

5/83

ACK

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

École Nationale Polytechnique d'Alger



DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

FILIERE D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDÈS

ETUDE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE A ROTOR
MASSIF LISSE

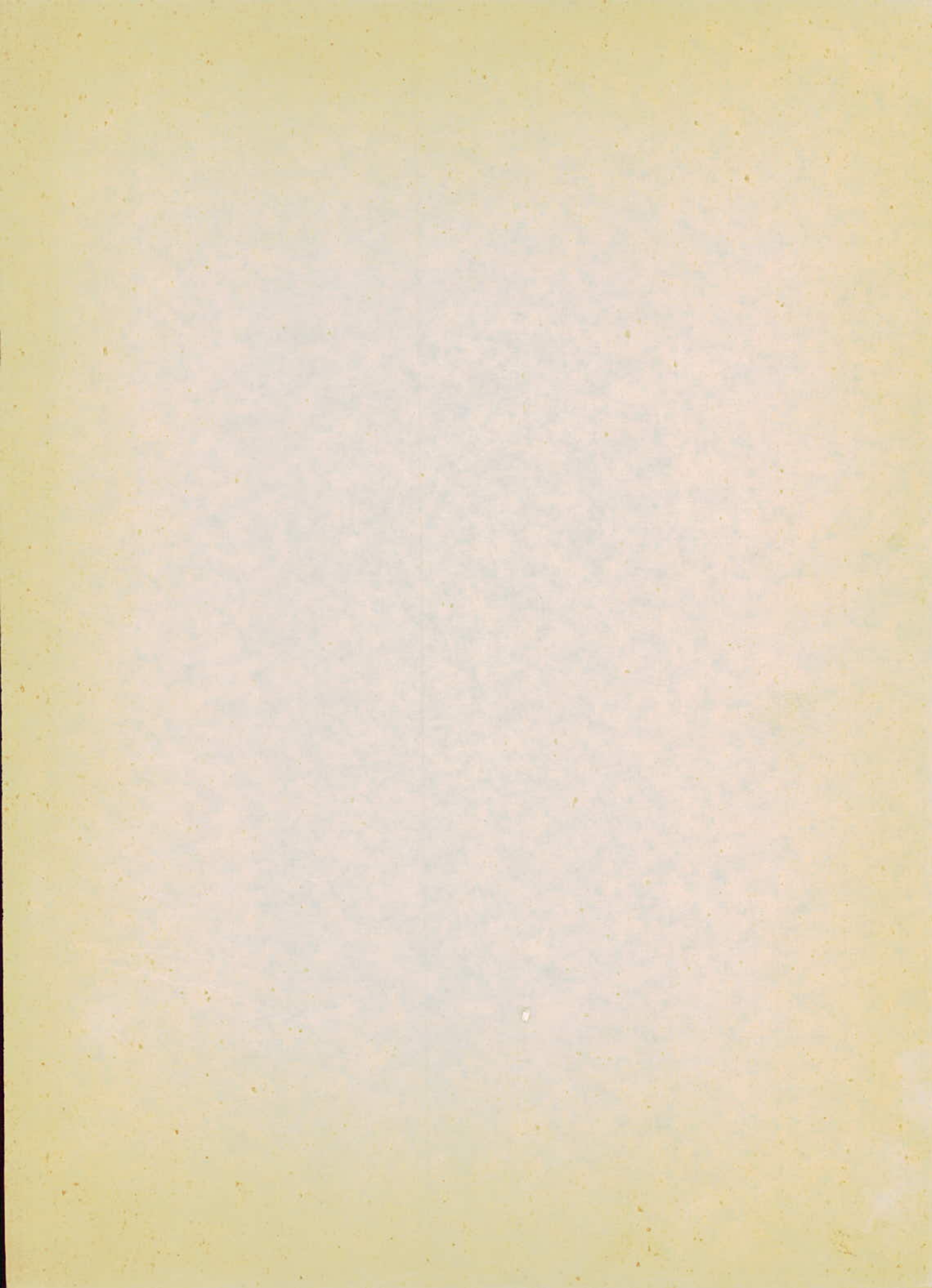
PROPOSE PAR

M.EH. ZAIM

ÉTUDIÉ PAR :

BELAMRI Mohamed

BOURAS Lahcen





MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger
École Nationale Polytechnique d'Alger

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE
FILIERE D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDÉS

ETUDE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE A ROTOR
MASSIF LISSE

PROPOSE PAR

M.EH. ZAÏM

ÉTUDIÉ PAR :

BELAMRI Mohamed

BOURAS Lahcen

PROMOTION JANVIER 1983

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

X

قُلْ اللَّهُ أَكْبَرُ
لَا إِلَهَ إِلَّا اللَّهُ
الْحَيُّ الْقَيُّومُ
لَا يَأْتِيهِ سِنٌ
وَلَا نَوْمٌ
لَا يَكُنُّ لِيَوْمٍ
مِثْلُ نَوْمِ الْبَشَرِ
لَا يَلْبَسُ ثِيَابًا
وَلَا يَخْتَلِعُ فِي
مَلْبَسٍ
لَا يَكُنُّ لِيَوْمٍ
مِثْلُ نَوْمِ الْبَشَرِ
لَا يَلْبَسُ ثِيَابًا
وَلَا يَخْتَلِعُ فِي
مَلْبَسٍ

صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ

X

-o)(o- R E M E R C I E M E N T S -o)(o-

///ous tenons à remercier vivement notre promoteur M^r ZAIM pour son dévouement et son aide précieuse qu'il nous a apporté.

///ous tenons aussi à remercier tous les professeurs qui ont contribué à notre formation, en particulier M^r KOURGLI qui a vivement intervenu pour l'acquisition du moteur.

///ous exprimons nos plus vifs remerciements aux personnels de la SONELEC , SONACOME et GTP en particulier M^r BENMOUNA qui nous a facilité la tâche.

///os remerciements vont aussi à tous ceux qui ont collaboré de près ou de loin à l'élaboration de ce modeste ouvrage.

///ous n'oublions pas à remercier MM KADDOUR tourneur au GTP et RABAH agent au labo. électrotechnique de l'ENPA.

La dactylographie de ce travail est due à notre ami Sellali fatah qu'il trouve ici l'expression de nos sincères remerciements.

==ooooooooooooo00))((00oooooo000000000000==

NOTATIONS

SYMBOLE	DESIGNATION	UNITE
μ	Perméabilité du matériau ferromagnétique utilisé au rotor.	H/m
μ_0	Perméabilité du vide ($4.\pi.10^{-7}$)	H/m
$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$	Perméabilité relative.	
ρ	Résistivité du matériau ferromagnétique	$\Omega.m$
$\sigma = \frac{1}{\rho}$	Conductivité du matériau "	$\Omega^{-1}.m^{-1}$
$\vec{a}(x,y,t)$	Potentiel vecteur.	V.s/m
b	Induction magnétique.	T
b_s	" de saturation.	T
h	Champ magnétique.	A/m
Δ	Opérateur Laplacien.	
.	Le point placé au-dessus d'une lettre symbolisant une fonction de la seule variable x, indique une dérivation par rapport à cette variable.	
*	L'Astérisque placé au-dessus d'une lettre indique que la quantité indiquée est complexe conjuguée de la même quantité non indiquée.	
r, s, e	Indices indiquant respectivement rotor, stator, entrefer.	
V	Valeur efficace de la tension de phase d'alimentation.	V
J_s	Densité superficielle de courant à la surface du stator.	A/m
R_s	Résistance d'une phase statorique.	Ω
X_f	Réactance de fuite d'une phase statorique	Ω
m	Nombre de phases.	
P	" " pairs de pôles.	
D	Alésage intérieur du stator.	m

$\tau_p = \frac{\lambda \cdot D}{P}$	Pas polaire.	m
$a = \frac{2 \cdot \lambda}{\tau_p}$	Pulsation géométrique d'entrefer.	rd/m
$k'_B = \frac{k_B}{a}$	Coefficient de bobinage.	
N	Nombre de spires par phase.	
ϵ	Epaisseur de l'entrefer.	m
L	Longueur utile du rotor.	m
d	Diamètre du rotor.	m

X

INTRODUCTION

Introduction :

Le choix d'un moteur électrique met en jeu de nombreuses conditions qui sont parfois difficiles à satisfaire car l'éventail des conditions d'utilisation va sans cesse en s'élargissant.

Par ailleurs les développements de l'électronique de puissance apportent des possibilités nouvelles d'alimentation et de réglage qui trouvent leur application sur tous les types de moteurs. Une alimentation en courant à fréquence et tension variables ouvre de nouvelles perspectives aux moteurs synchrones et asynchrones et parmi les seconds il faut citer à côté de la forme d'exécution classique du rotor en tôles feuilletées la variante en rotor massif.

Cette utilisation d'un rotor massif dans une machine asynchrone a été envisagée essentiellement dans le cas des moteurs à vitesse rapide ou à démarrage fréquent où la robustesse du rotor doit-être particulièrement grande.

Les applications en sont nombreuses et actuellement en développement : Installation de filatures, soufflantes rapides, ultracentrifugeuses, etc....

La première partie de notre travail concerne les différentes méthodes utilisées pour le calcul des machines à rotor massif. Nous élaborons ensuite un calcul théorique du moteur suivant un modèle linéarisé.

Nous présentons enfin, dans une dernière partie les essais réalisés sur un rotor massif de 4,4 Kw que nous avons réalisé et nous comparons les résultats expérimentaux avec ceux obtenus par le calcul théorique.

X

CHAPITRE 1

GENERALITES

Chap 1 : Généralités

Les études concernant les machines à rotor massif sont assez nombreuses. Elles concernent notamment l'étude des régimes transitoires et asynchrones des turbo-alternateurs, des moteurs à induction à rotor massif et le démarrage des moteurs à pôles saillants massifs.

La théorie du moteur asynchrone à rotor massif est assez complexe, les raisons en sont à la fois électriques et magnétiques. Les courants induits dans le rotor ne restent pas rectilignes sous les pôles mais tendent à se fermer avant d'avoir atteint les extrémités de la machine, à la manière de courants de FOUCAULT ; ce qui augmente la résistivité du matériau.

Quant au flux du stator, il se refracte sur les nappes rotoriques sans pénétrer profondément dans le fer, car la force magnétisante à la surface du rotor est suffisamment grande pour saturer rapidement la matière du rotor.

Il existe plusieurs méthodes théoriques du calcul des machines à rotor massif. Chacune des analyses considère le schéma équivalent représenté par la Fig. I.1 et donne des résultats pouvant être exprimés à partir de l'expression de l'impédance rotorique équivalente ramenée au primaire de la machine. Toutes les analyses conduisent à un angle de phase constant de l'impédance rotorique. Les différentes analyses approximatives sont résumées comme suit :

a - COURBE LINEARISEE : FIG. I.2.a

Cette analyse considère une perméabilité constante du fer rotorique, la valeur de cette perméabilité est fonction de l'induction magnétique à la surface du rotor. L'angle de phase

de l'impédance rotorique est égale à 45° .

b - COURBE DE FORME $b = \pm bs$: FIG. I.2.b

Cette théorie considère que l'induction magnétique peut exister seulement pour une valeur égale à la valeur de saturation. Par conséquent l'acier du rotor est susceptible de prendre trois états magnétiques :

- Non aimanté $b = 0$
- Aimanté positivement $b = + bs$
- Aimanté négativement $b = - bs$

L'angle donné par cette analyse vaut $26,6^\circ$

c - COURBE DE FORME $b_1 = Ch^x$: FIG. I.2.c

Cette forme est une approximation de la courbe de magnétisation réelle de la machine.

b_1 est la composante fondamentale de l'induction magnétique, quand le champ magnétique h est sinusoidale, C et x sont des constantes. L'angle de phase se trouve apparemment constant, indépendamment du glissement, mais varie selon l'exposant de h . Il varie dans le domaine $35,3^\circ$ pour $x = 0$ et 45° pour $x = 1$.

L'impédance du rotor, représentée sur le schéma équivalent Fig. I.1, peut être exprimée sous la forme générale suivante :

$$Z_r = \frac{A \cdot m \cdot \rho \cdot l^2 \cdot N^2 \cdot b_s}{K_e \cdot d \cdot \delta \cdot g} e^{j\varphi_r}$$

Où A et φ_r sont constants, K_e facteur d'effet d'extrémité. Les autres paramètres ont déjà été définis (NOTATION).

Les différentes valeurs de A et φ_r pour chacune des analyses sont données dans la table I.1.

Les résultats de ces analyses résumés dans cette table peuvent être appliqués aux rotors dont le rayon est suffisamment grand devant la profondeur de pénétration du flux.

Les quantités variables dans l'expression de Z_r sont le flux par pôle ϕ et le glissement g .

TABLE I.1 : Les constantes de l'impédance rotorique

METHODE	A	φ_r (degrés)
a	$8 / \pi = 2,55$	45
b	$1280 / 9.\pi^3 = 4,59$	26,6
c	$64 / (\pi^2.\sqrt{2}) = 4,59$	35,3

Les méthodes (b) et notamment (c) paraissent les meilleures car elles conduisent à des résultats proches de ceux mesurés expérimentalement.

Néanmoins on choisit la méthode linéaire car elle est d'un intérêt théorique plus important. Elle constitue en plus la base des travaux sur les machines à rotors massifs non lisses.

--ooooooooooooo0ooooooooooooo--

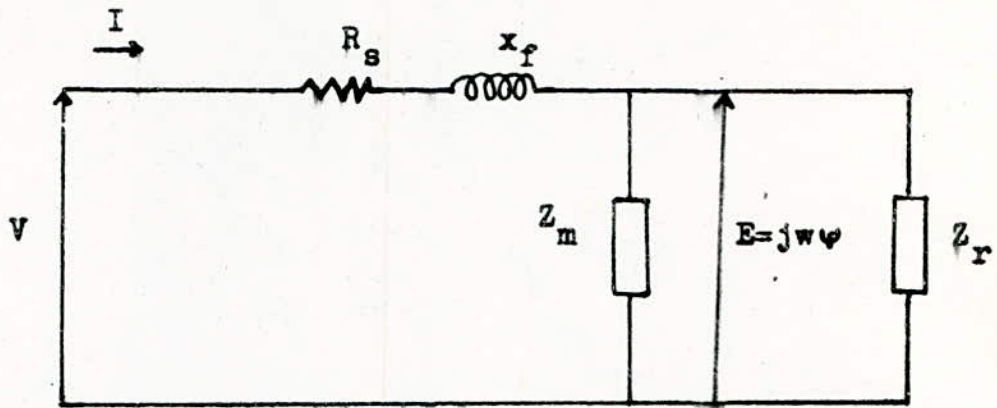


FIG.I.1: SCHEMA EQUIVALENT.

