$

La dérivée partielle en fonction de p de $(X_{dm} - X_{qm})$ est :

$$\frac{\partial (X_{dm} - X_{qm})}{\partial p} = X_c \left[\frac{\pi}{2} \cos \frac{\pi p}{2} - \frac{\pi}{2} \frac{e'}{e'+e} \sin \frac{\pi p}{2} \right] \quad (2)$$

En égalisant (2) à zéro, nous obtenons la valeur de p pour laquelle $(X_{dm} - X_{qm})$ est maximum.

β est égale à :

$$\beta = \frac{2}{p} \arctan \left(1 + \frac{e}{e'}\right)$$

La courbe de variation de β en fonction de l'entrefer et du nombre de paire de pôles est donnée par : la fig(2 - 4)

Variation de β électrique en fonction de la valeur de $\frac{e}{e'}$,
des interfaces de la machine.

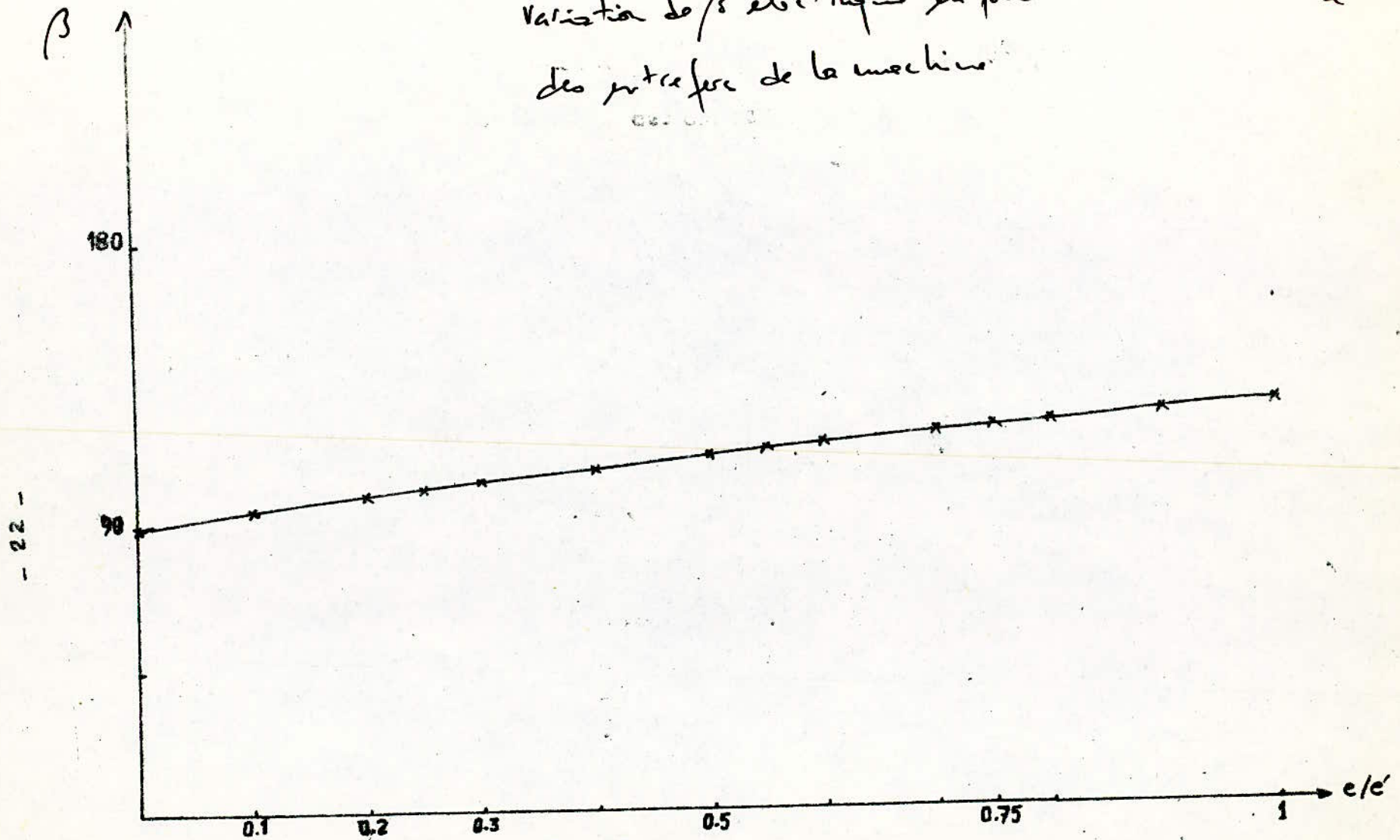


Fig (2-4)

Ce calcul simplifié des réactances de la machine, permet d'approcher la valeur optimale de l'ouverture de la dent du rotor.

Dans le cas habituel d'un petit entrefer on trouve une valeur optimum de β égale à 90° électrique.

Ce résultat a été obtenu par P.J. LAWRENSON et B.J. CHALMERS /6/. /9/.

F.M. SARGOSS/10/ TROUVE un optimum de $\beta = 0,4$ pour les entrefers moyens et de $\beta = 0,5$ pour les petits entrefers.

A. MAILFERT/11/ montre que l'on peut calculer les performances des MRV par un modèle où la saturation est localisée aux niveaux des dents du stator et trouve que l'angle optimum pour une machine dipolaire, est voisin de 60° c'est à dire pour $\beta = 0,33$.

Chapitre III

Dans cette partie nous présentons les différents essais effectués sur deux machines à stators lisses ayant 2 et 4 pôles et dont les rotors sont en acier massif réluctant. Ceux ci présentent deux et quatre méplats respectivement fig(3-1) et (3-2), ce qui nous permet de respecter la condition d'obtention d'un couple moyen non nul /3/, /7/, /2/, /1 2/.

Machine à deux pôles

Puissance nominale:	4,4 kW
Tension nominale:	220/380 V
Courant nominal:	15,8/9,8 A
Fréquence d'alimentation:	50 Hz
Nombre d'encoches au stator:	36
Nombre de spires par encoche:	20A
Alésage intérieur du stator:	122 mm
Diametre du rotor massif:	120,8 mm

Machine à quatre pôles

Puissance nominale:	3,7 KW
Tension nominale:	220/380 V
Courant nominal:	15/9,8 A
Nombre des phases:	3
Nombre d'encoches:	36
Alesage intérieur du stator:	122,8 mm
Diametre du rotor massif:	121,6 mm

