14/84

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

2ea

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : **Electrotechnique**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Cracteristiques Electromécaniques de trois moteurs asynchrones à rotors différents

Proposé par :

R. IBTIOUEN

Etudié par :

KALICHE Abderrahmane

HAMADA Abdelmalek

Dirigé par :

R. IBTIOUEN

PROMOTION : **Juin 1984**

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

Département : Electrotechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Cracteristiques Electromécaniques de trois moteurs asynchrones à rotors différents

Proposé par :
R· IBTIOUEN

Etudié par :
KALICHE Abderrahmane
HAMADA Abdelmalek

Dirigé par :
R. IBTIOUEN

Promotion : Juin 1984

Remerciements

Nous tenons à remercier vivement notre promoteur R. IBTIOUEN pour son aide et ses conseils precieux qu'il nous a prodigués.

Nous tenons aussi à remercier tous les professeurs qui ont contribué à notre formation.

Nous exprimons nos vifs remerciements à Mr MAHMOUDI qui a beaucoup contribué à l'élaboration de notre programme.

Nos remerciements vont également à tous ceux qui ont collaboré de prés ou de loin à l'elaboration de ce modeste ouvrage.

Nous n'oublions pas de remercier Mr EL-HADJ, agent au laboratoire d'electrotechnique de l'E.N.P.A.

Dedicaces

C'est à

- Mes parents
- Mes frères et sœurs
- Tous mes amis
- Tous ceux qui ont contribué à ma formation,

que je dédie ce travail.

Abderrahmane Kaliche

Je dedie ce modeste travail :

- A mes parents
- A mes frères et sœurs
- A mon frère ABDELHAFID
- A mon ami BOUBEKRI Abdelbaki
- Ainsi qu'à tous mes amis.

Abdelmalek Hamada

NOTATIONS

SYMBOLE	DESIGNATION	UNITE
I_s	Courant d'une phase statorique	A
I_m	courant de magnétisation	A
I_r	Courant d'une phase rotorique	A
V	tension par phase au stator	V
E	Force electro-motrice induite par phase	V
E_m	Valeur maximale de la F.e.m E	V
X_1	Réactance de fuite d'une phase Statorique	Ω
R_1	Résistance d'une phase statorique	Ω
X_2	Réactance d'une phase rotorique ramenée au Stator.	Ω
R_2	Résistance d'une phase rotorique ramenée au stator	Ω
X_m	Réactance de magnétisation	Ω
$\vec{e}_r$	Vecteur unitaire de direction radiale	
$\vec{e}_\theta$	Vecteur unitaire de direction tangentielle	
$\vec{e}_z$	Vecteur unitaire de direction axiale	
ω	pulsation des courants statoriques	rd/s
p	Nombre de paires de pôles	
r_s	Rayon interne du stator	m
r_R	Rayon du rotor	m
H	Intensité du champ magnétique	A/m

E	Intensité du champ electrique	V/m
B	Induction magnétique	T
A	Potentiel Vecteur	T.m
σ	Conductivité du matériau utilisé.	$\Omega^{-1}.m^{-1}$
μ	Perméabilité absolue du matériau ferromagnétique utilisé	H/m
μ_r	Perméabilité relative du matériau ferromagnétique utilisé.	
μ_0	Perméabilité du vide ($4\pi.10^{-7}$)	H/m
K_{b1}	Coéfficient de bobinage (du fondamentale)	
N	Nombre de spires en serie par phase	
L	Longueur du noyau	m
δ	épaisseur de peau (ou profondeur de pénétration du flux)	m
g	glissement	
J_p	Fonction de BESSEL du 1er espèce, d'ordre p	
f	Fréquence d'alimentation	Hz
m	Nombre de phases	
Δ	Opérateur Laplacien	
I_{cc}	Courant de court-circuit (à rotor bloqué)	A
I_0	Courant à vide	A
V_{cc}	tension réduite	V

P_{cc}	Puissance de court-circuit (à rotor bloqué)	W
P_o	Puissance absorbée à vide (Pertes à vide)	W
P_{fs}	Pertes fer au stator	W
P_{js}	Pertes Joule au stator	W
P_m	Pertes mécaniques	W.