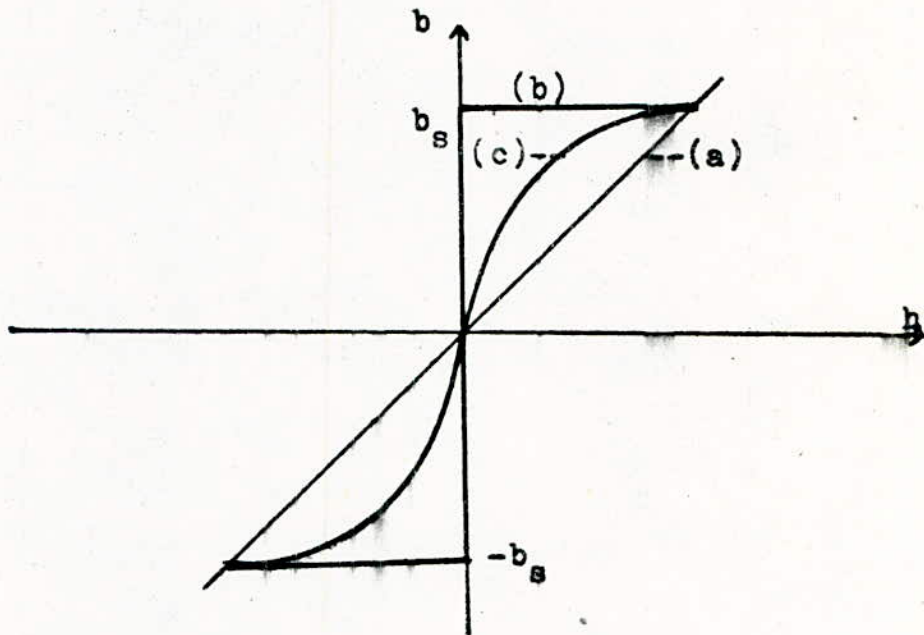


FIG.I.2: COURBES APPROXIMATIVES.

X

CHAPITRE 2

**ETUDE THEORIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE A ROTOR MASSIF
EN REGIME LINEAIRE**

Chap 2 :- Etude théor. du moteur asynch. à rotor massif à régime linéaire

L'analyse du comportement de la machine asynchrone à rotor massif conduit à la résolution des équations de MAXWELL dans un domaine tridimensionnel, ce qui nécessite un calcul compliqué. On adopte alors des hypothèses simplificatrices qui ramènent cette résolution dans un domaine bidimensionnel.

Dans ce présent chapitre on expose les calculs théoriques de la machine asynchrone à rotor massif en régime linéaire.

1. MODELE THEORIQUE :

La méthode de calcul concerne un modèle théorique qui vérifie les hypothèses suivantes :

- a- La perméabilité du stator est infinie.
- b- La résistivité du stator suivant l'axe de la machine est infinie par suite de son feuillatage .
- c- On suppose que le flux engendré par l'enroulement statorique est sinusoidal, c'est à dire qu'on se limite au premier harmonique d'espace de la densité superficielle de courant J_s à la surface du stator.
- d- La longueur axiale de la machine est supposée infinie, ce qui entraîne :
 - Les effets d'extrémités sont négligeables.
 - La variation suivant l'axe OZ (parallèle à l'axe de rotation de la machine) est nulle ; c'est à dire que $\frac{\partial}{\partial z} = 0$.
- e- Le rayon du rotor est très grand devant l'épaisseur de l'entrefer ξ ; cela permet de ramener l'étude de la machine dans un domaine de coordonnées cartésiennes.

On pourrait par la suite introduire un facteur de

correction de courbure. compte tenu de toutes ces hypothèses, le modèle d'étude est le suivant :

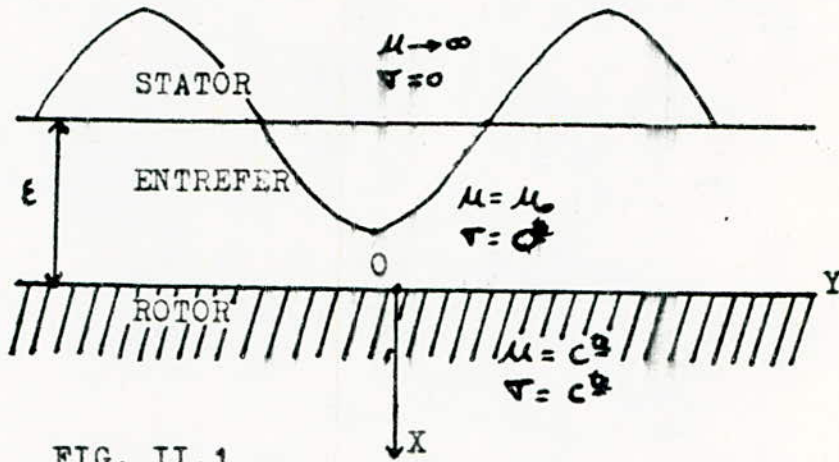


FIG. II.1

Nous définissons le système d'axe oxyz lié au rotor. ox est radial et dirigé vers le centre du rotor. oz est axial et oy est tangentiél.

2. MISE EN EQUATION :

Soit un matériau quelconque caractérisé par une pénétrabilité μ et une conductivité ∇ constantes et soumis à un champ magnétique variable. En négligeant les courants de déplacements, le potentiel vecteur \vec{a} obéit à l'équation de poisson :

$$\Delta \vec{a} = \mu \nabla \frac{\partial \vec{a}}{\partial t} \dots \dots \dots (1)$$

2.1 Résolution de l'équation de poisson dans le rotor :

Compte tenu des hypothèses ci-dessus le potentiel vecteur est dirigé suivant l'axe oz. C'est une fonction de x, y et t donc :

$$\vec{a}(x,y,t) = (0,0, a(x,y,t))$$

et l'équation vectorielle (1) se ramène à :

$$\Delta a(x, y, t) = \mu \nabla \frac{\partial a}{\partial t}(x, y, t) \dots\dots\dots (2)$$

C'est une équation aux dérivées partielles du second ordre.

On pose une solution de la forme :

$$a(x, y) = \alpha_r(x) \cdot e^{jy} + \alpha_r^*(x) \cdot e^{-jy}$$

En remplaçant cette valeur de a dans l'équation (2), on aura après identification :

$$\begin{aligned} \ddot{\alpha}_r - a^2 \alpha_r &= j \mu \nabla g \omega \alpha_r \\ \ddot{\alpha}_r - \alpha_r (a^2 + j \mu \nabla g \omega) &= 0 \\ \ddot{\alpha}_r - q^2 \alpha_r &= 0 \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

$$\text{Avec } q^2 = a^2 + j \mu \nabla g \omega \dots\dots\dots (4)$$

C'est une équation différentielle du second ordre dont la solution est de la forme :

$$\alpha_r(x) = \alpha_0 \cdot e^{-qx} + \alpha_1 \cdot e^{qx}$$

Mais le champ doit être borné; la solution se réduit à :

$$\alpha_r(x) = \alpha_0 \cdot e^{-qx} \dots\dots\dots (5)$$

Avec $R(q) > 0$.

2.2 La résolution de l'équation de poisson dans l'entrefer :

La conductivité de l'entrefer est nulle. L'équation (2) devient : $\Delta a(x, y) = 0 \dots\dots\dots (6)$

C'est l'équation de LAPLACE ,

On prend une solution de la forme :

$$a(x, y) = \alpha_e(x) e^{jy} + \alpha_e^*(x) e^{-jy}$$

En remplaçant cette solution dans l'équation (6) et après identification, on obtient :

$$\ddot{\alpha}_e - a^2 \alpha_e = 0 \dots \dots \dots (7)$$

Cette équation différentielle admet une solution de la forme :

$$\alpha_e(x) = \lambda_1 \text{Ch}ax + \lambda_2 \text{Cha}(x + \varepsilon) \dots \dots \dots (8)$$

3. DETERMINATION DE α_0 , λ_1 et λ_2 :

Ces coefficients sont déterminés à partir des conditions aux limites.

3.1 A la surface du stator : $x = -\varepsilon$

La densité superficielle de courant équivalente à la surface du stator a pour forme :

$$J_s = \frac{3}{2} \frac{k_s}{\sqrt{2}} (I e^{jy} + I^* e^{-jy}) \dots \dots \dots (9)$$

$|I|$: valeur efficace du courant dans une phase.

k_s (m^{-1}) : coefficient qui tient compte du bobinage et du passage de la densité volumique du courant à la densité superficielle équivalente.

La discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique à la surface de séparation stator-entrefer s'écrit :

$$h_{Te} - h_{Ts} = J_s$$

Du fait que la perméabilité du stator est supposée infinie ; on a $h_{Ts} = 0$ donc $h_{Te} = J_s$

$$\text{On a } \vec{b}_e = \text{rot } \vec{a} = \begin{cases} \frac{\partial a}{\partial y} \\ -\frac{\partial a}{\partial x} \\ 0 \end{cases}$$

$$\text{avec } \vec{b}_e = \mu_0 \cdot \vec{h}_e$$

$$\begin{aligned} \text{ainsi } \left(\frac{\partial a}{\partial x}\right)_x = -\epsilon &= -\mu_0 (h_{Te})_x = -\epsilon \\ &= -\mu_0 J_s \end{aligned}$$

cette égalité se traduit par :

$$\alpha_e(x = -\epsilon) = -\frac{3}{2} \mu_0 \frac{k_s}{\sqrt{2}} I \dots\dots\dots(10)$$

En combinant les équations (8) et (10), on obtient :

$$\lambda_1 = \frac{3}{2} \frac{\mu_0 \cdot k_s}{\sqrt{2} a \text{ Sha}\epsilon} I \dots\dots\dots(11)$$

3.2 A la surface du rotor ; $x = 0$

La continuité de la composante normale de l'induction magnétique à la surface de séparation entrefer-rotor s'écrit :

$$b_{ne} = b_{nr}$$

$$\text{C'est à dire que : } \frac{\partial a_e}{\partial y} = \frac{\partial a_r}{\partial y}$$

Les expressions du potentiel vecteur dans l'entrefer et dans le rotor sont connues, on obtient ainsi :

$$\alpha_0 = \lambda_1 + \lambda_2 \text{ cha}\epsilon \dots\dots\dots(12)$$

A la surface du rotor, il n'y a pas de densité superficielle de courant. Il y a donc continuité de la composante tangentielle du champ magnétique.

$$h_{Te} = h_{Tr}$$

c'est à dire : $\left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial a}{\partial x} \right)_e = \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial a}{\partial x} \right)_r$

ce qui se traduit par :

$$-q \alpha_0 = \mu_r \lambda_{ra} \cdot \text{sha} \epsilon \dots \dots \dots (13)$$

On a finalement à partir des équations (12) et (13).

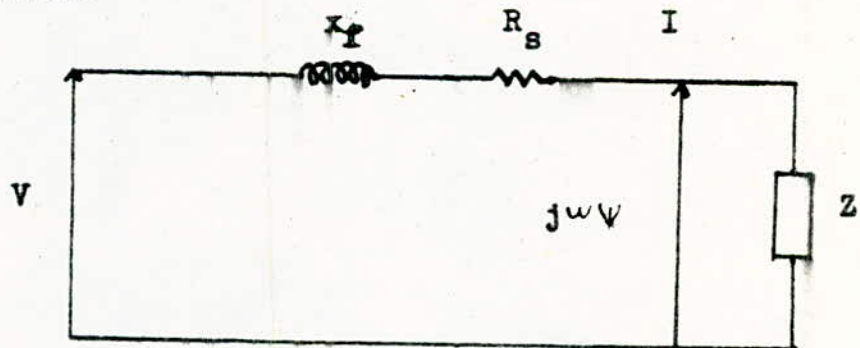
$$\lambda_2 = - \frac{3}{2\sqrt{2}} \mu_0 \frac{k_s}{a} \frac{I}{\text{Sha} \epsilon} \left(\frac{1}{\text{Cha} \epsilon + \frac{\mu_a \text{Sha} \epsilon}{q}} \right) \dots \dots \dots (14)$$

$$\alpha_0 = \frac{3}{2\sqrt{2}} \mu_0 \frac{k_s}{a} \frac{I}{\text{Sha} \epsilon} \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{\mu_a}{q} \text{th} \epsilon a} \right) \dots \dots \dots (15)$$

4. CALCUL DES PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE ;

4.1 Schéma équivalent :

Reprenons le schéma équivalent par phase, donné au premier chapitre.



$|\Psi|$: Valeur efficace du flux d'entrefer bouclé par une phase.

Z : Impédance opérationnelle ramenée au stator.