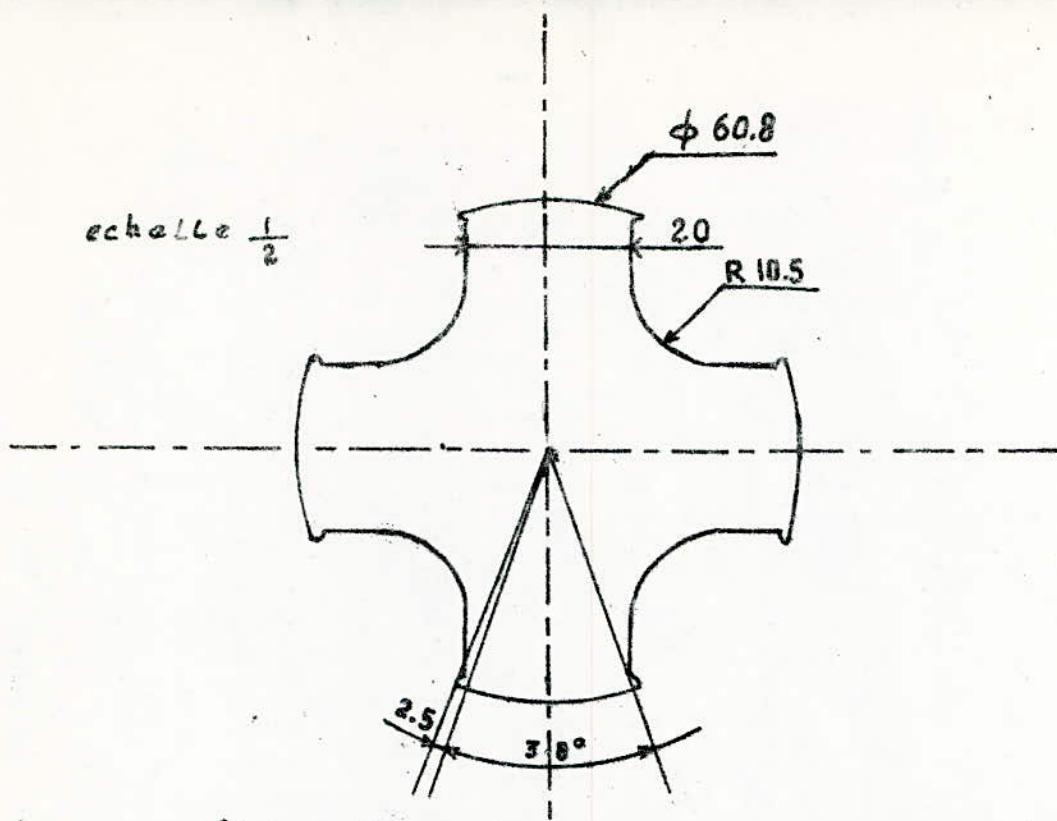
1 . - ESSAIS

1.1- MESURE DES RESISTANCES STATORIQUES

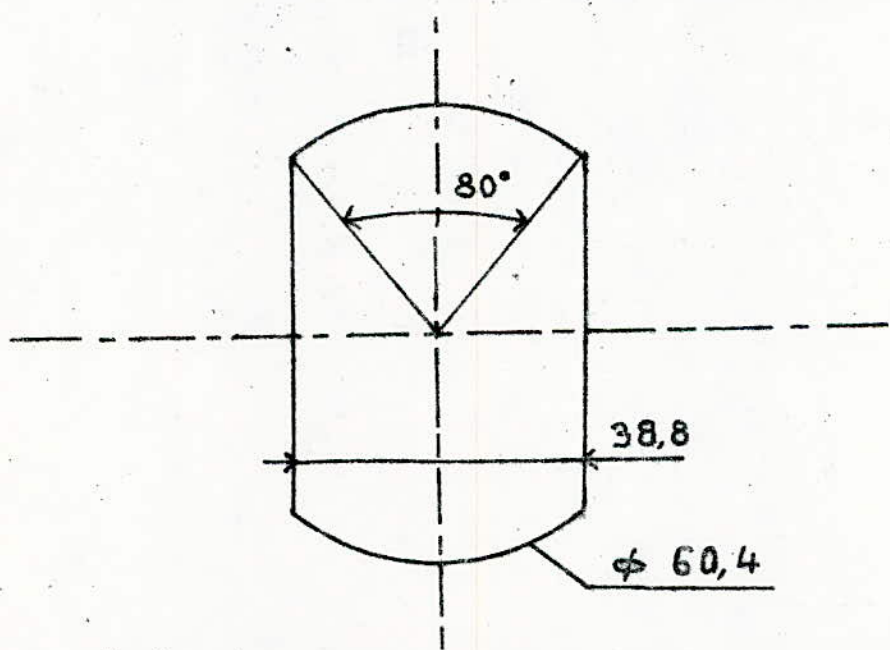
La mesure des resistances se fait à chaud par la methode classique, les valeurs obtenues par la methode avale sont:

Machine à 2 pôles: $R=(0,28 \pm 0,01)$

Machine à 4 pôles: $R=(1,6 \pm 0,1)$



Fig(3.1) - Coupe transversale du rotor de La MRV à $P=2$



Fig(3.2) - Coupe transversale du rotor de La MRV à $P=1$

2. - ESSAIS DIRECTS

Ces essais concernent le fonctionnement à vide et en charge; ils permettent l'identification de la machine par la détermination des réactances directes et transversales.

2.2- ESSAIS A VIDE

Le moteur est alimenté par différentes tensions à différentes fréquences de telle sorte que $V/f = \text{const.}$ Ces dernières sont obtenues à l'aide d'un alternateur entraîné par un moteur à courant continu, à différentes vitesses.

L'onde de tension et de courant délivrée par l'alternateur ne sont pas sinusoïdales pures mais présentent beaucoup d'harmoniques qui influent sur les résultats obtenus.

Les deux M R V démarrent en asynchrone sans dispositif auxiliaire, et lorsque le stator est en étoile les deux machines s'accrochent au réseau pour des tensions composées voisines de 160 V, quelque soit la fréquence.

Le montage en triangle ne permet pas l'accrochage.

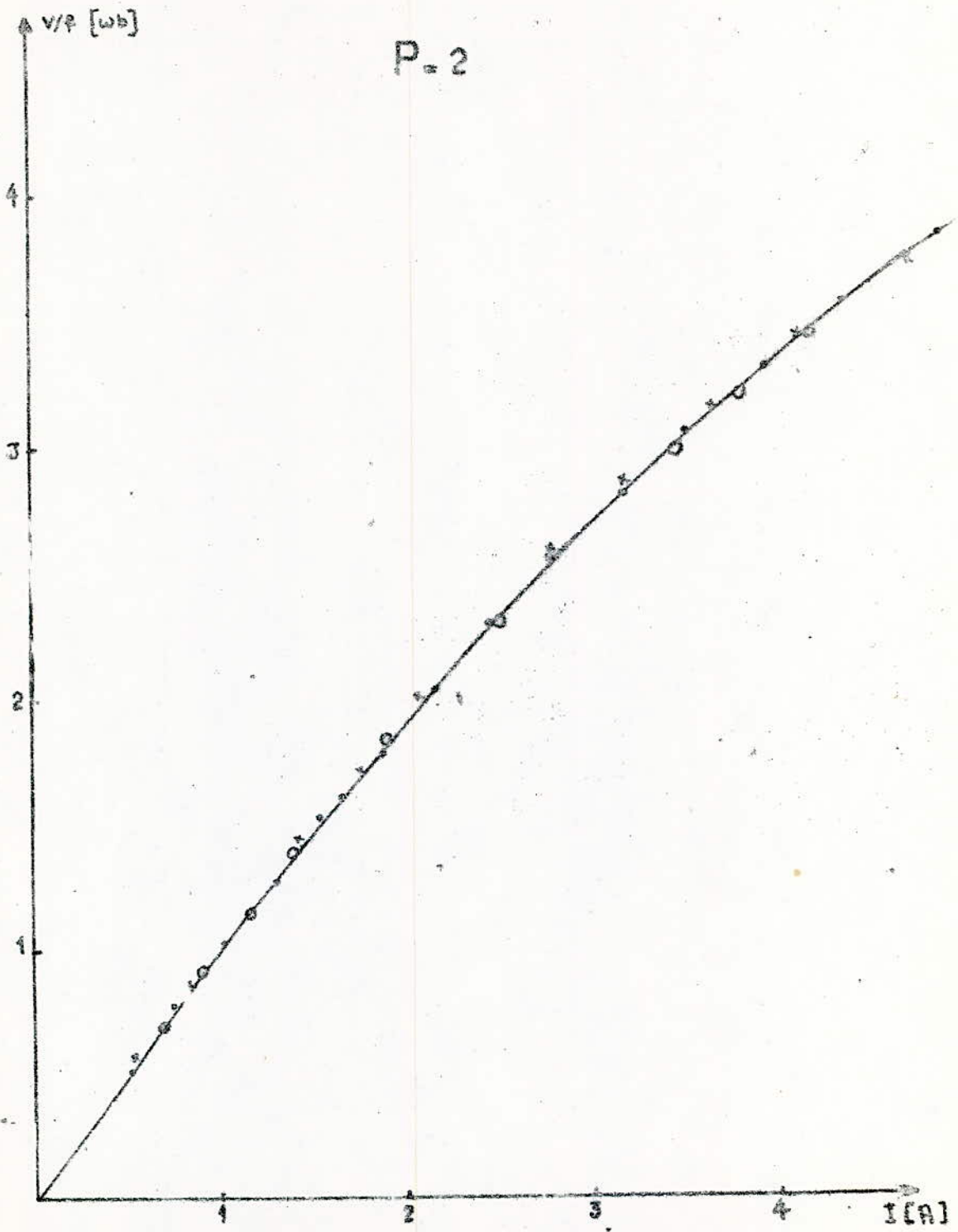
Les courbes de variations des flux en fonction du courant sont données par les figures (3-3) et (3-4), elles montrent que les deux machines étudiées ne possèdent pas les mêmes caractéristiques magnétiques c'est à dire les rotors sont de matériaux différents.

Les réactances directes, sont obtenues à partir de cet essai en écrivant approximativement $I_0 \approx 5/$

$$I_0 = \frac{V}{\sqrt{R_s^2 + X_d^2}}$$

qui n'est valable que lorsque les courants statoriques produisent une F.m.m Sinusoïdale dans l'espace et dans le temps.