Table de matières

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Pour les moteurs asynchrones, les principaux éléments de démarrage sont le couple de démarrage et le courant de démarrage. Dans notre étude, nous allons nous intérresser principalement au courant de démarrage sans toute fois perdre de vue le couple. Ce courant ne doit pas dépasser certains limites qui dépendent de la puissance du réseau. Pour les moteurs de grandes puissances, il faudrait que le courant de démarrage soit réduit. Ainsi, nous allons dans le cadre de notre projet de fin d'étude étudier la variation du courant absorbé en fonction du glissement pour trois moteurs d'induction de différents rotors. Pour comparer les caractéristiques $I = f(g)$ nous allons utiliser le système des valeurs réduites pour les courants.

Dans la première partie de notre projet nous étudions un moteur asynchrone à rotor massif lisse. La théorie considérant une caractéristique magnétique linéaire au rotor ainsi que des coordonnées cylindriques est adoptée. Comme dit plus haut, nous nous interressons plus précisemment à la Caractéristique courant-glissement de celui-ci dans le but d'une comparaison avec les moteurs à rotor bobiné et à cage d'écureuil. En effet, il nous est en premier lieu plus facile d'adopter le système des courants réduits pour les trois moteurs étudiés et ce en fixant l'intensité nominale indiquée sur la plaque signalitique.

Dans les deuxième et troisième partie de notre travail, nous déterminons la caractéristique courant-glissement pour respectivement un moteur bobiné et un moteur à cage. Nous identifions les deux machines suivant divers procédés. Pour le moteur à cage, nous profiterons pour exploiter les méthodes proposées par ALger [3] et Mauduit [4] pour identifier la machine vu que pour celle-ci le rotor n'est pas accessible aux mesures. Les caractéristiques courant-glissement en valeurs réduites pour ces deux derniers moteurs seront comparées à celle du moteur à rotor massif lisse.

Enfin, dans la dernière partie de notre travail, nous ferons une étude brève de la génératrice asynchrone autonome à rotor bobiné.

Nota:

[ ] : référence bibliographique.

PARTIE I.

ETUDE THEORIQUE ET EXPERIMENTALE D'UN MOTEUR A ROTOR MASSIF LISSE

INTRODUCTION

Nous allons étudier le moteur d'induction à rotor massif lisse en considérant une caractéristique magnétique linéaire pour l'acier rotorique.
Nous développerons l'étude du champ rotorique en adoptant dans notre cas un système de coordonées cylindriques.
Ce système de coordonnées permettra de mieux percevoir la distorsion du champ rotorique pour des faibles glissements.

A_ ETUDE THEORIQUE

A.0 ANALOGIE AVEC LA MACHINE ASYNCHRONE CLASSIQUE.

Par analogie avec la machine asynchrone classique, le schéma équivalent par phase du moteur asynchrone à rotor massif lisse est ainsi représenté :

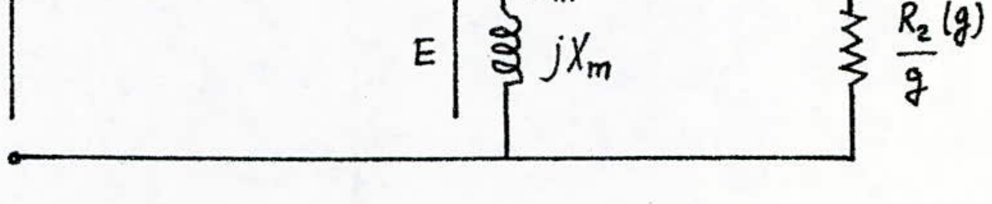


Fig. 1 " SCHEMA EQUIVALENT PAR PHASE RAMENE AU STATOR DE LA MACHINE "

Dans ce schéma équivalent "I_s" représente le courant absorbé au stator qui se divisera en une composante de magnétisation "I_m" et en composante de charge "I_r" qui compense l'action magnétique du rotor sur le stator.

Le problème consiste à déterminer l'impédance rotorique. Nous avons adopté une caractéristique magnétique linéaire pour le rotor, de plus pour résoudre le problème du champ au niveau du rotor, des hypothèses simplificatrices sont nécessaires.

A.1 HYPOTHESES ET MODELE D'ETUDE.

a/ HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES.