L'équation électrique pour une phase statorique ;

$$V = (R_s + jX_f) I + jw\Psi \dots \dots \dots (16)$$

4.2 Calcul du flux d'entrefer :

L'identification des expressions de l'énergie magnétique des enroulements statoriques (indépendamment du repère) nous donne :

$$\sum_{i=1}^3 \phi_i(t) \cdot I_i(t) = \int_{2PK}^a (x = -\varepsilon, \psi) J_s \cdot L \cdot dy \dots\dots(17)$$

$$\text{avec } dy = \frac{d\psi}{a}$$

$I_i(t)$ et $\phi_i(t)$ sont obtenus d'une alimentation triphasée équilibrée, on a :

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{\sqrt{2}} (I e^{j\omega t} + I^* e^{-j\omega t}) \\ I_2 &= \frac{1}{\sqrt{2}} (I e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})} + I^* e^{-j(\omega t - \frac{2\pi}{3})}) \\ I_3 &= \frac{1}{\sqrt{2}} (I e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})} + I^* e^{-j(\omega t - \frac{4\pi}{3})}) \\ \phi_1 &= \frac{1}{\sqrt{2}} (\psi e^{j\omega t} + \psi^* e^{-j\omega t}) \\ \phi_2 &= \frac{1}{\sqrt{2}} (\psi e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})} + \psi^* e^{-j(\omega t - \frac{2\pi}{3})}) \\ \phi_3 &= \frac{1}{\sqrt{2}} (\psi e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})} + \psi^* e^{-j(\omega t - \frac{4\pi}{3})}) \end{aligned} \right\} \dots\dots(18)$$

A partir des expressions (17) et (18), on obtient :

$$\psi = \sqrt{2} \lambda \cdot P \cdot L \frac{k_s}{a} \cdot \alpha(-\varepsilon) \dots\dots\dots(19)$$

4.3 Calcul de l'impédance opérationnelle :

Elle s'obtient par :

$$Z = \frac{j\omega\psi}{I}$$

Les équations (10), (19), (8), (11) et (14) donnent :

$$Z = j \frac{3}{2} \pi P \omega \mu_r L \left(\frac{k_B}{a} \right)^2 \frac{Ch a \epsilon + \frac{q}{\mu_r a} Sha \epsilon}{Sha \epsilon + \frac{q}{\mu_r a} Ch a \epsilon} \dots (20)$$

Le coefficient q est tel que :

$$q^2 = a^2 \left(1 + j \frac{\mu_r \epsilon \omega}{a} \right) = a^2 (1 + jm^2)$$

avec
$$m^2 = \frac{\mu_r \epsilon \omega}{a^2} \dots (21)$$

Et si on pose $q = a (z_1 + jz_2)$, tel que :

$$\left. \begin{aligned} z_1 &= \sqrt{\frac{1 + \sqrt{1 + m^4}}{2}} \\ z_2 &= \frac{m^2}{2z_1} \end{aligned} \right\} \dots (22)$$

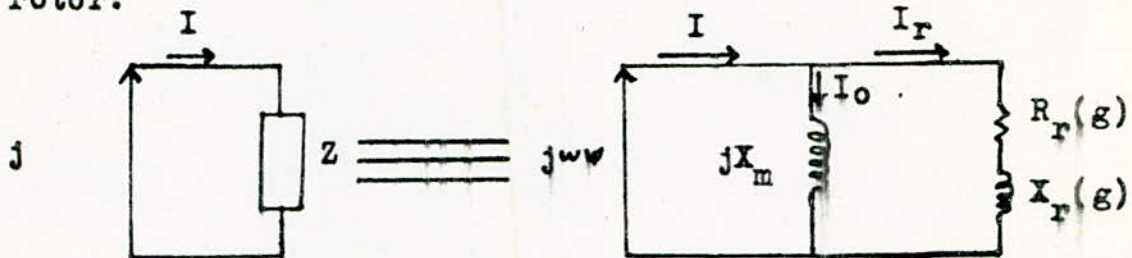
Les variations de z_1 et z_2 en fonction de g sont données par les courbes : FIG.II.2.

L'expression de Z devient :

$$Z = j \frac{3}{2} \pi P \omega \mu_r L \left(\frac{k_B}{a} \right)^2 \frac{Ch a \epsilon + \frac{z_1 + jz_2}{\mu_r} Sha \epsilon}{Sha \epsilon + \frac{z_1 + jz_2}{\mu_r} Ch a \epsilon} \dots (23)$$

4.4 Calcul de la réactance magnétisante et de l'impédance du rotor :

L'impédance Z est équivalente à une mise en parallèle de la réactance magnétisante et de l'impédance propre du rotor.



A rotor ouvert, c'est à dire à glissement nul ; il n'y a pas de courant induit au rotor et Z se réduit à :

$$Z (g = 0) = j X_m$$

à $g = 0$, les équations (21) et (22) donnent :

$$m = 0 \quad z_1 = 1$$

$$\text{et} \quad z_2 = 0$$

Ainsi

$$Z (g = 0) = j X_m = j \frac{3}{2} \pi P \omega \mu_0 L \left(\frac{k_s}{a} \right)^2 \cdot \frac{(Ch a \epsilon + \frac{Sha \epsilon}{\mu_r})}{(Sha \epsilon + \frac{Cha \epsilon}{\mu_r})}$$

D'où

$$X_m = \frac{3}{2} \pi P \omega \mu_0 L \left(\frac{k_s}{a} \right) \cdot \frac{Cha \epsilon + \frac{Sha \epsilon}{\mu_r}}{Sha \epsilon + \frac{Cha \epsilon}{\mu_r}} \dots\dots(24)$$

D'autre part :

$$Z = \frac{j X_m \cdot Z_r}{j X_m + Z_r}$$

Donc :

$$Z_r = \frac{j X_m \cdot Z}{j X_m - Z}$$

En remplaçant X_m et Z par leurs expressions et après calcul

on trouve :

$$Z_r = \left(\frac{A}{\mu_r^2} \cdot \frac{\text{Cha}\epsilon + \text{Sha}\epsilon}{(z_1 - 1)^2 + z_2^2} \right) \left((\mu_r \text{Cha}\epsilon + \text{Sha}\epsilon) z_2 + j (\mu_r \text{Cha}\epsilon + z_1 \text{Sha}\epsilon) (z_1 - 1) + z_2^2 \text{Sha}\epsilon \right)$$

$$\text{Avec } A = \frac{3}{2} \pi P \omega \mu L \left(\frac{k_s}{a} \right)^2$$

$$\text{Or } Z_r = R_r + j X_r$$

Donc :

$$R_r = \frac{A}{\mu_r^2} (\mu_r \text{Cha}\epsilon + \text{Sha}\epsilon)^2 \cdot \frac{z_2}{(z_1 - 1) + z_2^2} \dots (25)$$

$$X_r = \frac{A}{\mu_r^2} (\mu_r \text{Cha}\epsilon + \text{Sha}\epsilon) \cdot \frac{(\mu_r \text{Cha}\epsilon + z_1 \text{Sha}\epsilon)(z_1 - 1) + z_2^2 \text{Sha}\epsilon}{(z_1 - 1)^2 + z_2^2} \dots (26)$$

La quantité $a\epsilon$ étant petite, on peut faire les approximations suivantes :

$$\text{Cha}\epsilon \simeq 1$$

$$\text{Sha}\epsilon \simeq a\epsilon$$

$$\text{et } \text{Sha}\epsilon \ll \text{Cha}\epsilon \simeq \mu_r$$

et même pour les glissements les plus grands, on peut montrer que : $z \text{Sha}\epsilon \ll \mu_r \text{Cha}\epsilon \simeq \mu_r$

Ces simplifications réduisent les expressions de R_r et X_r à :

$$R_r(g) = A \frac{z_2}{(z_1 - 1)^2 + z_2^2} \dots (27)$$

$$X_r(g) = A \frac{z_1 - 1}{(z_1 - 1)^2 + z_2^2} \dots (28)$$

On pose :

$$R'_R(g) = \frac{z_2}{(z_1 - 1)^2 + z_2^2} \dots\dots\dots(29)$$

$$X'_R(g) = \frac{z_1 - 1}{(z_1 - 1)^2 + z_2^2} \dots\dots\dots(30)$$

R'_R et X'_R représentent à un coefficient près la résistance et la réactance du rotor.

Les variations de R'_R et X'_R sont données par les courbes FIG.II.3.

4.5 Calcul du courant :

D'après le schéma équivalent on a :

$$I = \frac{V}{R_s + jX_f + Z}$$

L'équation (23) donne :

$$Z = j \frac{A}{\mu_r} \frac{(\mu_r \text{Ch} a \epsilon + z_1 \text{Sh} a \epsilon) + j z_2 \text{Sh} a \epsilon}{(\mu_r \text{Sh} a \epsilon + z_1 \text{Ch} a \epsilon) + j z_2 \text{Ch} a \epsilon}$$

et on obtient :

$$\text{Re}(Z) = A \frac{z_2}{(\mu_r \text{Sh} a \epsilon + z_1 \text{Ch} a \epsilon)^2 + (z_2 \text{Ch} a \epsilon)^2} \dots\dots\dots(31)$$

$$\text{Im}(Z) = \frac{A}{\mu_r} \frac{\text{Sh} a \epsilon \text{Ch} a \epsilon (\mu_r^2 + z_1^2 + z_2^2) + \mu_r z_1 \text{Ch} 2a \epsilon}{(\mu_r \text{Sh} a \epsilon + z_1 \text{Ch} a \epsilon)^2 + (z_2 \text{Ch} a \epsilon)^2} \dots\dots\dots(32)$$

Les simplifications précédentes donnent :

$$\text{Re}(Z) = A \frac{z_2}{(z_1 + a \epsilon \mu_r)^2 + z_2^2} \dots\dots\dots(33)$$

$$\text{Im}(Z) = A \frac{a \varepsilon \mu_r + z_1}{(z_1 + a \varepsilon \mu_r)^2 + z_2^2} \dots\dots\dots(34)$$

Alors,

$$\frac{I}{V} = \frac{1}{(R_s + \text{Re}(z)) + j(x_f + \text{Im}(z))} = \frac{\text{Re}(I)}{V} + j \frac{\text{Im}(I)}{V}$$

avec :

$$\frac{\text{Re}(I)}{V} = \frac{R_s + A \frac{z_2}{F}}{(R_s + A \frac{z_2}{F})^2 + (x_f + A \frac{a \varepsilon \mu_r + z_1}{F})^2} \dots(35)$$

$$\frac{-\text{Im}(I)}{V} = \frac{x_f + A \frac{a \varepsilon \mu_r + z_1}{F}}{(R_s + A \frac{z_2}{F})^2 + (x_f + A \frac{a \varepsilon \mu_r + z_1}{F})^2} \dots(36)$$

Où $F = (z_1 + a \varepsilon \mu_r)^2 + z_2^2$

Le courant dans une phase statorique est :

$$I = \left(\text{Re}^2(I) + \text{Im}^2(I) \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$I = \frac{V}{\left((R_s + A \frac{z_2}{F})^2 + (x_f + A \frac{a \varepsilon \mu_r + z_1}{F})^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \dots(37)$$

Dans le cas où les valeurs de R_s et x_f sont négligeables les expressions précédentes se réduisent à :

$$\frac{\text{Re}(I)}{V} = \frac{z_2}{A} \dots\dots\dots(38)$$

$$\frac{-\text{Im}(I)}{V} = \frac{z_1 + a \varepsilon \mu_r}{A} \dots\dots\dots(39)$$

Nous avons représenté la courbe $\text{Re}(I)$ en fonction de $-\text{Im}(I)$ (FIG.II.4). Cette courbe traduit le lien du vecteur courant \vec{I} lorsque le glissement varie. C'est le diagramme de BLONDEL.

Dans la machine asynchrone classique, ce diagramme est un cercle. Nous pouvons alors vérifier que le facteur de puissance est $\cos \varphi_r = 0,707$ ($\varphi_r = 45^\circ$).

On a :

$$\frac{|I|}{V} = \left[\frac{1}{V^2} (\text{Re}^2(I) + \text{Im}^2(I)) \right]^{1/2}$$

$$|I| = \frac{V}{A} \left[z_2^2 + (z_1 + \mu_r \xi a)^2 \right]^{1/2} \dots\dots\dots(40)$$

La courbe (FIG.II.5) représente la variation de $|I|$ en fonction du glissement.

4.6 Calcul du couple :

L'équation de conversion d'énergie Electromagnétique s'écrit :

$$\Gamma \frac{\omega}{P} = 3 \text{Re} (j\omega\psi I^*)$$

on a : $j\omega\psi I^* = ZII^*$

ainsi $\Gamma \frac{\omega}{P} = 3 |I|^2 \text{Re} (Z)$

Les expressions $\text{Re} (Z)$ et $|I|$ ont été calculées auparavant (formules (33) et (37)).

Donc :

$$\Gamma = \frac{3P}{\omega} \frac{V^2}{(R_s + A \frac{z_2}{F})^2 + (x_f + A \frac{\mu_r \xi a + z_1}{F})^2} \cdot A \frac{z_2}{F} \quad (41)$$

Dans le cas où on néglige R_s et x_f le couple devient :

$$\Gamma = \frac{3 P v^2}{\omega \cdot A} \cdot z_2 \dots \dots \dots (42)$$

Ainsi le couple Γ varie comme z_2 (FIG.II.2). C'est une fonction croissante de g . Le couple maximum est obtenu au démarrage ($g = 1$).

5. RELATION ENTRE LA TENSION D'ALIMENTATION ET L'INDUCTION MAGNETIQUE NORMALE A LA SURFACE DU ROTOR :

A la surface du rotor, on a :

$$\vec{b}(0, y) = \text{rot } \vec{a} = \begin{cases} \frac{\partial a}{\partial y} = b_n(0, y) \\ -\frac{\partial a}{\partial x} = b_t(0, y) \\ 0 \end{cases}$$

On sait que :

$$\frac{\partial a}{\partial y}(0, y) = j a (\alpha_r(0) e^{jy} - \alpha_r^*(0) e^{-jy}) = b_n(0, y)$$

Or $\alpha_r(0) = \alpha_0$

Donc : $b_n(0, y) = j a (\alpha_0 e^{jy} - \alpha_0^* e^{-jy})$

on pose $\alpha_0 = |\alpha_0| e^{j\alpha}$

ainsi $b_n(0, y) = j a |\alpha_0| (e^{j(y+\alpha)} - e^{-j(y+\alpha)})$

et la valeur efficace de b est :

$$b_n \text{ eff}(0, y) = \sqrt{2} a |\alpha_0|$$

D'après la relation (15) on a :

$$\alpha_0 = \frac{3}{2\sqrt{2}} \mu_0 \frac{k_s}{a} \cdot \frac{I}{\text{Sha} \epsilon} \left[1 - \frac{1}{1 + \frac{\mu_r a}{q} \text{th} \epsilon a} \right]$$

avec $q = a (z_1 + j z_2)$

Après simplification et calcul on obtient :

$$\alpha_0 = \frac{3}{2\sqrt{2}} \mu \frac{k_s}{a} I \frac{(z_1 + \mu_r \epsilon a) - j z_2}{(z_1 + \mu_r \epsilon a)^2 + z_2^2}$$

Donc $|\alpha_0| = \frac{3}{2\sqrt{2}} \mu \frac{k_s}{a} |I| \frac{1}{\sqrt{F}}$

avec $F = (z_1 + \mu_r \epsilon a)^2 + z_2^2$

A partir de la relation (37) on obtient :

$$|\alpha_0| = \frac{3}{2\sqrt{2}} \mu \frac{k_s}{a} \frac{1}{\sqrt{F}} \frac{V}{\left[(R_s + A \frac{z_2}{F})^2 + (x_f + A \frac{z_1 + a \epsilon \mu_r}{F})^2 \right]^{\frac{1}{2}}}$$

d'où $b_n \text{ eff } (0, y) = \frac{3}{2} \mu k_s \frac{1}{\sqrt{F}} \frac{V}{\left[(R_s + A \frac{z_2}{F})^2 + (x_f + A \frac{z_1 + a \epsilon \mu_r}{F})^2 \right]^{\frac{1}{2}}}$

.....(43)

Cette expression donne la loi de variation de la tension au stator qui permet de travailler à flux rotorique constant.