Les variations des inductances directes en fonction du flux sont données par les figures (3-5) et (3-6) elles montrent que pour les machines à deux paires de pôles l'inductance est constante au départ puis diminue au



Variation de V/F en fonction de courant

Fig (3-3)

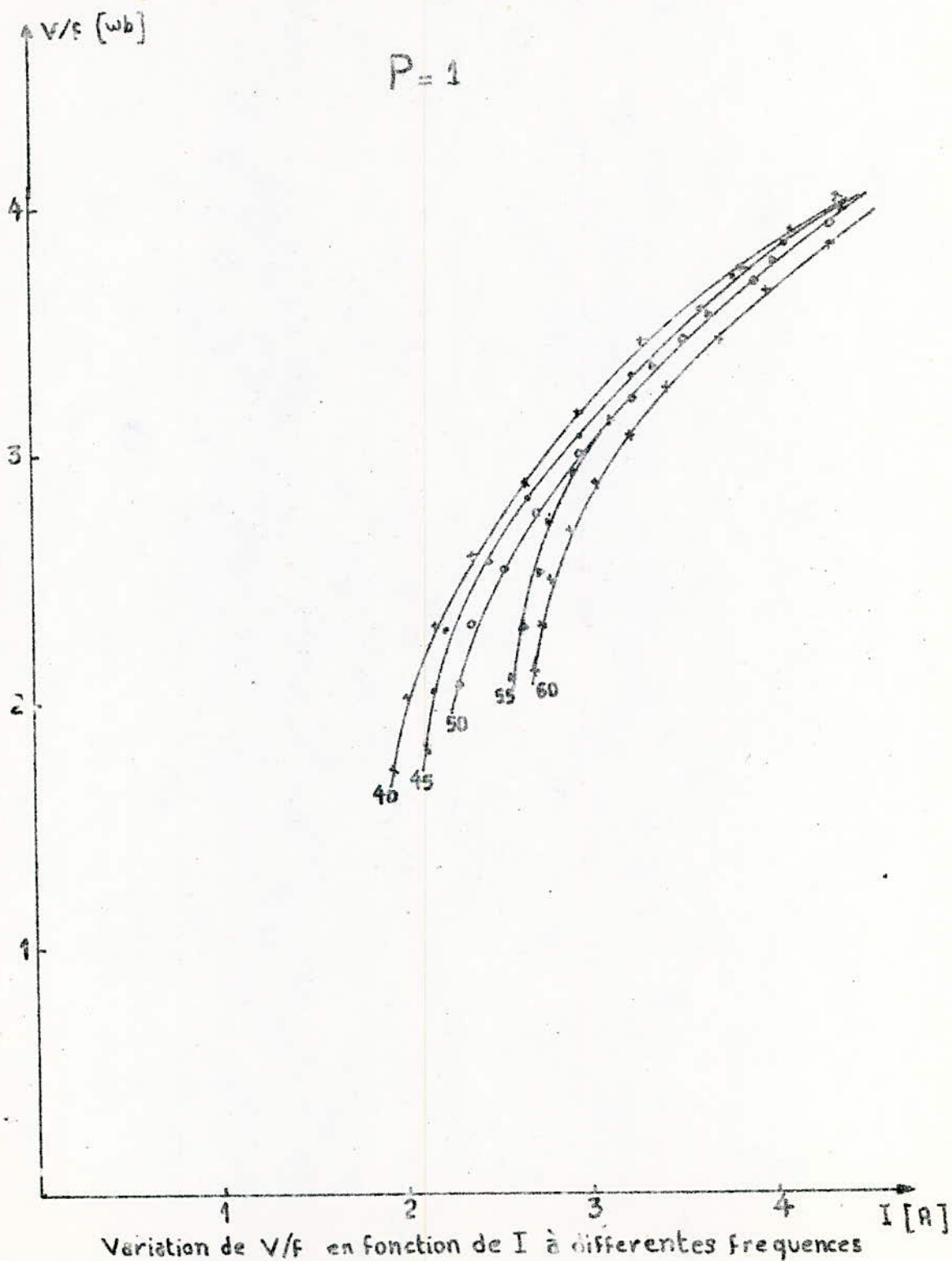
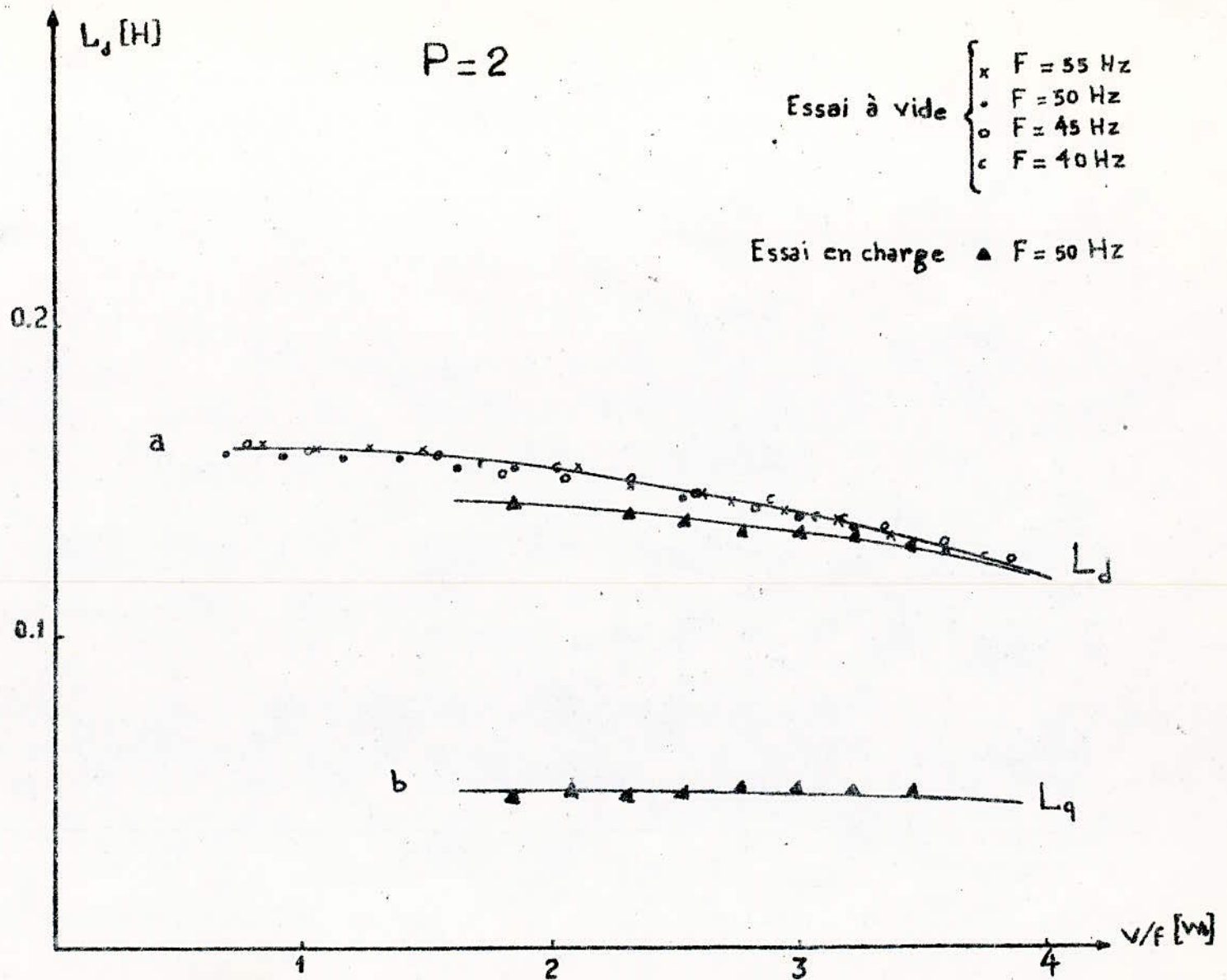


Fig (3-4)



a - Variation de L_d en fonction de V/F

b - Variation de L_q en fonction de V/F

Fig (3.5)