1- La perméabilité statorique est infinie.
2- La résistivité moyenne du stator est infinie par suite de son feuilletage.
3- Les effets d'extrémité seront négligés.
4- Les phénomènes d'hystérésis seront négligés.
5- Toutes les grandeurs électriques et magnétiques seront ramenées à leur composante fondamentale (pas d'harmonique d'espace).

b/ MODELE D'ETUDE ADOPTE

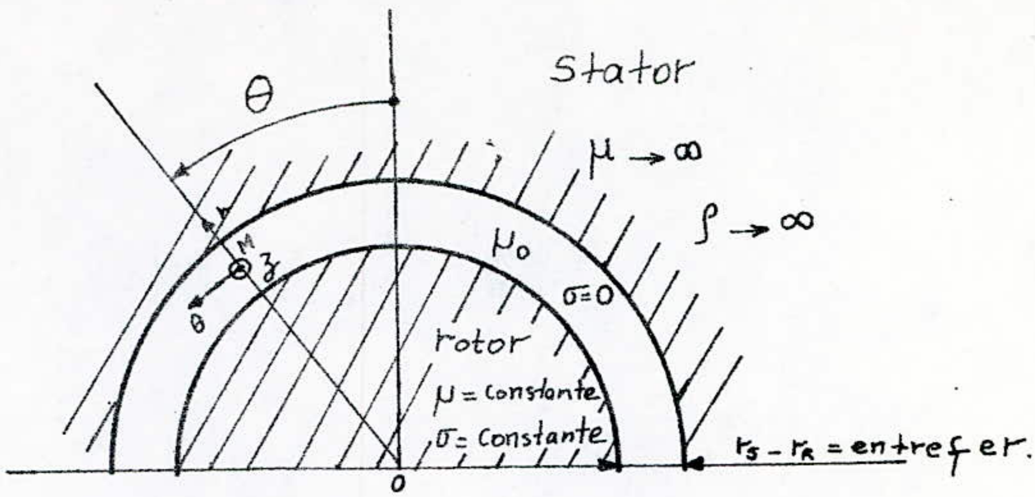


Fig. 2 "Modèle d'étude du rotor massif Lisse"

Deux systèmes stationnaires en coordonnées cylindriques sont établis (rotor et stator), l'origine des angles au stator est localisée sur l'axe de la phase de référence, à l'instant $t=0$, les coordonnées angulaires coïncident.

A.2_ETUDE DU CHAMP

A.2.1. EQUATION GENERALES

Les équations de MAXWELL pour un cas quasi-stationnaire en négligeant le courant de déplacement devant le courant de conduction $\left(\frac{\partial D}{\partial t} \ll J\right)$ sont:

$$\begin{cases} Rot\ H = J & (1) \\ Rot\ E = -\dfrac{\partial B}{\partial t} & (2) \end{cases}$$

$$Div\ B = 0 \qquad (3)$$

$$div\ B = 0 \quad \Rightarrow \quad Rot\ A = B \qquad (3')$$

A : potentiel vecteur qui a suivant l'hypothèse (3) une seule composante dirigée selon l'axe des z, en plus avec la pérméabilité relative (μ_r) et la conductivité (σ) du rotor qui sont supposées constantes nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} J = \sigma E & (4) \\ B = \mu H & (5) \end{cases}$$

Ces deux données sont suffisantes pour réduire les équations du champ à une seule équation contenant une des variables suivantes (B, H, E et J).
Nous choisissons pour l'équation finale du champ la variable dont les conditions aux limites sont les plus simples.[1]

A.2.2 RESOLUTION DES EQUATIONS

a/ INDUCTION MAGNETIQUE A LA SURFACE DU STATOR

Supposant que la force électro-motrice induite par phase est :

$$E = E_m \sin \omega t$$

Le flux d'entrefer sera donné par :

$$\phi = -\frac{E_m}{\omega} \cos \omega t \qquad (6)$$

Le fondamentale de la composante radiale de l'induction magnétique à la surface du stator peut être écrit comme suit :

$$B_r \Big|_{stator} = B_0 \cos(p\theta_s - \omega t) \qquad (7)$$

$$d\phi = B_r \Big|_{stator} dS$$

$$= B_r \Big|_{stator} (r_s \, d\theta_s) \, dz$$

Donc $\phi = (K_{b1} \cdot N) \iint_S B_0 \cos(p\theta_s - \omega t) \, r_s \, d\theta_s \, dz$.