Dans le cas où R_s et x_f sont négligeables la formule(43) devient :

$$b_n \text{ eff } (0, y) = \frac{3}{2} \mu \frac{k_s \cdot V}{A} \text{ (44)}$$

On vérifie ainsi une loi de variation linéaire entre la tension d'alimentation et le flux qui passe effectivement au rotor.

Nous possédons ainsi tous les éléments qui permettent le calcul de la machine ; nous allons l'appliquer à la machine que nous avons réalisé.

--oooooooooooo0oooooooooooo--

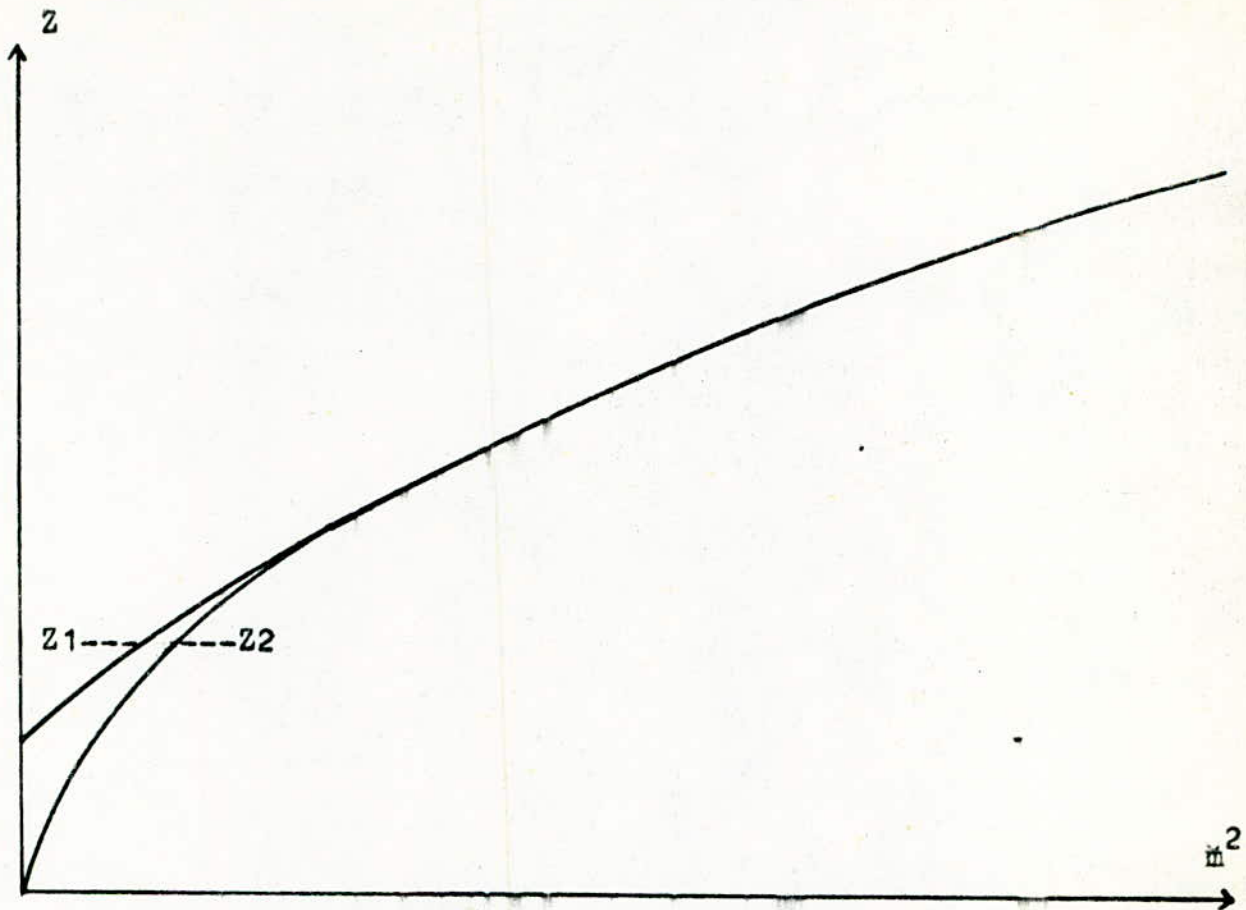


FIG.II.2: VARIATION DE z_1 ET z_2 EN FONCTION DE m^2 .



FIG.II.3: VARIATION DE R'_r ET X'_r EN FONCTION DE m^2 .

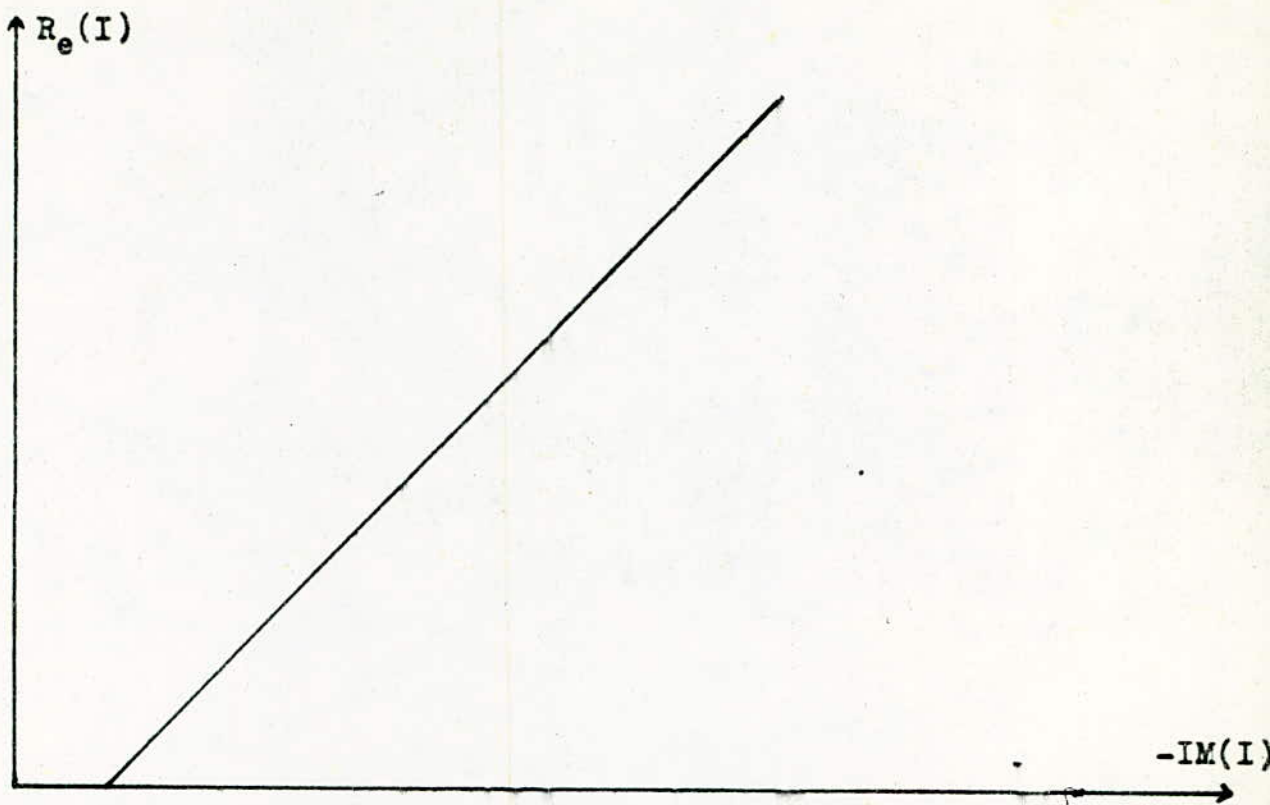


FIG. II.4: VARIATION DU COURANT WATTE EN FONCTION DU COURANT DEWATTE.

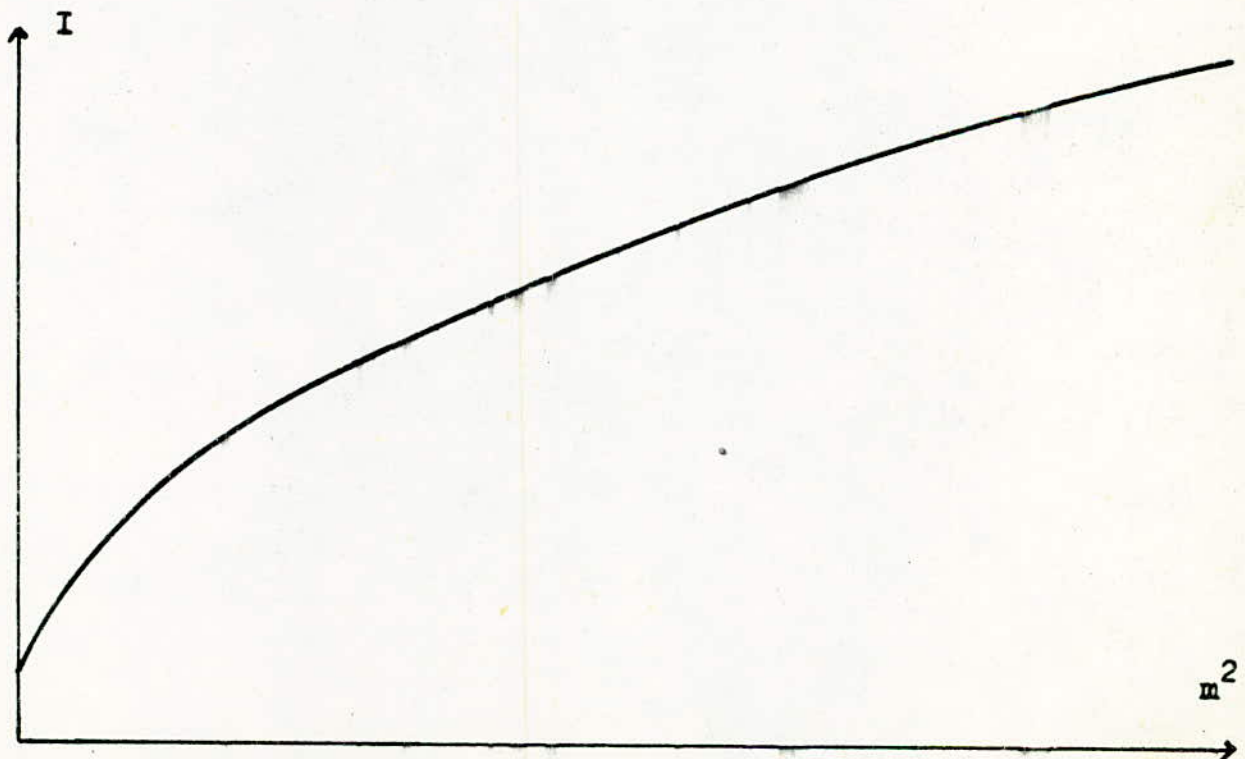


FIG.II.5: VARIATION DU COURANT EN FONCTION DE m^2

X

CHAPITRE 3

ETUDE EXPERIMENTALE

Chap 3 : Etude expérimentale.

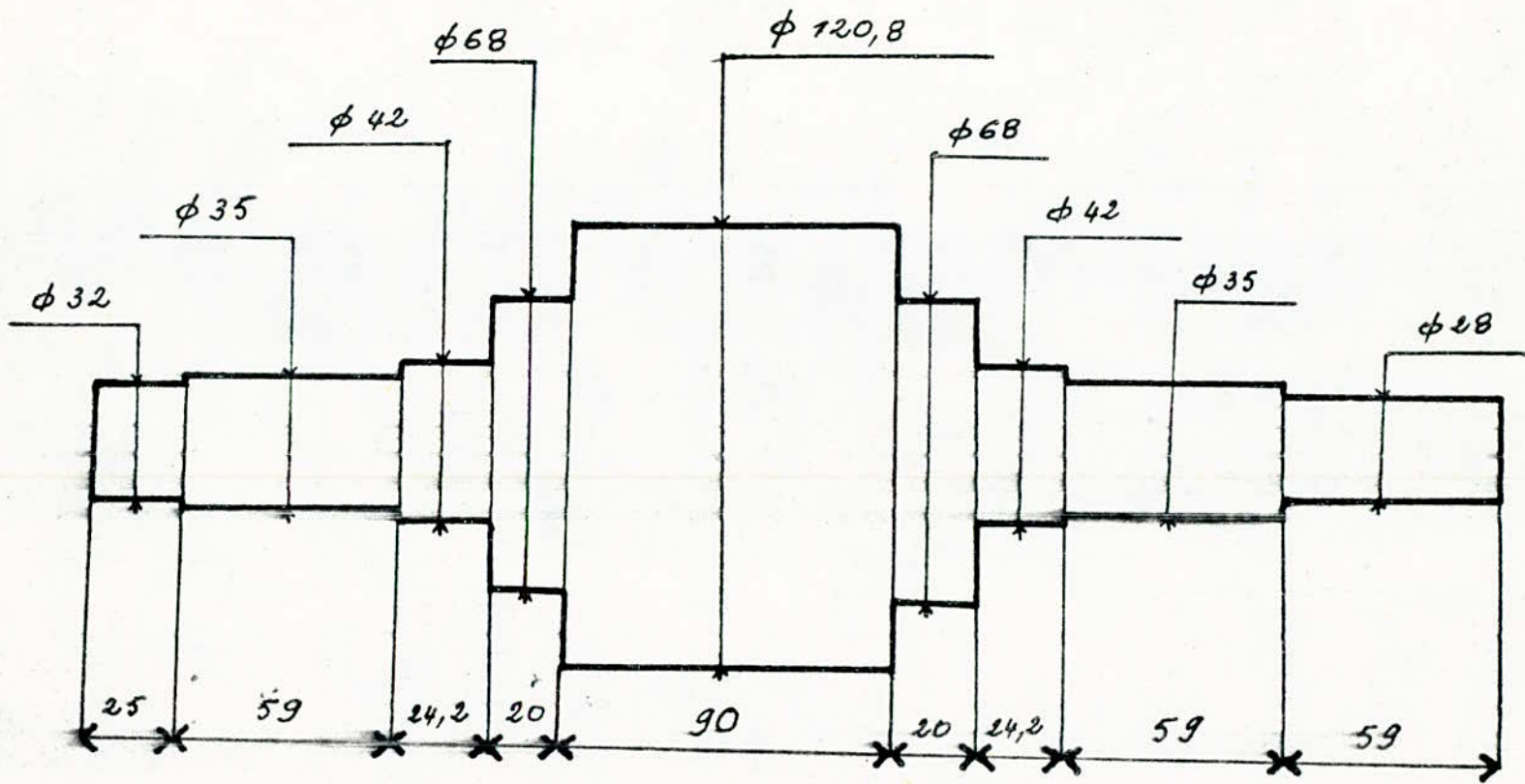


FIG.III.1 : SCHEMA DU ROTOR

Dans cette partie, nous présentons notre maquette expérimentale et nous décrivons les essais réalisés.