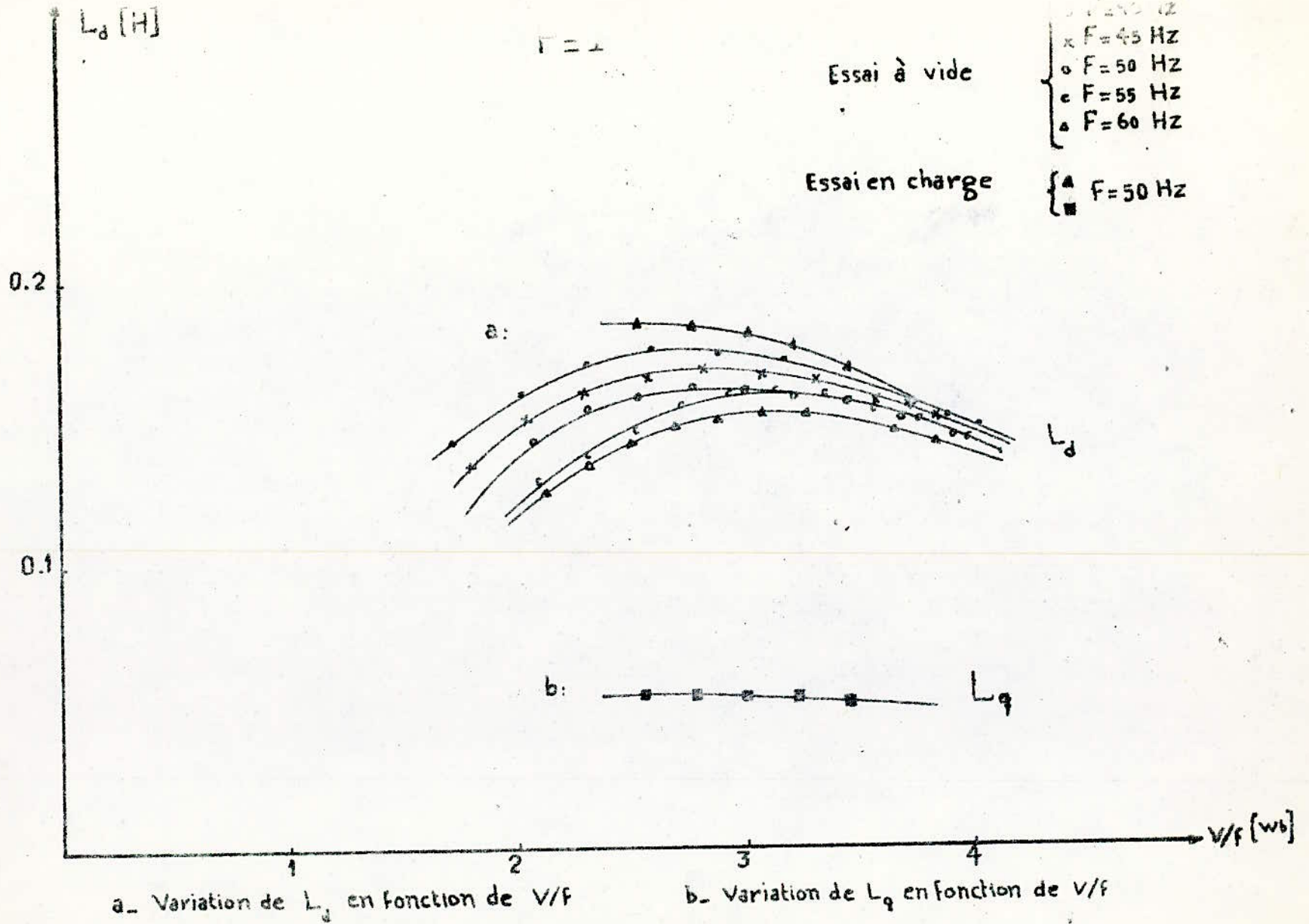


Fig (3-6)

fur et à mesure que le matériau du rotor se sature. Par contre pour la machine à une paire de pôle croît avec le flux jusqu'à une maximum puis diminue lorsque le fer est saturé.

La séparation des pertes à vide nous permet de constater que pour les deux MRV, les pertes fer figure (3-7) ⁽³⁻⁴⁾ diminuent lorsque la fréquence augmente. Ce résultat "anormal" pourrait s'expliquer par la forme du signal d'alimentation qui provoque des pertes supplémentaires dues aux harmoniques de rang supérieur

2.2 -ESSAIS EN CHARGE

La machine accroché au réseau, entraîne une dynamo-balance étalonné qui débite sur une charge résistive.

Pour différentes tension à la fréquence industrielle nous relevons, le courant, la tension et les puissances absorbées par la machine.

2.3 -RENDEMENT ET FACTEUR DE PUISSANCE

Le rendement est obtenu par une méthode directe, La valeur de ce dernier augmente avec la charge figure (3-9) et (3-10) Il atteint la valeur maximum de 80,5% pour la machine à 4 pôles par contre pour la machine à 2 pôles le rendement maximum est de 63,5%.

Le facteur de puissance varie avec la charge et diminue lorsque la tension augmente. La machine à deux présente un facteur de puissance figure (3-11) meilleur que celui de la deuxième machine figure (3-12).

2.4 -DIAGRAMME DU CERCLE DANS LE PLAN P ET (-Q)

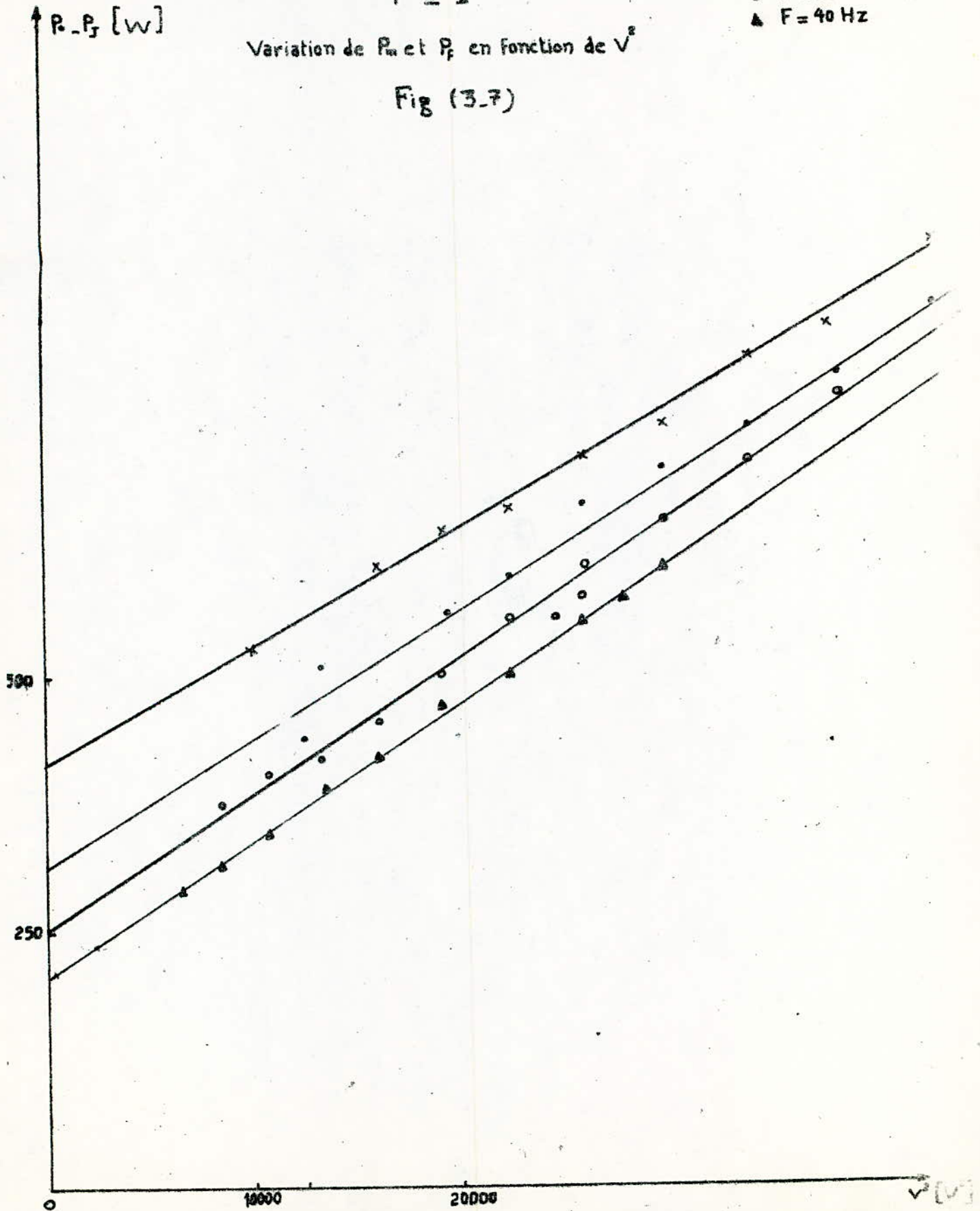
Les essais en fonctionnement moteur sont complétés par

- x F = 60 Hz
- F = 55 Hz
- o F = 50 Hz
- ▲ F = 40 Hz

$$P = 1$$

Variation de P_m et P_f en fonction de V^2

Fig (3-7)