$$\phi = (K_{b1} \cdot N) \, r_s \int_0^L dz \int_{-\pi/2p}^{+\pi/2p} B_0 \cos(p\theta_s - \omega t) \, d\theta_s$$

$$\phi = 2 \left(\frac{B_0}{p} \cos \omega t \right) (K_{b1} \cdot N) \, L \cdot r_s$$

D'autre part $\phi = -\frac{E_m}{\omega}\cos\omega t$

Donc
$$B_0 = -\frac{p\,E_m}{2\,r_s\,L\,\omega\,(K_{b1}\cdot N)} \qquad (8)$$

D'où en utilisant l'équation (7) nous tirons l'induction magnétique radiale au niveau de la surface statorique [1]

$$B_r\Big|_{r=r_s} = -\frac{p\,E_m}{2\,r_s\,L\,\omega\,(K_{b1}\cdot N)}\cos(p\theta_s-\omega t)$$

b/ INDUCTION MAGNETIQUE AU NIVEAU DU ROTOR

Dans les limites de la longueur de l'armature magné-tique les lignes du champ sont situées dans des plans perpendiculaires à l'axe des z.
Le champ se reproduit dans chacun de ces plans (Champ plan parallèle ou plus souvent appelé champ à deux dimensions) :

$$B = \begin{pmatrix} B_r \\ B_\theta \\ 0 \end{pmatrix} \quad ; \quad A = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ A_z \end{pmatrix}$$

Les équations (1), (2), (4) et (5) permettent d'écrire :

$$\text{rot}\,(\text{rot}\,B) + \mu\sigma \frac{\partial B}{\partial t} = 0 \qquad (9)$$

En utilisant la condition $\text{div}\,B = 0$ nous trouverons une équation aux dérivées partielles de B_r.

Div $B = 0$ en coordonnées cylindriques s'écrit :

$$\frac{\partial B_r}{\partial t} + \frac{B_r}{r} + \frac{1}{r}\frac{\partial B_\theta}{\partial \theta} + \frac{\partial B_z}{\partial z} = 0$$

or $\frac{\partial B_z}{\partial z} = 0$.

Donc $$\frac{\partial B_r}{\partial r} + \frac{B_r}{r} + \frac{1}{r}\frac{\partial B_\theta}{\partial \theta} = 0 \qquad (10)$$

De même

$$\text{Rot}\,(\text{rot}\,B) = \text{grad}\,(\text{div}\,B) - \Delta\cdot B$$

$$= -\Delta\cdot B$$

Suivant la direction $\vec{r}$ (Fig.2) la relation (9) s'écrit :

$$\frac{\partial}{\partial r}\left(\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}(r B_r)\right) + \frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 B_r}{\partial \theta^2} - \frac{2}{r^2}\frac{\partial B_\theta}{\partial \theta} + \mu\sigma\frac{\partial B_r}{\partial t} = 0$$

ou bien

$$\frac{\partial^2 B_r}{\partial r^2} - \frac{B_r}{r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial B_r}{\partial r} + \frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 B_r}{\partial \theta^2} - \frac{2}{r^2}\frac{\partial B_\theta}{\partial \theta} +$$

$$\mu\sigma \frac{\partial B_r}{\partial t} = 0 \qquad (11)$$

De la relation (10) nous tirons :

$$\frac{1}{r}\frac{\partial B_\theta}{\partial \theta} = -\frac{\partial B_r}{\partial r} - \frac{B_r}{r} \Rightarrow -\frac{2}{r^2}\frac{\partial B_\theta}{\partial \theta} = \frac{2}{r}\frac{\partial B_r}{\partial r} + 2\frac{B_r}{r^2}$$

L'équation (11) devient :

$$\frac{\partial^2 B_r}{\partial r^2} - \frac{B_r}{r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial B_r}{\partial r} + \frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 B_r}{\partial \theta^2} + \frac{2}{r}\frac{\partial B_r}{\partial r} +$$

$$2\frac{B_r}{r^2} + \mu\sigma\frac{\partial B_r}{\partial t} = 0$$

ou bien

$$\frac{\partial^2 B_r}{\partial r^2} + \frac{3}{r}\frac{\partial B_r}{\partial r} + \frac{B_r}{r^2} + \frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 B_r}{\partial \theta^2} + \mu\sigma\frac{\partial B_r}{\partial t} = 0$$