Nous comparons enfin les résultats théoriques avec ceux obtenus pratiquement.

1. IDENTIFICATION DE LA MACHINE :

Nous avons procédé au remplacement du rotor à cage d'écureuil d'une machine asynchrone classique par un rotor massif. Cette machine a les caractéristiques suivantes :

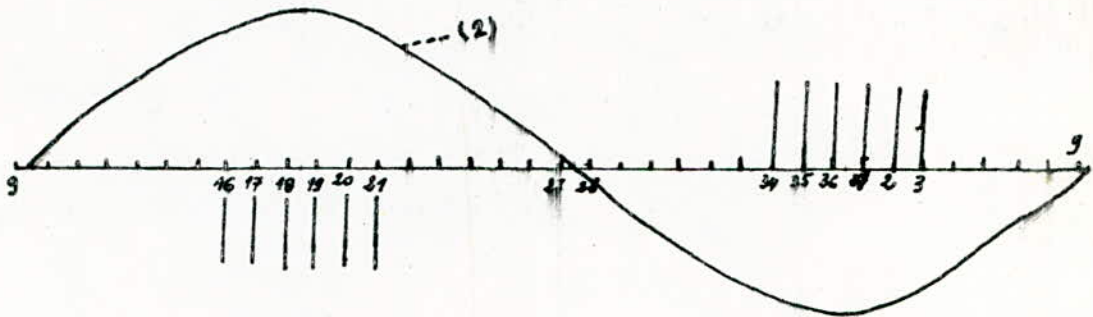
Puissance nominale	4,4 Kw	
Tension nominale	220/380	Δ/λ
Courant nominal	15,8/9,1	Δ/λ
Fréquence d'alimentation	50 HZ	
Nombre de phases	3	
Nombre de pôles	2p = 2	
Nombre d'encoches	36	
Nombre de spires par encoche (2 fils en parallèles)	...	20	
Alésage intérieure du stator	122 mm	
Longueur du fer utile	90 mm	
Diamètre du rotor initial (à cage d'écureuil)....		121,2 mm	
Diamètre du rotor massif	120,8 mm	

1. a- STATOR :

Le stator de la machine utilisée est classique. Nous allons calculer son coefficient de bobinage ainsi que la résistance et la réactance de fuite d'une phase.

- Calcul du coefficient de bobinage :

La disposition spatiale des enroulements de la phase 1 sur un pas polaire de la périphérie du stator est la suivante :



Nous avons représenté la première harmonique de la F.M.M créée par ces enroulements (courbe 2).

En prenant une origine adéquate, la contribution de la phase 1 à la F.M.M d'entrefer s'écrit :

$$\xi_1 = k'_s \cdot i_1 \sin \vartheta \dots \dots \dots (1)$$

avec $i_1 = i = I \cdot \sqrt{2} \cos (\omega t - \theta)$

d'autre part :

$$\xi_1 = \sin \vartheta \cdot \frac{2}{\pi} \int_0^\pi n \cdot i \cdot \delta \cdot \sin \vartheta \cdot d\vartheta$$

où δ est l'impulsion de Dirac et n le nombre de conducteurs par encoche.

$$\xi_1 = \sin \vartheta \cdot \frac{2}{\pi} i \sum_{j=1}^6 n \cdot \sin \vartheta_j \dots \dots \dots (2)$$

En égalisant les relations (1) et (2), on obtient :

$$k'_s = \frac{2}{\pi} \sum_{j=1}^6 n \cdot \sin \vartheta_j$$

Chaque encoche contient le même nombre de conducteurs,

$n = 20$.

Ainsi $k'_s = \frac{2}{\pi} \cdot 20 (\sin \vartheta_1 + \sin \vartheta_2 + \sin \vartheta_3 + \sin \vartheta_4 + \sin \vartheta_5 + \sin \vartheta_6)$

$$\varnothing_1 = \frac{6,5 \cdot 2\pi}{36} ; \varnothing_2 = \frac{7,5 \cdot 2\pi}{36} ; \varnothing_3 = \frac{8,5 \cdot 2\pi}{36}$$

$$\varnothing_4 = \frac{9,5 \cdot 2\pi}{36} ; \varnothing_5 = \frac{10,5 \cdot 2\pi}{36} ; \varnothing_6 = \frac{11,5 \cdot 2\pi}{36}$$

$$\text{D'où } k'_s = \frac{40}{\pi} \cdot 5,737 = 73,04$$

$$\text{avec } k'_s = \frac{k_s}{a} \quad \text{et} \quad a = \frac{2\pi}{\tau_p}$$

- Résistance statorique :

La mesure de la résistance statorique se fait à chaud, par la méthode classique. Le montage aval donne :

$$R_s = (0,18 \pm 0,02) \Omega$$

- Réactance de fuite :

La mesure de la réactance de fuite est assez imprécise. Nous l'aurons mesuré par la méthode de l'impédance homopolaire.

En entraînant notre moteur à la vitesse de synchronisme $N = 3000 \text{ tr/mm}$, nous obtenons :

$$x_f = (2,4 \pm 0,3) \Omega$$

1. b- ROTOR :

Le rotor que nous avons réalisé est en acier de type XC 38 (0,38% de carbone). La figure(III.1) représente ce rotor.

- RESISTIVITE :

La résistivité du rotor est obtenue en mesurant la résistance d'un barreau d'acier (120 mm de longueur et 100 mm^2

de section) de type XC 38 à l'aide d'un pont double (réf. 5).

Pour éviter les effets d'extrémités, on mesure la résistance d'une partie centrale (80 mm de longueur et 100 mm² de section) de ce barreau.

Nous obtenons :

$$\rho = (1,8 \pm 0,2) \cdot 10^{-7} \Omega \cdot m$$

donc la conductivité de l'acier utilisé est :

$$\nu = \frac{1}{\rho} = (5,6 \pm 0,6) \cdot 10^6 \Omega^{-1} \cdot m^{-1}$$

- MOMENT D'INERTIE :

$$J_M = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^g m_i R_i^2$$

avec

$$m_i = \rho \cdot V_i = \rho \cdot \pi \cdot R_i^2 \cdot L_i$$

La densité volumique déterminée à partir d'un échantillon de cet acier est :

$$\rho = 7,9 \text{ kg / dcm}^3$$

D'après la figure III.1, on obtient :

$$J_M = 1,6 \cdot 10^{-2} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

Nous tenons à signaler que la caractéristique magnétique de l'acier XC 38 n'a pas été relevée faute d'indisponibilité d'un échantillon convenable.

2. ESSAIS EN CHARGE :

Le moteur connecté à une source triphasée 50 HZ, tension variable, entraîne une génératrice à courant continu qui débite sur une charge passive.

Le couple est obtenu par une méthode indirecte.

Il est exprimé sous la forme suivante :

$$\Gamma = \frac{P_c / \eta_g + P_m}{\omega_r}$$

avec :

P_c : Puissance fournie à la charge passive.

P_m : Pertes mécaniques du moteur.

ω_r : Vitesse rotorique en rd/ s.

Le rendement η_g de la génératrice (non accouplée mécaniquement avec le moteur) en fonction du courant (FIG.III.2) est obtenu à vitesse et excitation constantes.

La mesure du glissement se fait par une méthode d'opposition (FIG.III.3). Elle consiste à comparer deux tensions dont l'une prise comme référentielle est obtenue à partir d'une source fixe (batterie) et l'autre est obtenue à partir de la dynamo-tachymétrique accouplée en bout d'arbre avec la machine à l'étude. Cette dynamo fournit une tension proportionnelle à la vitesse de rotation.

A tension constante, nous relevons ainsi les caractéristiques :

- Couple-glissement (FIG.III.4)
- Courant-glissement (FIG.III.5)

- Courant watté-courant déwatté (FIG.III.6)
- Facteur de puissance-glissement (FIG.III.7)
- Rendement-glissement (FIG.III.8)

3. ESSAIS DYNAMIQUES (DE RALENTISSEMENT ET DE DEMARRAGE) :

C'est une méthode de détermination du couple dans la gamme de glissement de 0 à 1, à tension constante.

Elle nécessite l'enregistrement des caractéristiques de ralentissement et de démarrage (Réf. 2 et 3).

L'équation mécanique de fonctionnement de la machine a été choisie à priori de la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_2 \Omega^2 + f_3 = \Gamma(\Omega)$$

Où J est le moment d'inertie de l'ensemble de la partie tournante :

$$J = J_M + J_G$$

Le moment d'inertie de la génératrice à courant continu J_G est obtenu à partir de la mesure des pertes mécaniques P_m à la vitesse nominale 314 rd /s (méthode du moteur à vide) et de l'essai de ralentissement de cette machine non accouplée, on a lors de ce dernier essai :

$$J_G \left(\frac{d\Omega}{dt} \right) = - \left(\frac{P_m}{\Omega} \right) \quad J_G = 2,90 \cdot 10^{-2} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

Nous obtenons finalement :

$$J = J_M + J_G = 4,50 \cdot 10^{-2} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

- Essai de ralentissement :

De l'interprétation de l'essai de ralentissement, où $\Gamma(\Omega) = 0$, on déduit les coefficients f_2 et f_3 par un programme d'identification de paramètres basé sur le processus suivant :

On multiplie par un polynôme $P(t)$ l'équation de ralentissement et on intègre sur l'intervalle $(0, T)$ qui contient la durée de ralentissement. Le terme :

$$\int_0^T \frac{d\Omega}{dt} P(t) dt = (\Omega \cdot P)_0^T - \int_0^T \Omega \cdot \dot{P}(t) dt$$

peut s'exprimer par une sommation sur les divers points de mesure si $P(t)$ s'annule pour 0 et T.

D'où le système :

$$f_2 \int_0^T P_1 dt + f_3 \int_0^T P_2 dt = \int_0^T \dot{P}_1 dt$$

Où les P_i ($i=1,2$) s'annulent pour 0 et T.

Nous avons choisi :

$$P_1 = t(t - T)$$

$$P_2 = t(t - T)(t - 2T)$$

- ESSAI DE DEMARRAGE :

Connaissant le moment d'inertie J et les coefficients f_2 et f_3 , on peut alors déduire la caractéristique $\Gamma(\Omega)$ de l'essai de mise en vitesse par :

$$\Gamma = J \frac{d\Omega}{dt} + f_2 \cdot \Omega^2 + f_3$$

Les points de lecture sont lissés, afin d'éviter des écarts trop importants dus aux termes $\frac{d\Omega}{dt}$. Pour cela, on détermine par la méthode des moindres carrés en chaque point t_i le polynôme de degré 2 qui passe au mieux entre les points t_{i-2} , t_{i-1} , t_i , t_{i+1} , t_{i+2} .

Les valeurs lissées de la vitesse et de l'accélération sont définies au point t_i à l'aide du polynôme et sa dérivée.

4. COMPARAISON DES RESULTATS :

La perméabilité du fer dépend de son état de saturation. Pour une meilleure comparaison des résultats expérimentaux avec ceux théoriques, nous avons tracé toutes les caractéristiques théoriques pour deux valeurs de la perméabilité relative μ_r du fer ($\mu_r = 700$ et $\mu_r = 100$).

Le choix de ces valeurs est arbitraire ; mais ces valeurs encadrent la valeur moyenne de la perméabilité du fer rotorique qui est saturé même pour les faibles valeurs de la tension statorique. La comparaison des résultats pratiques avec ceux théoriques nécessite :

- Une mesure précise de la réactance de fuite. Cette réactance est difficile à mesurer et sa valeur (grande par rapport aux machines classiques) influe beaucoup sur les caractéristiques externes.
- Une prise en compte des effets d'extrémités. La machine utilisée possède une longueur utile relativement petite par rapport au diamètre du rotor ; ce qui accentue cet effet.

Le couple moteur (FIG.III,4), à fréquence et tension constantes décroît constamment depuis le démarrage jusqu'au synchronisme.

Le glissement en charge est assez élevé. A glissement donné, le couple moteur croît rapidement avec la tension.

Le courant statorique (FIG.III.5) croît rapidement avec le glissement ; tandis que la partie active du courant (courant watté) varie linéairement avec la partie réactive (courant déwatté) (FIG.III.6).