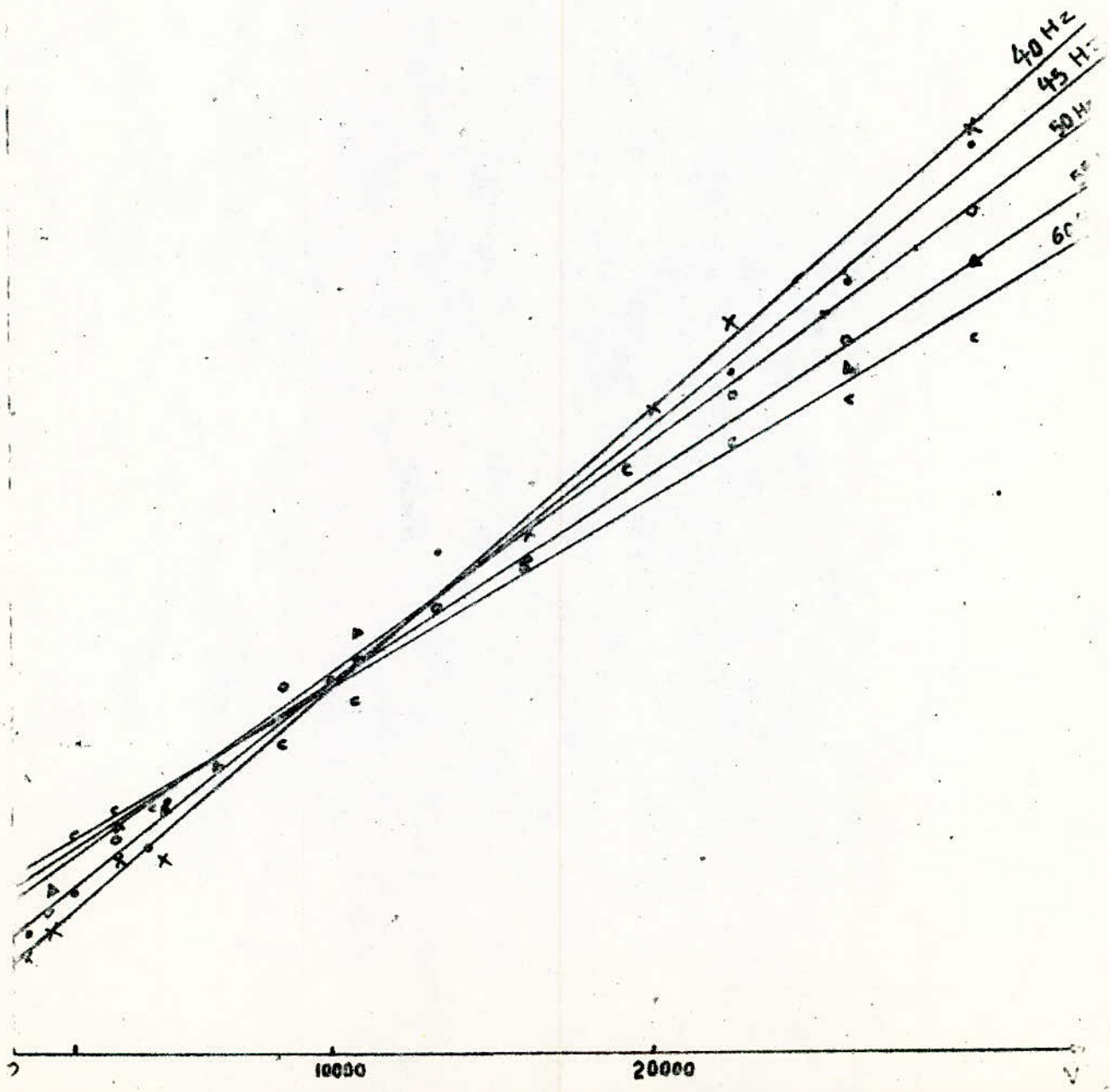


$P=2$

$P_m + P_f$ [w]

Variation de $P_m + P_f$ en fonction de V^2

Fig (3-8)

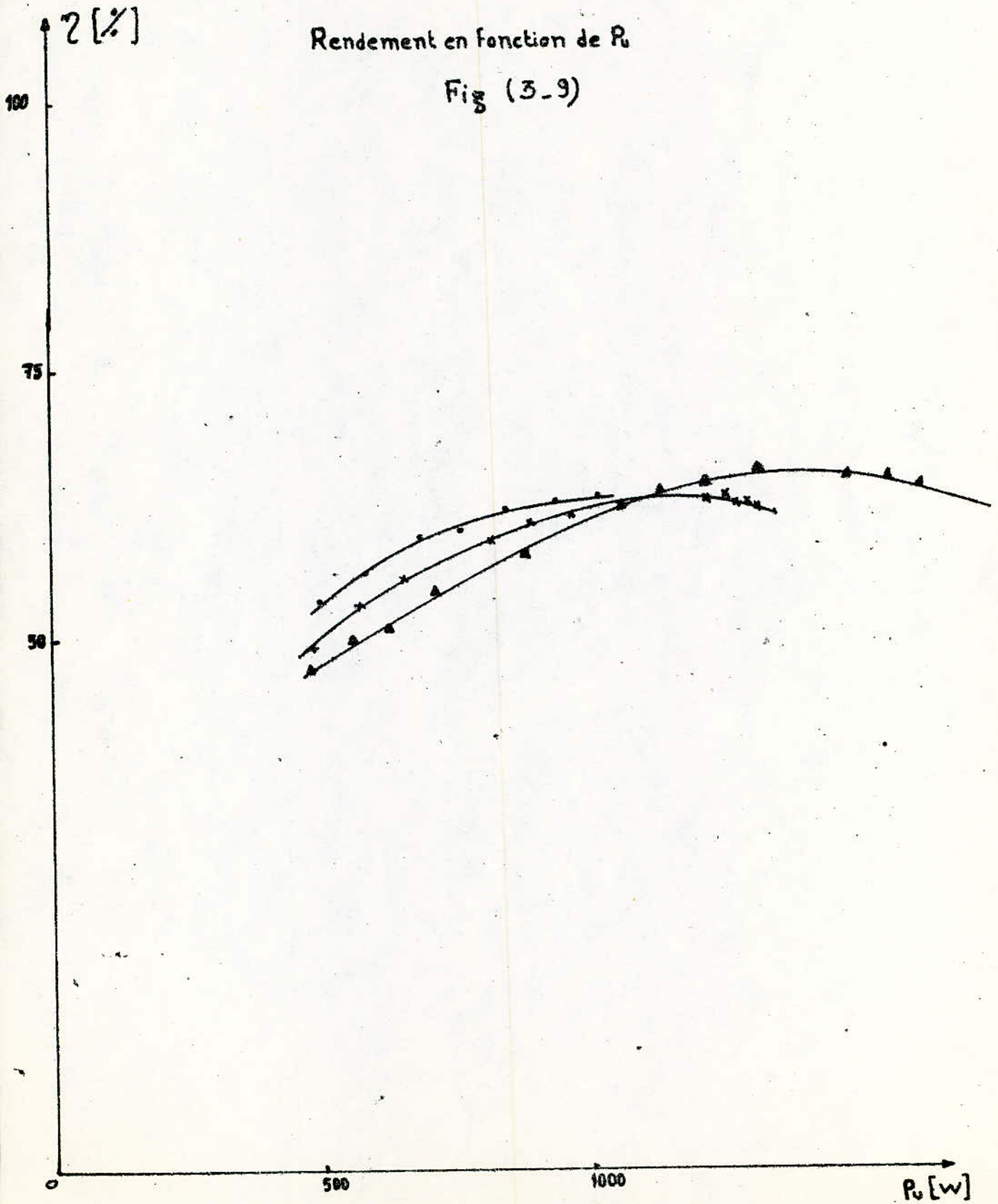


P = 1

- U = 260 V
- x U = 280 V
- U = 300 V

Rendement en fonction de P_u

Fig (3-9)