(12)

La solution de l'équation (12) est de la forme [1] :

$$B_r = A_1 \frac{e^{j(p\theta - g\omega t)}}{r\sqrt{jg\omega\mu\sigma}} J_p\left(r\sqrt{jg\omega\mu\sigma}\right)$$

(13)

c/ INDUCTION TANGENTIELLE AU NIVEAU DU ROTOR

Pour cela on utilise les deux expressions suivantes, en posant

$$\beta = p\theta - g\omega t \qquad (14)$$

$$m = \sqrt{j g \omega \mu \sigma} \qquad (15)$$

a) $\mathrm{Div}\, B = 0$

b)
$$\frac{d}{dr}\left(J_p(mr)\right) = \begin{cases} m J_{p-1}(mr) - \frac{p}{r} J_p(mr) & (16.a) \\ \text{ou bien} & \\ -m J_{p+1}(mr) + \frac{p}{r} J_p(mr) & \end{cases}$$

(16.b)

De la relation (10) nous tirons :

$$\frac{\partial B_\theta}{\partial \theta} = -B_r - r\,\frac{\partial B_r}{\partial r} \qquad (17)$$

D'autre part

$$B_r = \frac{A_1\, e^{j\beta}}{mr}\, J_p(mr) \qquad (18)$$

$$\frac{\partial B_r}{\partial r} = \frac{A_1 e^{j\beta}}{mr}\left[m J_{p-1}(mr) - \frac{p}{r} J_p(mr)\right] - \frac{A_1 e^{j\beta}}{mr^2} J_p(mr)$$

Donc

$$-r\,\frac{\partial B_r}{\partial r} = -\frac{A_1 e^{j\beta}}{m}\left(m\,J_{P-1}(mr) - \frac{P}{r}J_P(mr)\right) + A_1\frac{e^{j\beta}}{mr}J_P(mr)$$

(19)

À partir des expressions (17), (18) et (19) nous obtenons:

$$-\frac{\partial B_\theta}{\partial \theta} = -A_1 e^{j\beta} J_{P-1}(mr) + \frac{A_1 P}{mr} e^{j\beta} J_P(mr)$$

$$\Rightarrow \quad B_\theta = j A_1 e^{j(P\theta - g\omega t)}\left[\frac{J_{P-1}(r\sqrt{jg\omega\mu\sigma})}{P} - \frac{J_P(r\sqrt{jg\omega\mu\sigma})}{r\sqrt{jg\omega\mu\sigma}}\right]$$

(20)

d/ INDUCTION TANGENTIELLE AU NIVEAU DU ROTOR ECRITE SOUS UNE AUTRE FORME.

Nous allons introduire les nouvelles notations [1] :

$$a = \frac{r}{\delta} \qquad (21)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{g\omega\mu\sigma}} \qquad (22)$$

δ : représente la profondeur de pénétration du flux dans le rotor.

Et cherchons maintenant une relation entre J_p, J_{p-1} et J_{p+1}.
Dérivant l'expression de B_r (18) en utilisant la relation (16-b)

$$\frac{\partial B_r}{\partial r} = A_1 \frac{e^{j\beta}}{mr} \left[-m J_{p+1}(mr) + \frac{p}{r} J_p(mr) \right] - \frac{A_1 e^{j\beta}}{mr^2} J_p(mr)$$

$$\Rightarrow -r \frac{\partial B_r}{\partial r} = A_1 e^{j\beta} J_{p+1}(mr) - \frac{p}{mr} A_1 e^{j\beta} J_p(mr) + \frac{A_1 e^{j\beta}}{mr} J_p(mr)$$

$$\frac{\partial B_\theta}{\partial \theta} = -r \frac{\partial B_r}{\partial r} - B_r$$

$$= A_1 e^{j\beta} J_{p+1}(mr) - \frac{A_1 p\, e^{j\beta}}{mr} J_p(mr)$$

Donc $$B_\theta = -j A_1 e^{j\beta} \frac{J_{p+1}(mr)}{p} + j \frac{A_1}{mr} e^{j\beta} J_p(mr)$$

(20-bis)