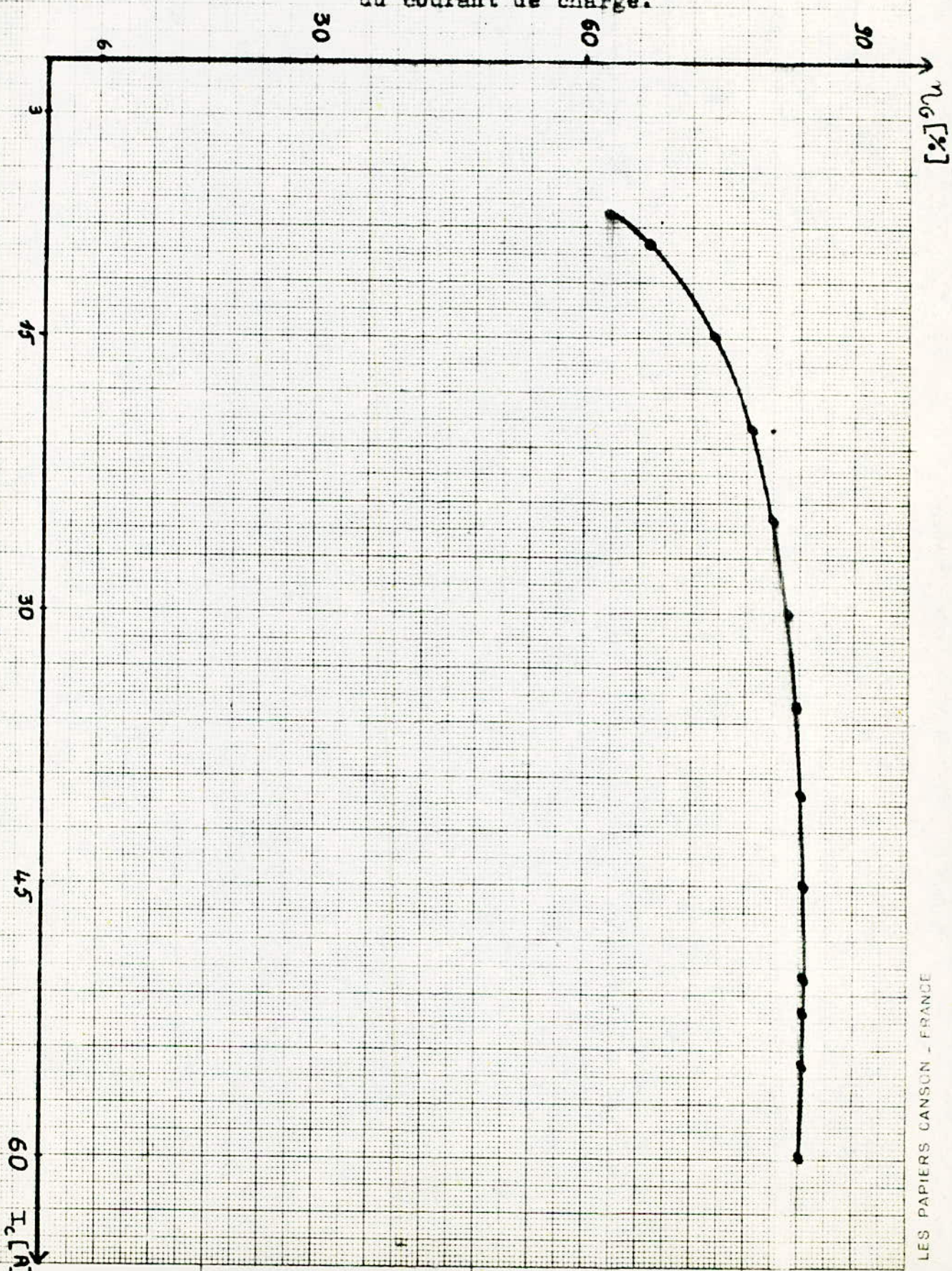
Le facteur de puissance (FIG.III.7) est pratiquement constant et s'établit aux alentours de 0,7 indépendamment de la tension statorique.

Enfin le rendement de la machine (FIG.III.8) est faible. La valeur maximale obtenue pour une tension de 150 V est de 60%.

Les écarts entre les essais en charge et les essais dynamiques sont dûs à :

- L'importance des erreurs introduites par l'appareillage utilisé (de classe supérieure à 2,5).
- La méthode utilisée pour le calcul de couple qui est indirecte suppose un étalonnage très précis de la génératrice.
- Une mesure imprécise du moment d'inertie et des pertes mécaniques de la génératrice.
- Un choix non optimum de l'approximation du couple résistant lors de l'essai de ralentissement.

Fig. III.2 Variation du rendement de la génératrice en fonction du courant de charge.