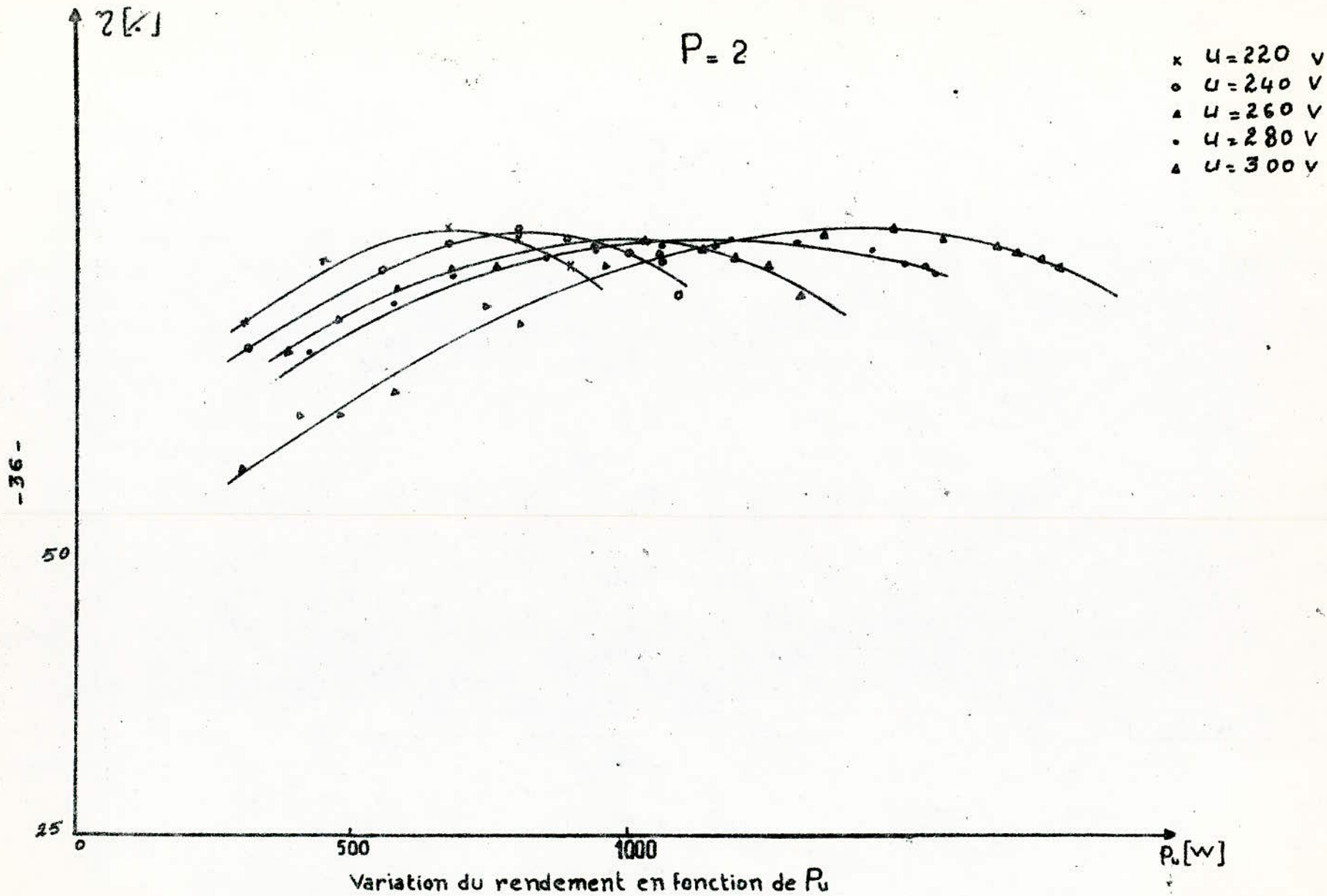
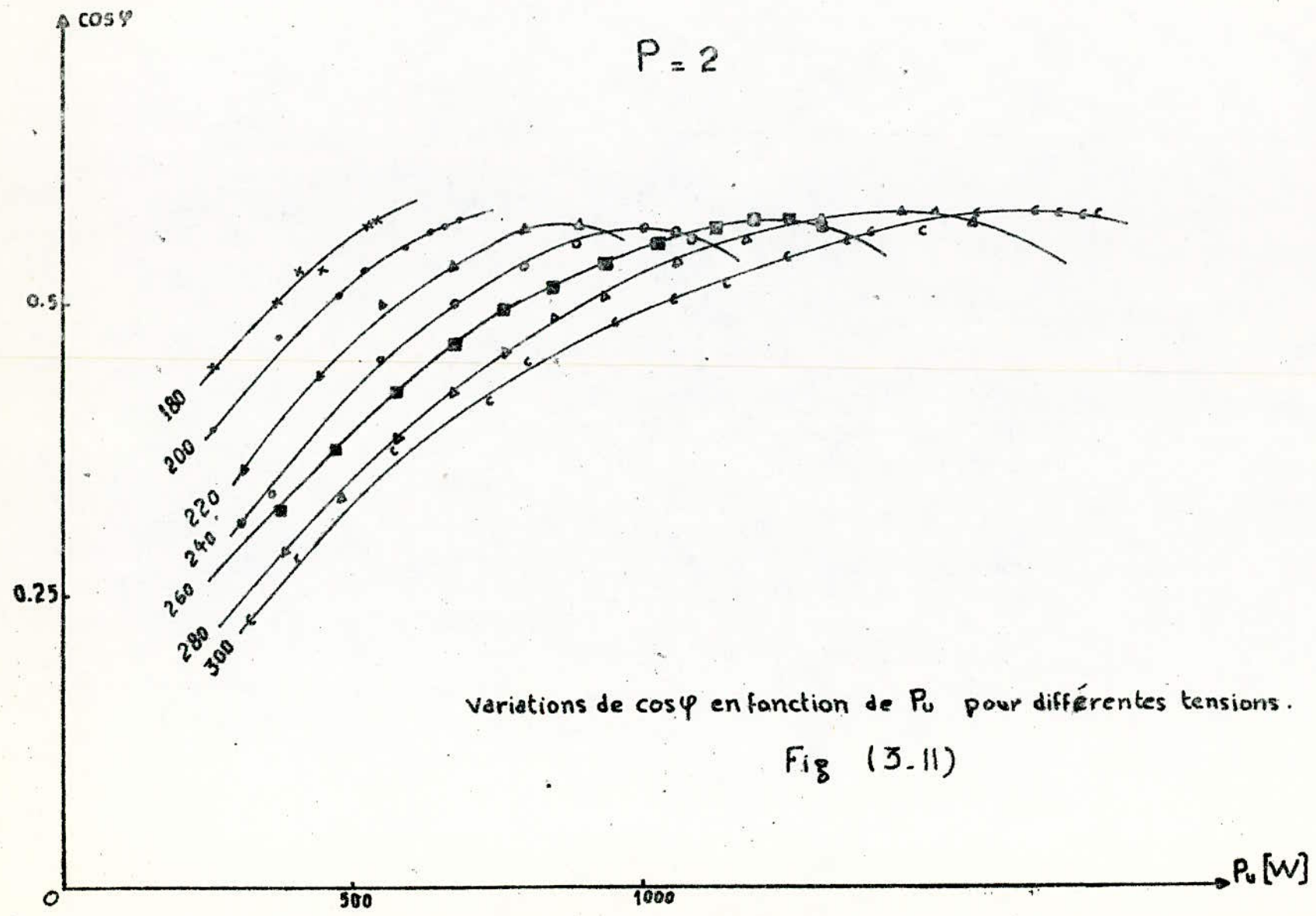


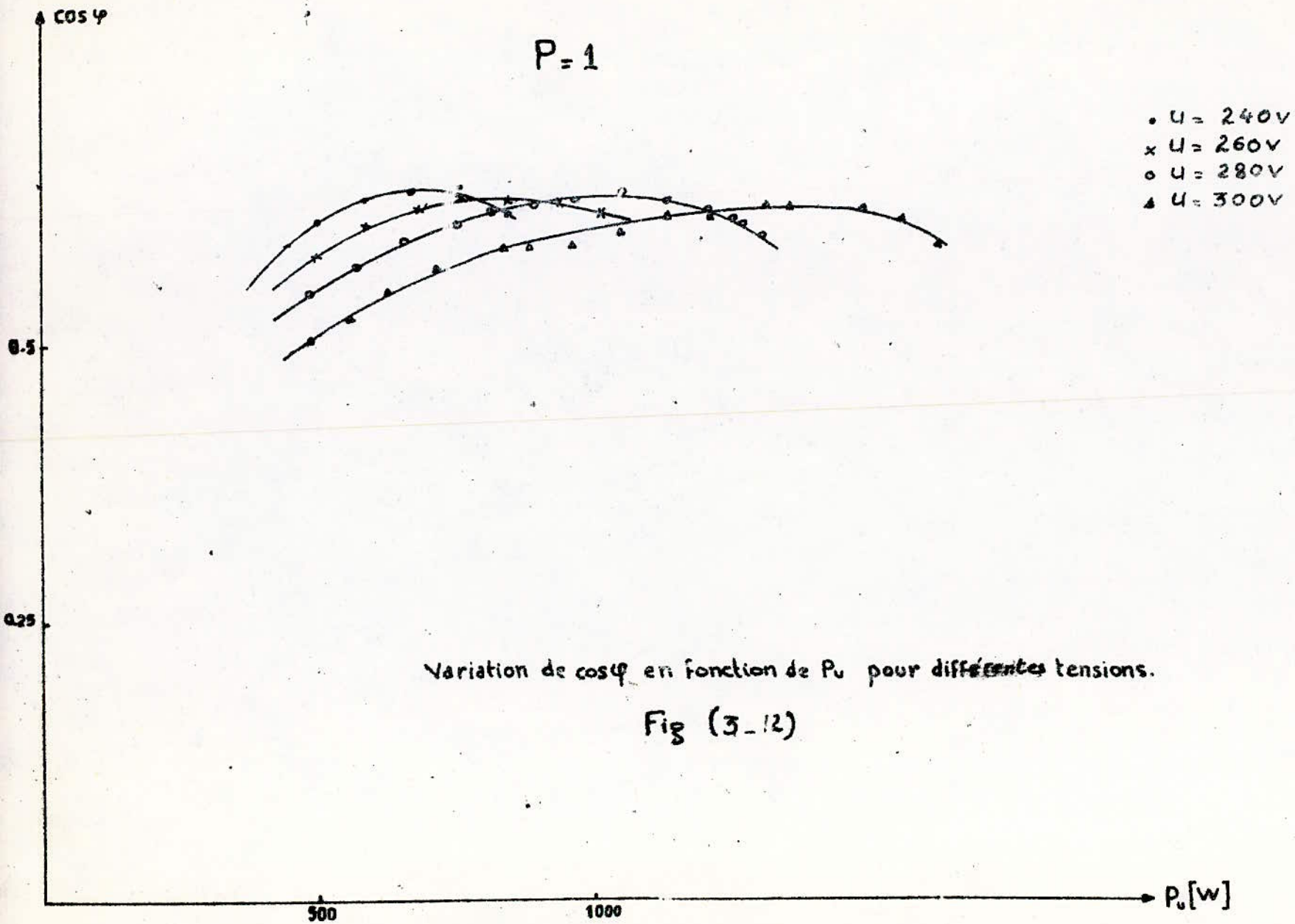
Fig (3-10)