Egalisant (20-bis) avec (20) nous aurons :

$$-\frac{J_{p+1}(mr)}{p} + \frac{J_p(mr)}{mr} = \frac{J_{p-1}(mr)}{p} - \frac{J_p(mr)}{mr}$$

$$\Rightarrow \frac{2 J_p(mr)}{mr} = \frac{J_{p+1}(mr) + J_{p-1}(mr)}{p}$$

$$\Rightarrow \frac{J_p(mr)}{mr} = \frac{J_{p+1}(mr) + J_{p-1}(mr)}{2p} \qquad (23.a)$$

D'aprés (23.a) nous aurons :

$$B_r = A_1 e^{j\beta} \left[\frac{J_{p+1}(mr) + J_{p-1}(mr)}{2p} \right] \qquad (23.b)$$

En additionnant les équations (20-bis) et (20) nous obtenons

$$2B_\theta = j\,A_1\,e^{j\beta}\left[\frac{J_{P-1}(mr)}{P} - \frac{J_{P+1}(mr)}{P}\right]$$

$$\Rightarrow \quad B_\theta = j\,\frac{A_1 e^{j\beta}}{2P}\left[J_{P-1}(mr) - J_{P+1}(mr)\right] \qquad (23.c)$$

En utilisant les notations (21) et (22) nous pouvons écrire les équations du champ au niveau du rotor d'une fason plus simple [1]:

$$B_r = A_1\,e^{j\beta}\left[J_{P-1}(a\sqrt{j}) + J_{P+1}(a\sqrt{j})\right] \qquad (24)$$

$$B_\theta = j\,A_1\,e^{j\beta}\left[J_{P-1}(a\sqrt{j}) - J_{P+1}(a\sqrt{j})\right] \qquad (25)$$

e/ INDUCTION MAGNETIQUE AU NIVEAU DE L'ENTREFER

Au niveau de l'entrefer, la solution pour le champ est donnée par [1] :

$$B_r = A_2\,e^{j\beta}\left[r^{P-1} + k\,r^{-(P+1)}\right] \qquad (26)$$

$$B_\theta = j\,A_2\,e^{j\beta}\left[r^{P-1} - k\,r^{-(P+1)}\right] \qquad (27)$$

De nouvelles notations sont introduites par la suite du travail[1] :

$$W = \frac{J_{P-1}(a\sqrt{j}) + J_{P+1}(a\sqrt{j})}{J_{P-1}(a_R\sqrt{j}) + J_{P+1}(a_R\sqrt{j})} \tag{28}$$

$$z = x + jy = \frac{J_{P-1}(a\sqrt{j}) - J_{P+1}(a\sqrt{j})}{J_{P-1}(a\sqrt{j}) + J_{P+1}(a\sqrt{j})} \tag{29}$$

$$\eta = \left(\frac{r_R}{r_s}\right)^{2P} \tag{30}$$

En appliquant les conditions de la continuité de la composante de l'induction et de la composante tangentielle du champ nous avons :

En $r = r_s$ $\qquad B_r\big|_{stator} = B_r\big|_{entrefer}$ (31)

En $r = r_R$

$$\begin{cases} B_r\big|_{rotor} = B_r\big|_{entrefer} & (32) \\ B_\theta\big|_{rotor} = \mu_r\, B_\theta\big|_{entrefer} & (33) \end{cases}$$

f/ DETERMINATION DES CONSTANTES A_1, A_2 et k.

Nous allons utilisé les relations (31) et (32) c'est à dire les équations de continuité des composantes normale et tangentielle du champ pour déterminer les constantes A_1, A_2 et k.

Au niveau du stator, nous avons $B_r = \mathcal{R}e\left(B_0\, e^{j\beta}\right)$ donc le champ sous forme complexe s'écrira :

$$B_r = B_0\, e^{j\beta}$$

D'aprés la condition d'interface (31) nous avons :

$$\underset{(stator)}{B_0\, e^{j\beta}\Big|_{r=r_s}} = \underset{(entrefer)}{B_r\Big|_{r=r_s}}$$

En utilisant la relation (26) nous obtenons :

$$B_0\, e^{j\beta} = A_2\, e^{j\beta}\left[r_s^{\,P-1} + k\, r_s^{-(P+1)}\right]$$ d'où :

$$A_2 = \frac{B_0}{r_s^{\,P-1} + k\, r_s^{-(P+1)}} \qquad (34)$$

La condition à la limite (continuité de la composante normale de l'induction), ainsi que les relations (24) et (26) nous permettent d'écrire que :

$$A_1 e^{j\beta}\left[J_{P-1}(a_R\sqrt{j}) + J_{P+1}(a_R\sqrt{j})\right] = A_2 e^{j\beta}\left[r_R^{P-1} + k\, r_R^{-(P+1)}\right]$$