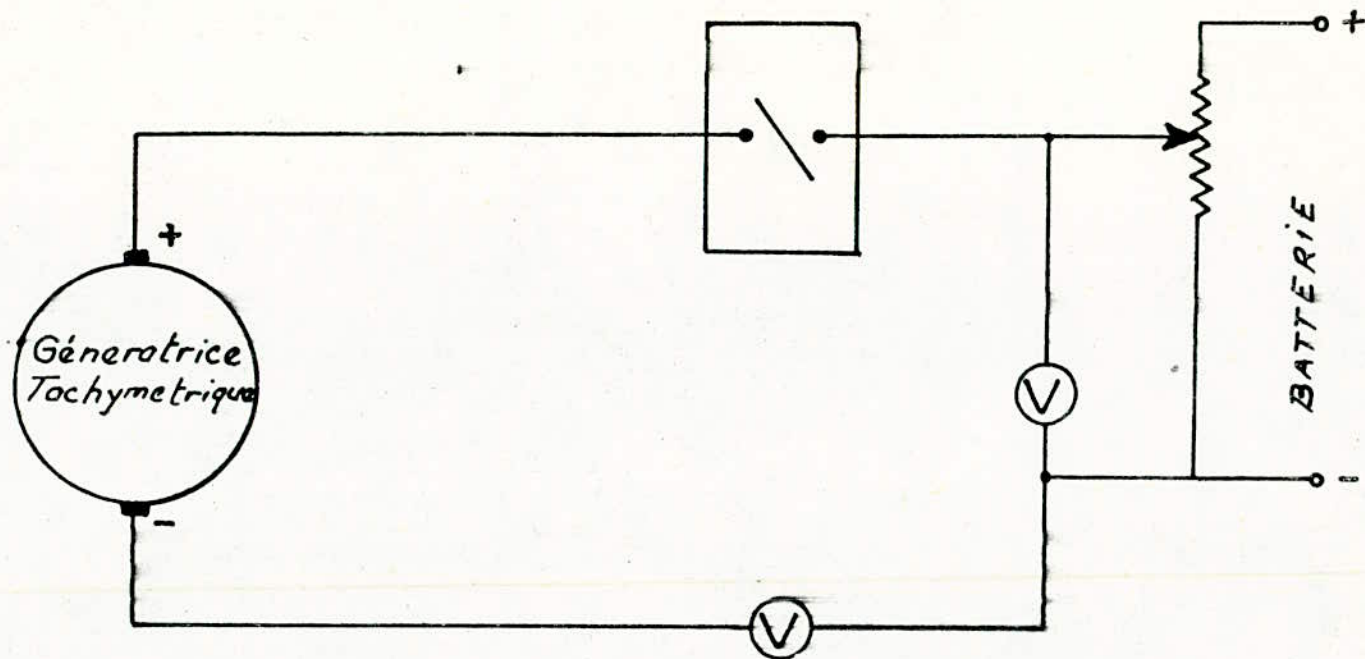


FIG.III.3 : METHODE D'OPPOSITION POUR LA MESURE DES GLISSEMENTS

Fig. III.4.a Variation du couple en fonction du glissement

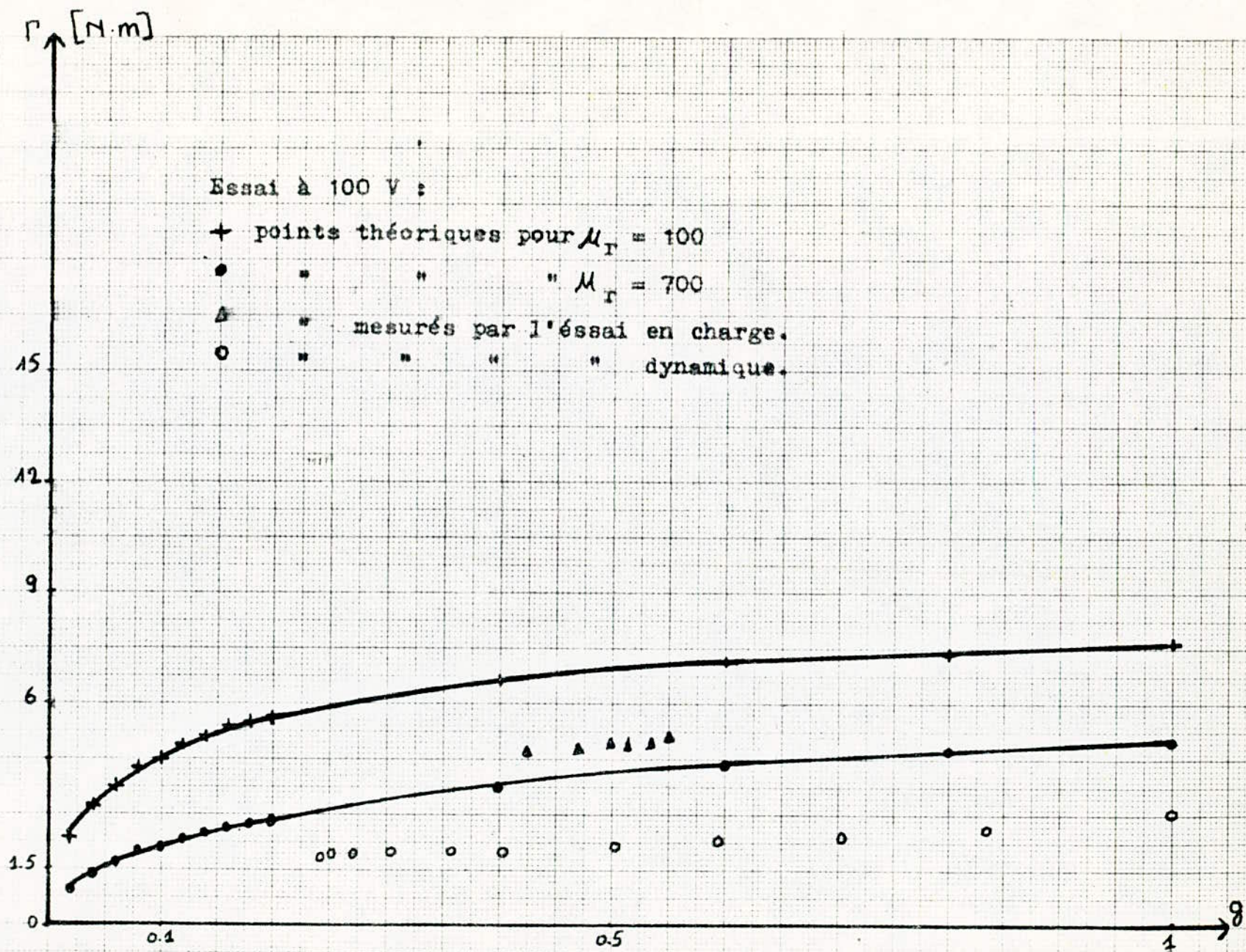


Fig. III.4.b Variation du couple en fonction du glissement

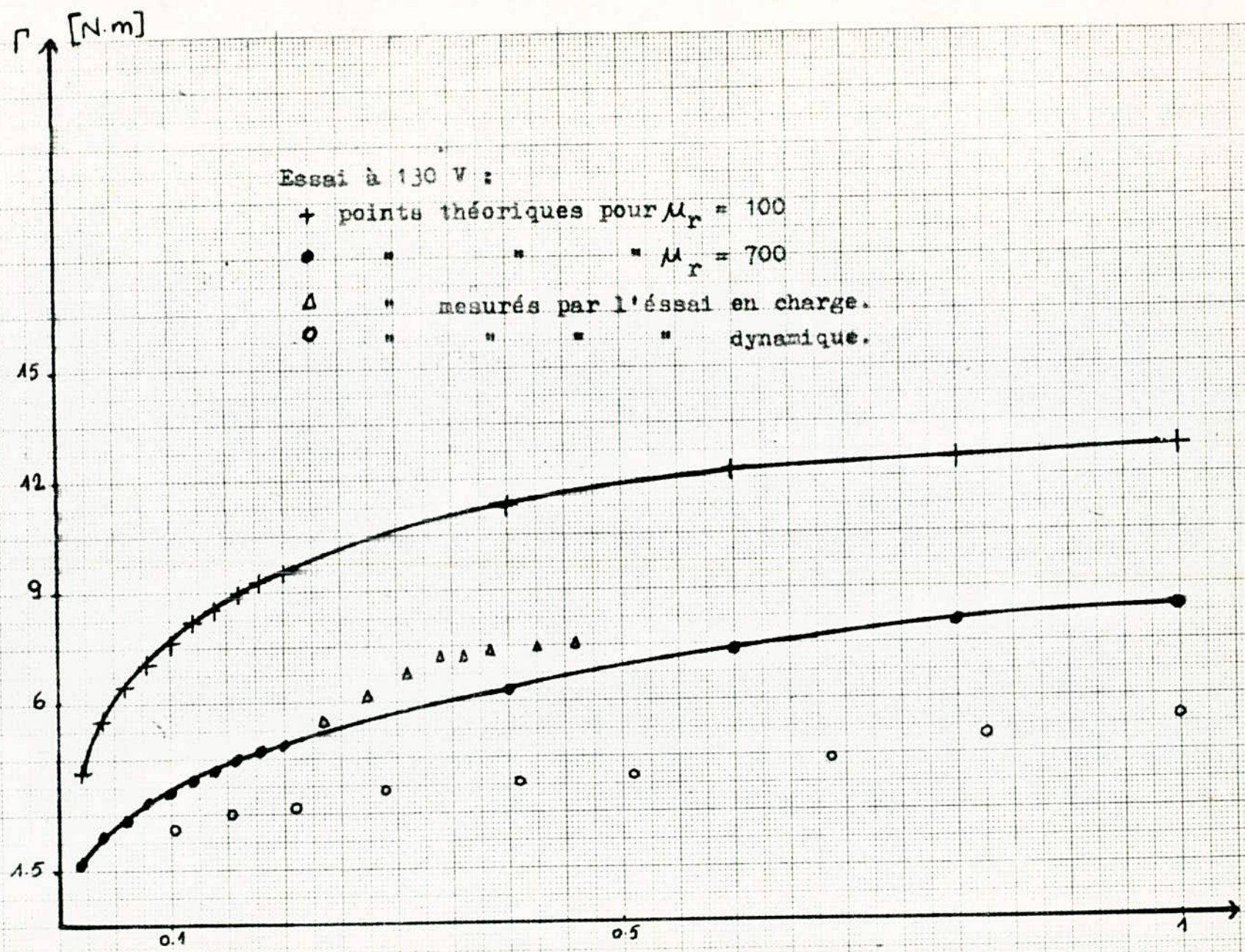


Fig. III.4.c Variation du couple en fonction du glissement

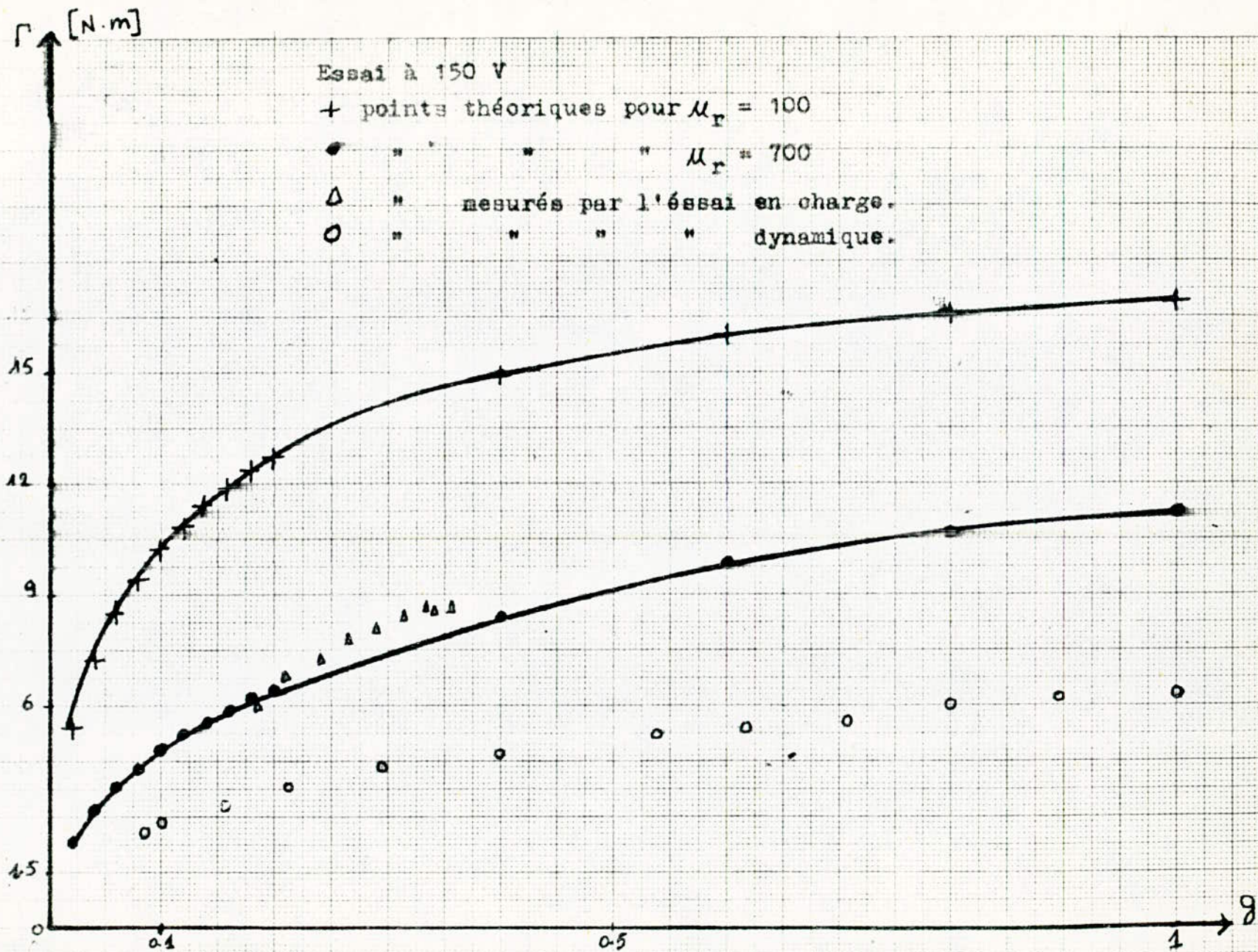


Fig. III.5.a Variation du courant en fonction du glissement

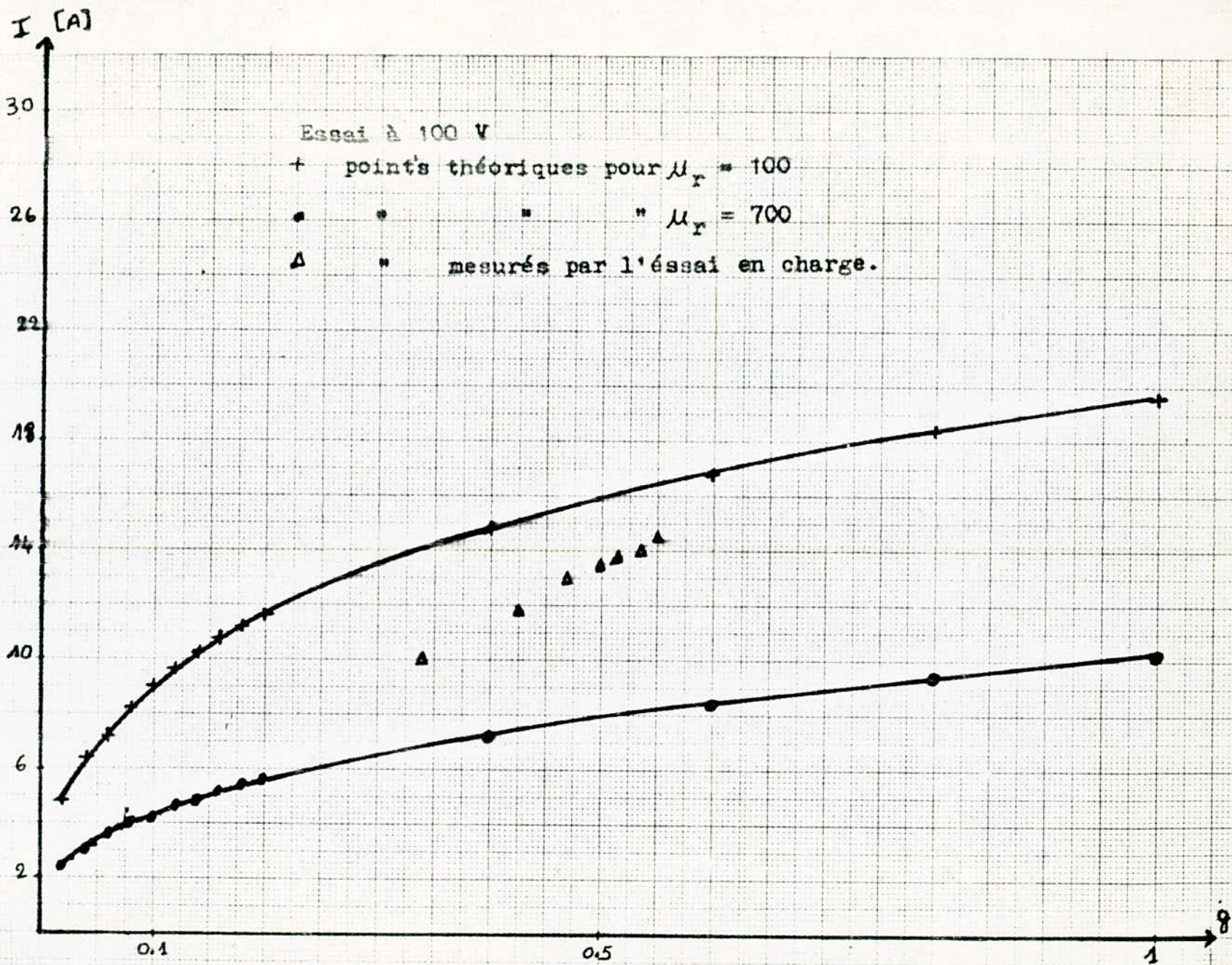


Fig. III.5.b Variation du courant en fonction du glissement

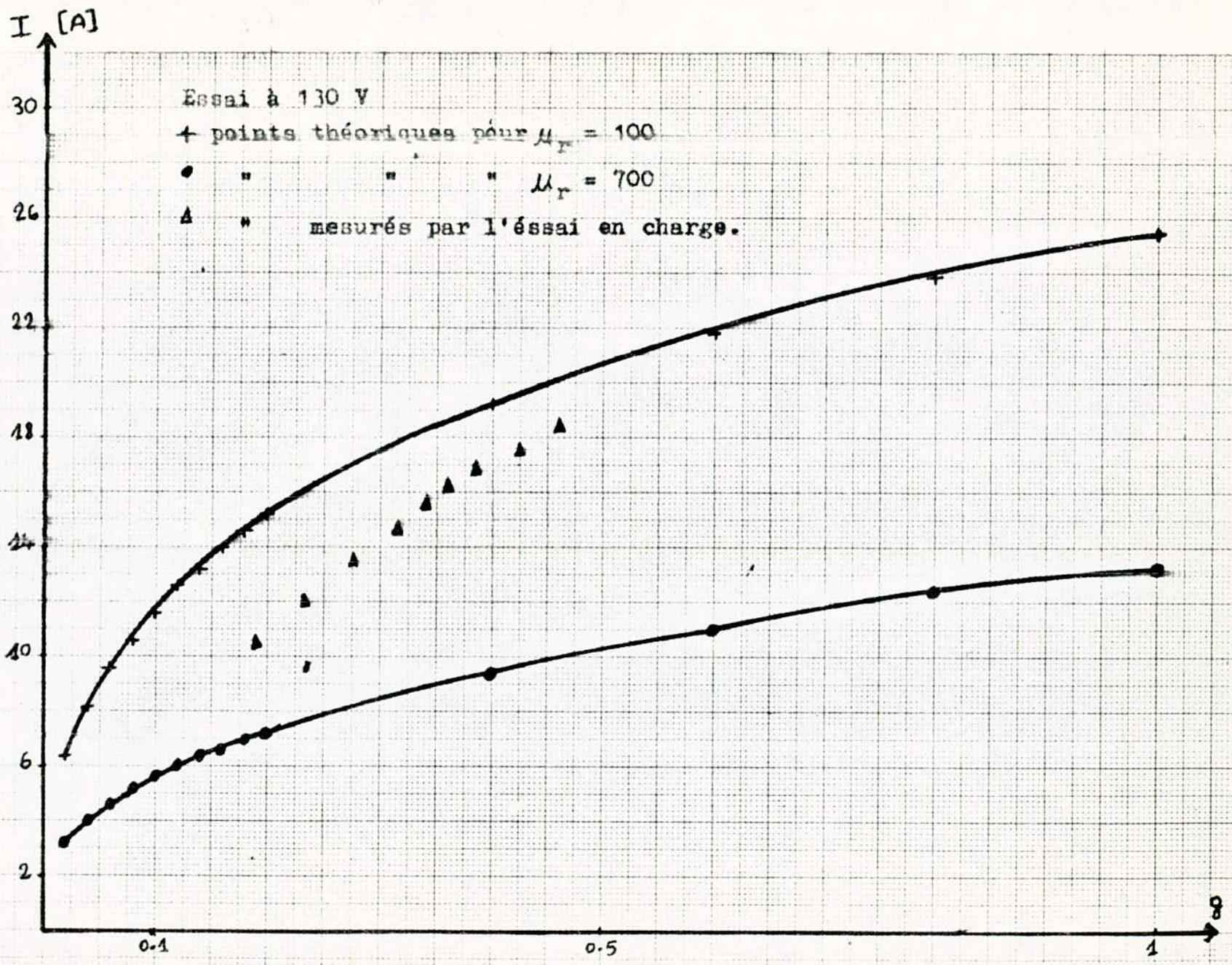


Fig. III.5.c Variation du courant en fonction du glissement

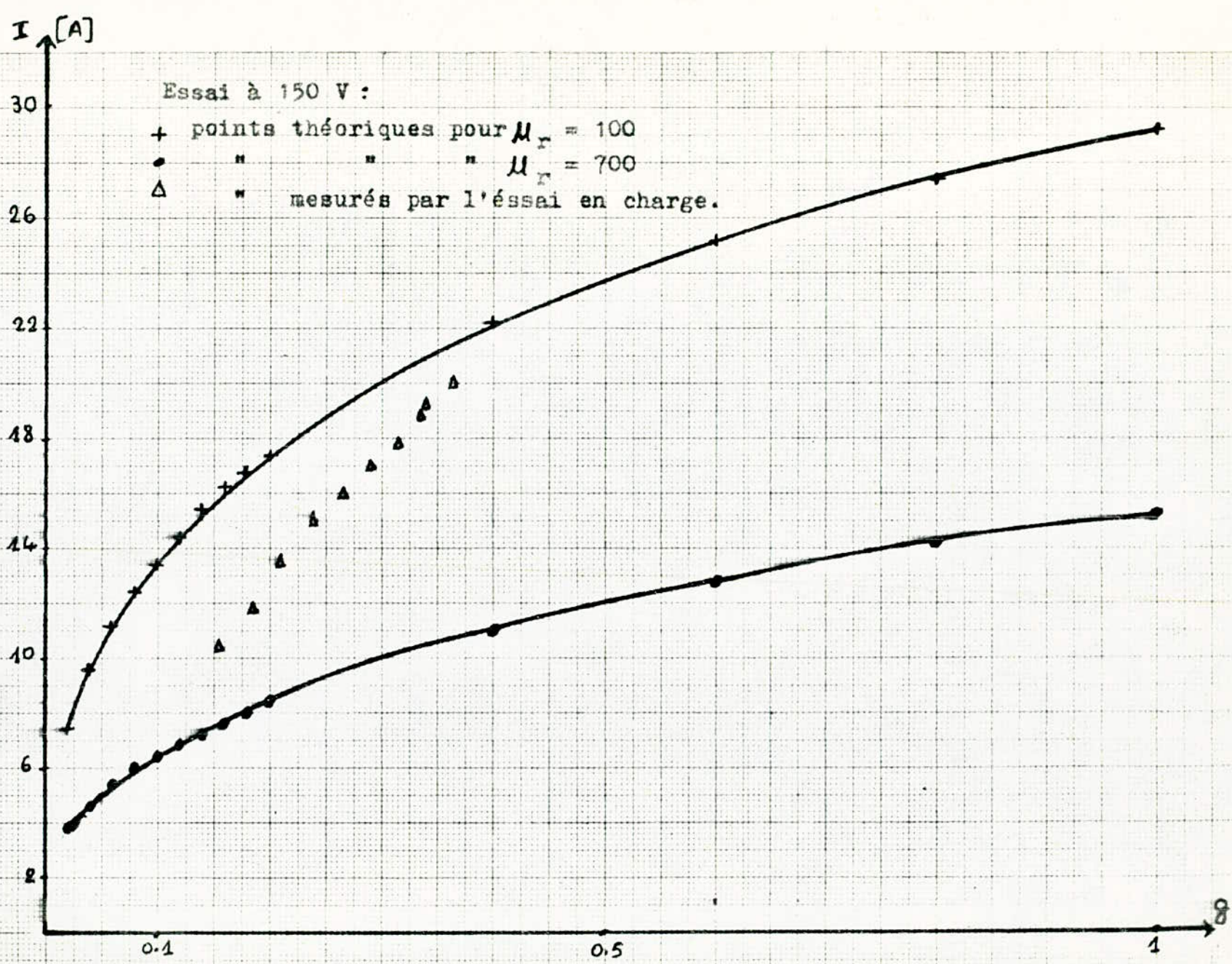
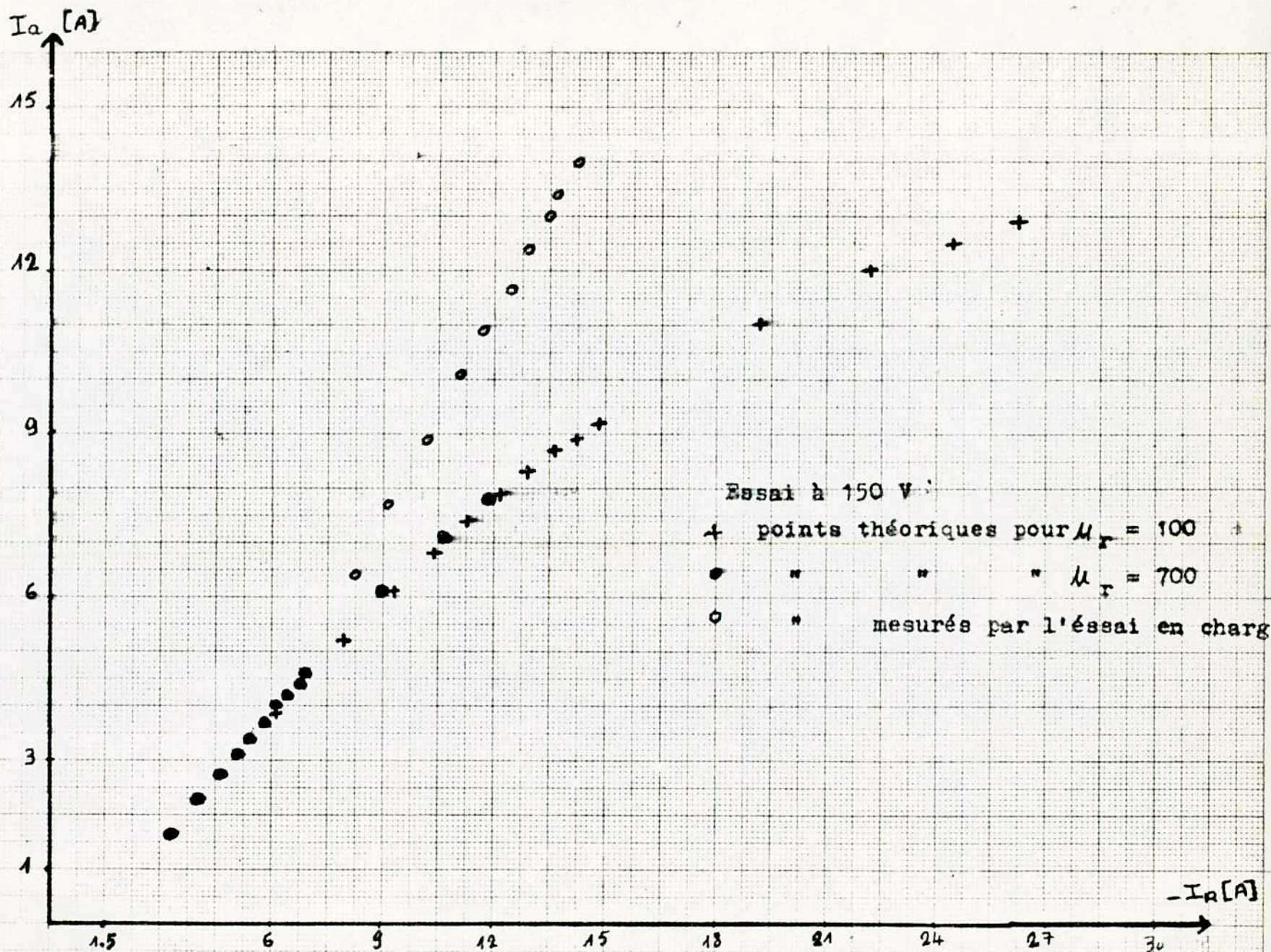


Fig. III.6 Variation du courant I_a en fonction du courant $-I_R$ en fonction du courant DEMATEE.



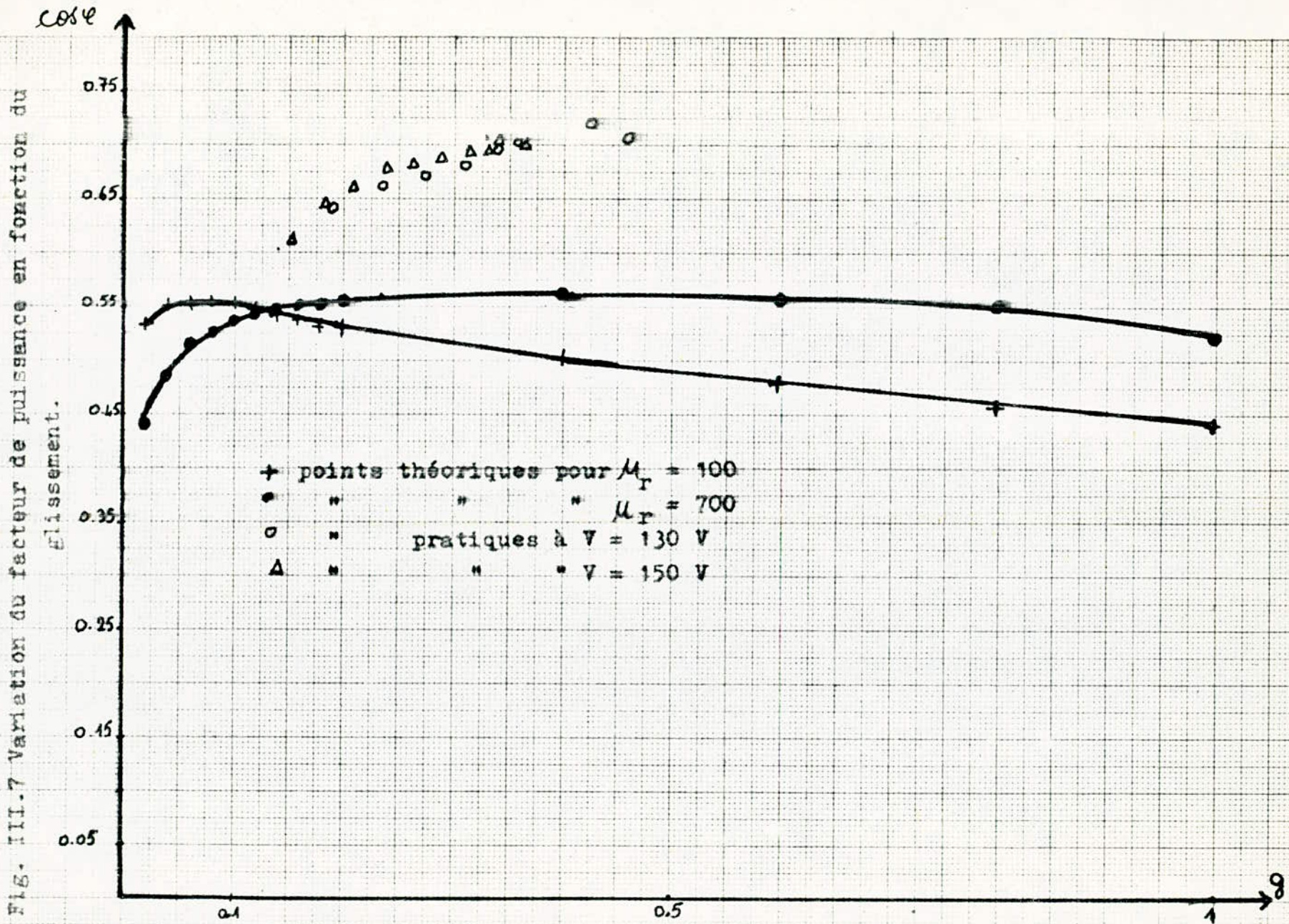
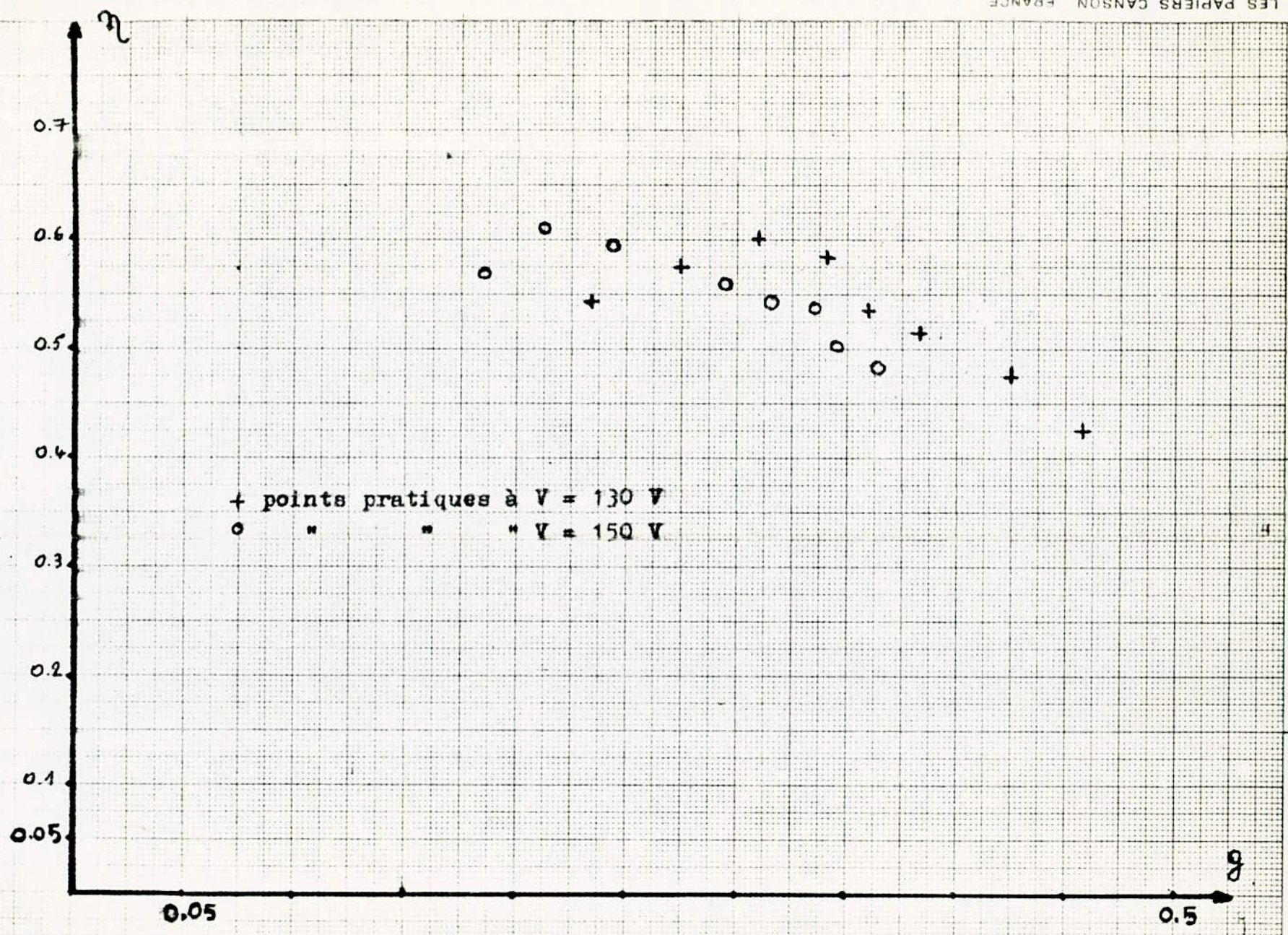


Fig. III.8 Variation du rendement en fonction du glissement



X

CONCLUSION

Conclusion :

Notre étude nous a permis d'analyser les différentes caractéristiques du moteur asynchrone à rotor massif lisse sous ses deux aspects :

- L'Aspect théorique a mis en évidence la possibilité d'étudier ce moteur suivant plusieurs modèles approximatifs. Le modèle linéarisé choisi montre que ce moteur possède un important couple de démarrage ; par contre ses caractéristiques électriques se dégradent considérablement pour les faibles glissements.
- Les différents essais expérimentaux effectués ont montré une relative concordance avec le modèle théorique choisi. Une partie expérimentale plus complète est nécessaire ; elle concernerait entre autre l'étude de la machine à flux constant, l'influence de la fréquence sur les caractéristiques externes et la mesure du champ dans l'entrefer en vue de l'étude des effets d'extrémités.