$P = 2$



variations de $\cos \varphi$ en fonction de P_0 pour différentes tensions.

Fig (3.11)



des essais en fonctionnement alternateur débitant sur le réseau.

Les points expérimentaux obtenus en marche moteur et en marche alternateur se placent sur un cercle avec une précision satisfaisante.

Le fonctionnement en charge à différentes tensions décroissantes donne une famille de cercles qui se déplacent vers le sens des puissances réactives positives, figure (3-13) et (3-13').

Les coordonnées du rayon ainsi que celles du lieu du centre de chaque cercle nous permettent de déterminer les réactances transversales et longitudinales, /3/, /5/, les résultats obtenus sont donnés par la figure (3-4)

La variation du centre du cercle dans le plan des puissances actives et réactive est une droite d'équation:

$$P_{\omega_0} = \frac{2R_s}{X_d + X_q} Q_{\omega_0}$$

Lorsque la résistance statorique est nulle le centre du cercle se déplace sur l'axe des puissances réactives.

En réalité on remarque que le lieu du centre du cercle ne décrit pas tout à fait une droite ceci est dû à la saturation du fer où X_d et X_q perdent la signification qu'ils ont en linéarité /11/.

-40-

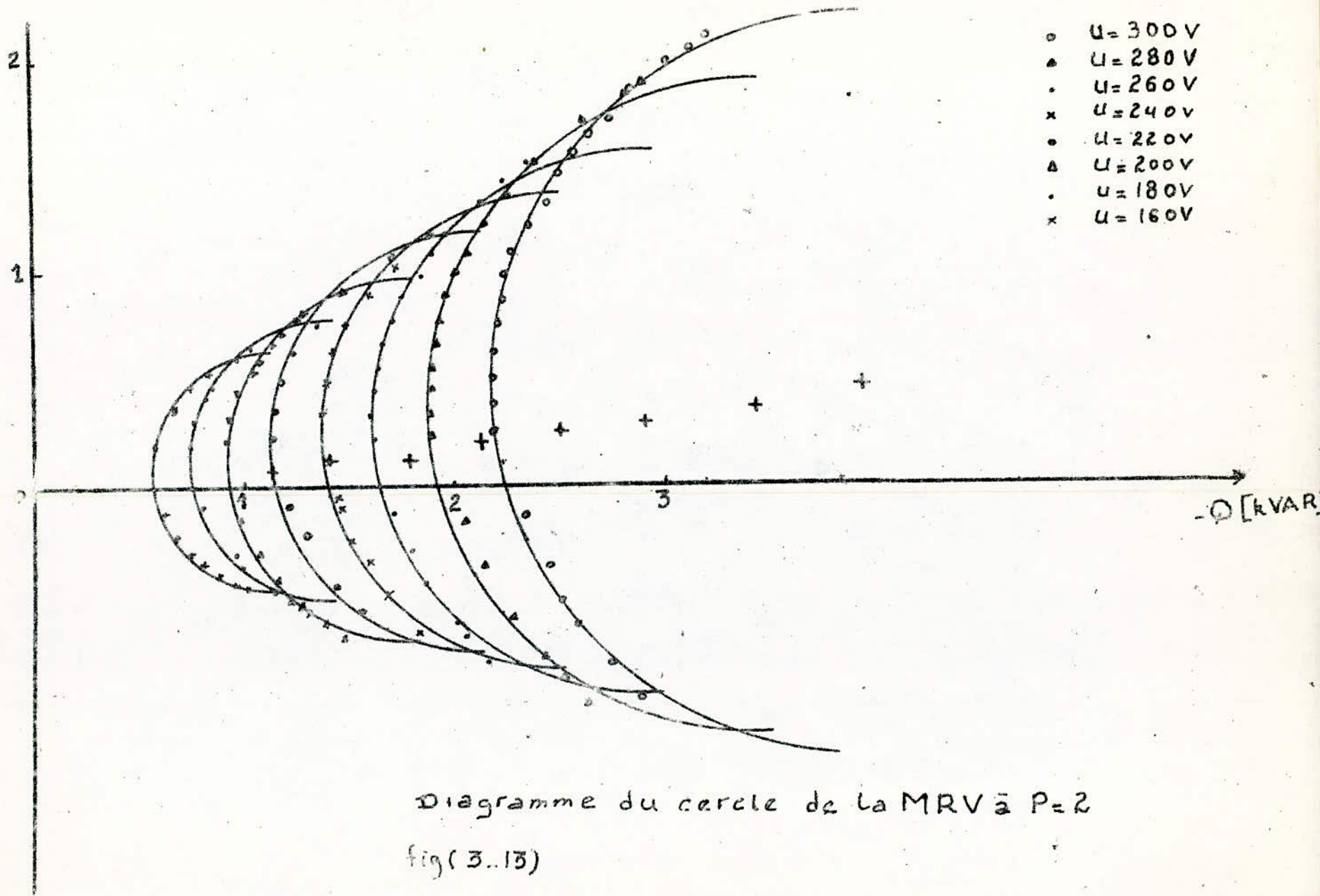


Diagramme du cercle de la MRV à $P=2$

fig(3.13)

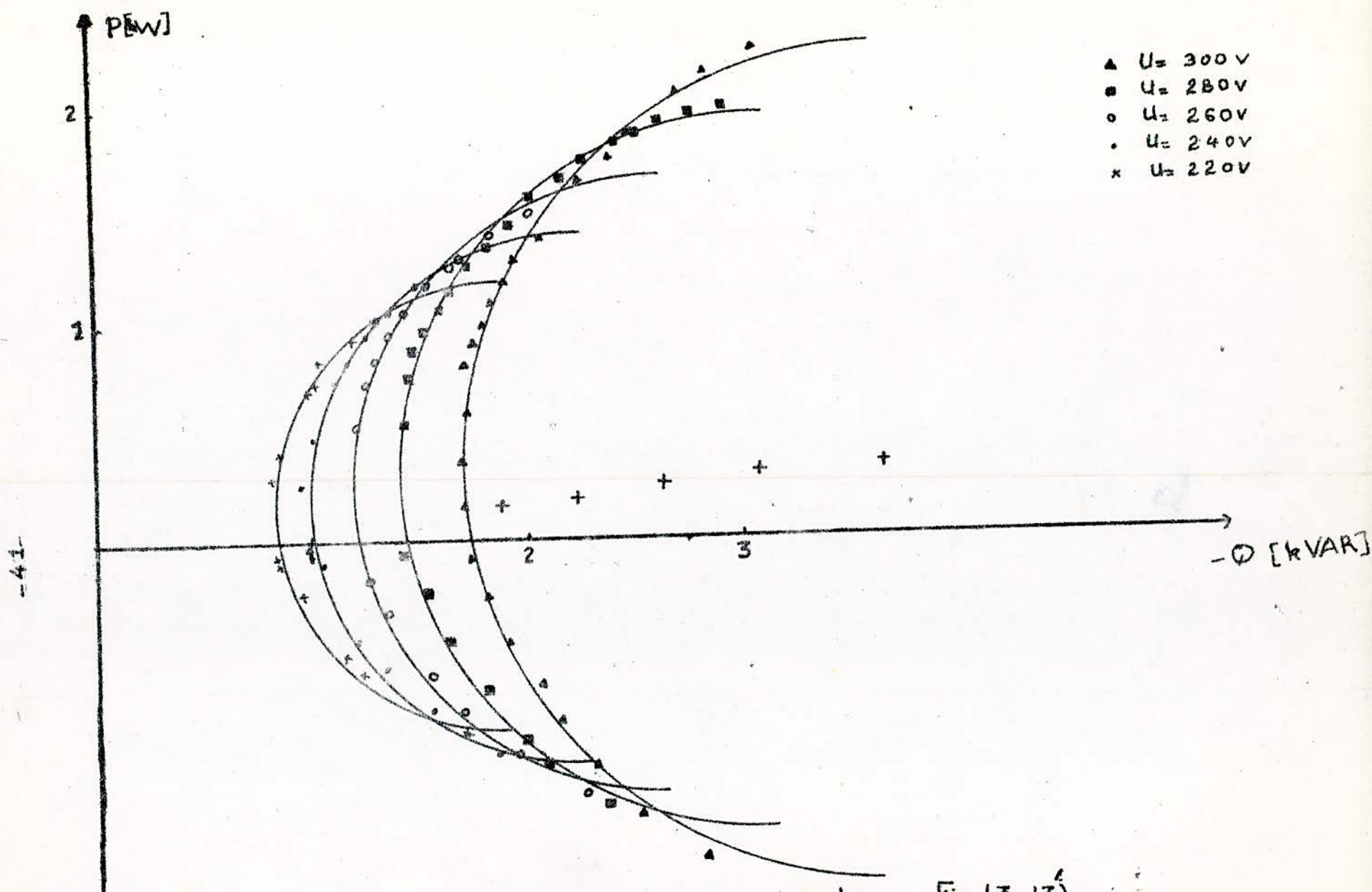
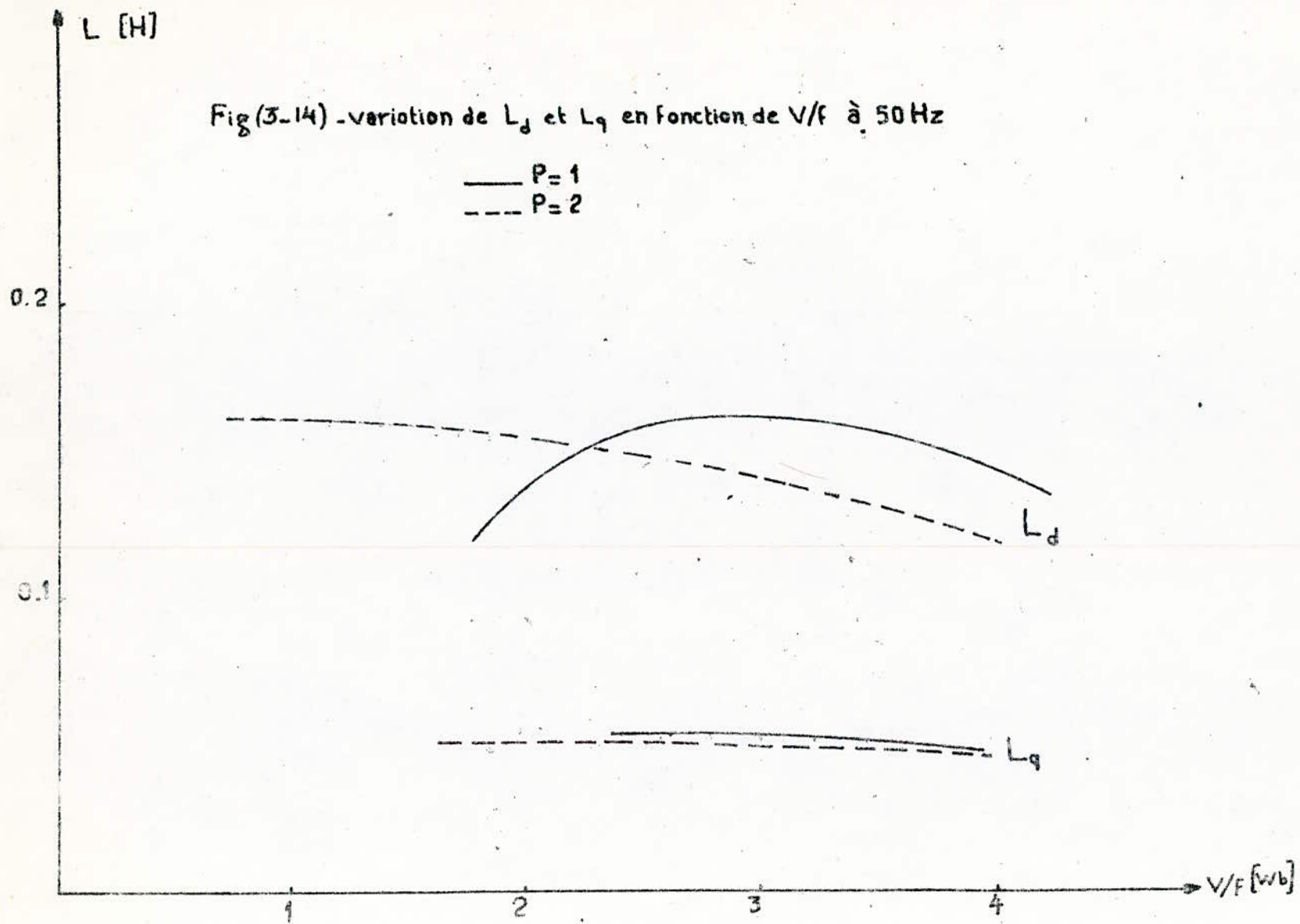


Diagramme du cercle de
La MRV à $P = 1$

Fig (3-13)



C'ONC'LUS'ION

CONCLUSION

Nous avons développé un modèle théorique qui tient compte des harmoniques d'espace inhérents au fonctionnement des machines à réluctance variable car dûs à la forme géométrique du rotor, les f.m.m harmoniques tournent moins vite que le fondamental et on montre la possibilité de couples synchrones à différentes vitesses.

Un calcul simplifié de la distribution du champ dans l'entrefer de la machine supposant une perméabilité infinie du circuit magnétique et un champ radial dans l'entrefer nous a permis de calculer les réactances directe et transversale nécessaires au calcul de la machine.

Le travail expérimental effectué sur deux machines à rotors différents se voulait l'étude de l'influence des harmoniques d'espace sur les performances de la machine. Cependant les essais montrent que les deux machines ne possèdent pas la même caractéristique magnétique ce qui rend la comparaison très difficile.

Des essais à différentes fréquences apparait une "anomalie" sur la variation des pertes fer qui diminuent lorsque la fréquence augmente. Les mauvais facteur de puissance et le rendement obtenus peuvent être améliorés par un choix judicieux du matériau du rotor, du nombre de dents, ainsi que par l'excitation de la machine.

Une étude expérimentale complète sur un grand nombre de rotor permettrait d'approcher l'influence des différents paramètres sur les performances des deux machines et de trouver une solution technologique au problème d'accrochage de la MRV au réseau lors du fonctionnement en charge.

- BIBLIOGRAPHIE -

- /1/ C. CHALESLE
"Contribution à la conception de machines à réluctance variable"
Thèse de docteur-ingénieur. I.N.P.L -Nancy 1982.
- /2/ M. KOSTENKO et L. PIOTROVSKI
"machines élèctriques" TOME 2
Edition MIR Moscou.Edition 1979.
- /3/ S. TAHI et H. ZEROUG
"Etude de la machine synchrone à rotor massif".
Projet de fin d'études ingénieur E.N.P. Janv;1985.
- /4/ J.M. KAUFFMANN
"Contribution à l'étude d'une machine synchrone homopolaire".
Thèse de docteur-ingénieur. I.N.P.L - Nancy 1967.
- /5/ V.B. HONSINGER
"The inductances L_d and L_q OF réluctance machine".
I.E.E.E P.A.S January/February 1971.
- /6/ P.J. LAWRENSON
"Théory and performace of polyphase reluctance machines"
Proc.Inst.Elec.Eng;(London),vol. 111,pp.1445, August 1964.
- /7/ J. ZEISSER
"Contribution à l'étude des machines à réluctance à plots dentés".
Thèse de docteur-ingénieur. I.N.P.L - Nancy 1980.

- /8/ M.E. ZAIM, S. TAHI, H. ZEROUG
"Performances des machines à réluctance variable à rotor massif".
J.T.E.A Tunis. Mai 1985 .
- /9/ B.J. CHALMERS
"New reluctance motors with unlaminated rotors".
Correspondance
PROC. I.E.E. Vol.117. N° 12. Dec. 1970
- /10/ F.M. SARGOS
"Etude théorique des performances des machines à réluctance variable"
Thèse de DOCTEUR èsSCIENCES. I.N.P.L - Nancy. 1981.
- /11/ A. MAILFERT
"Machines à réluctance variable".
- /12/ A. IVANOV-SMOLENSKI
"Machines élèctriques" Tome 2
Editions de Mouscou. 1980