A partir de tous ces analyses, nous pensons qu'il devient nécessaire de modifier technologiquement ce rotor pour améliorer ses caractéristiques tout en conservant le mieux possible les avantages mécaniques. Une des premières améliorations consiste, si les contraintes mécaniques et la technologie le permettent, à munir les extrémités du rotor d'anneaux de court-circuit en métal bon conducteur, directement brasés sur le fer. Un autre type d'amélioration consiste à pratiquer à la surface du fer des rainures parallèles à l'axe. Ces améliorations peuvent ouvrir de large possibilité quant à l'utilisation industrielle de ce type de moteur.

x

SOMMAIRE

X

NOTATIONS	1
<u>INTRODUCTION</u>	4
<u>CHAPITRE I</u> :	
GENERALITES	6
<u>CHAPITRE II</u> :	
Etude theorique du moteur asynchrone à rotor massif en regime linéarisé.	
1. Modèle theorique	11
2. Mise en équation	12
2.1 Résolution de l'équation de POISSON dans le rotor ..	12
2.2 " " " " " " " l'entrefer ..	13
3. Determination de α_0 , λ_1 et λ_2	14
3.1 A la surface du stator	14
3.2 A la surface du rotor	15
4. Calcul des paramètres électriques de la machine	16
4.1 Schéma équivalent	16
4.2 Calcul du flux d'entrefer	17
4.3 Calcul de l'impédance opérationnelle	18
4.4 Calcul de la réactance magnétisante et de l'impédance du rotor	19
4.5 Calcul du courant	21
4.6 Calcul du couple	23
5. Relation entre la tension d'alimentation et l'induction magnétique normale à la surface du rotor	24



CHAPITRE III :

Etude experimentale .

1. Identification de la machine	29
1.a Stator	29
1.b Rotor	31
2. Essais en charge	33
3. Essais dynamiques	34
4. Comparaison des résultats	36
<u>CONCLUSION</u>	50

--oooooooooooooOoooooooooooo--