C'est à dire

$$A_1 = A_2\ \frac{r_R^{P-1} + k\, r_R^{-(P+1)}}{J_{P-1}(a_R\sqrt{j}) + J_{P+1}(a_R\sqrt{j})} \qquad (35)$$

En remplaçant A_2 par sa valeur ; nous obtenons :

$$A_1 = B_0\ \frac{r_R^{P-1} + k\, r_R^{-(P+1)}}{\left(r_s^{P-1} + k\, r_s^{-(P+1)}\right)} \cdot \frac{1}{\left(J_{P+1} + J_{P-1}\right)}$$

ou bien

$$A_1 = B_0\left(\frac{r_R}{r_s}\right)^{P-1} \frac{\left(1 + k\, r_R^{-2P}\right)}{\left(1 + k\, r_s^{-2P}\right)} \cdot \frac{1}{\left(J_{P-1} + J_{P+1}\right)} \qquad (36)$$

la continuité de la composante tangentielle (33) ainsi que les relations (25) et (27) nous permettent d'écrire :

$$j A_1 e^{j\beta}\left(J_{P-1} - J_{P+1}\right) = j\,\mu_r A_2 e^{j\beta}\left[r_R^{P-1} - k\, r_R^{-(P+1)}\right]$$

ou bien

$$A_1 = A_2\ \frac{\mu_r\left[r_R^{P-1} - k\, r_R^{-(P+1)}\right]}{\left(J_{P-1} - J_{P+1}\right)} \qquad (37)$$

<u>N.B</u> $J_p(a_R\sqrt{j})$ est notée J_p.

En égalisant les relations (35) et (36) puis en simplifiant par A_2 nous aboutissons à :

$$\mu_r \cdot \frac{r_R^{P-1} - k\, r_R^{-(P+1)}}{J_{P-1} - J_{P+1}} = \frac{r_R^{P-1} + k\, r_R^{-(P+1)}}{J_{P-1} + J_{P+1}}$$

En simplifiant les numérateurs par $r_R^{(P-1)}$ et en effectuant

$$\mu_r \left(1 - k\, r_R^{-2P}\right)\left(J_{P-1} + J_{P+1}\right) = \left(1 - k\, r_R^{-2P}\right)\left(J_{P-1} - J_{P+1}\right)$$

$$\Rightarrow \mu_r \left(J_{P-1} + J_{P+1}\right) - \mu_r\, k\, r_R^{-2P}\left(J_{P-1} + J_{P+1}\right) =$$

$$\left(J_{P-1} - J_{P+1}\right) + k\, r_R^{-2P}\left(J_{P-1} - J_{P+1}\right).$$

$$\Rightarrow \mu_r \left(J_{P-1} + J_{P+1}\right) - \left(J_{P-1} - J_{P+1}\right) = k\, r_R^{-2P}\Big[\left(J_{P-1} - J_{P+1}\right) +$$

$$\mu_r \left(J_{P-1} + J_{P+1}\right)\Big].$$

Nous tirons k :

$$k = r_R^{2P}\, \frac{\mu_r \left(J_{P-1} + J_{P+1}\right) - \left(J_{P-1} - J_{P+1}\right)}{\mu_r \left(J_{P-1} + J_{P+1}\right) + \left(J_{P-1} - J_{P+1}\right)}$$

En divisant le numérateur et le dénominateur par $\left(J_{P-1} + J_{P+1}\right)$ nous obtenons :

$$k = r_R^{\,2p} \frac{\mu_r - \dfrac{J_{p-1} + J_{p+1}}{J_{p-1} + J_{p+1}}}{\mu_r + \dfrac{J_{p-1} - J_{p+1}}{J_{p-1} + J_{p+1}}}$$

Or d'aprés la relation (30) nous avons:

$$\gamma_R = \frac{J_{p-1} - J_{p+1}}{J_{p-1} + J_{p+1}}$$

Donc l'expression de k devient :

$$k = r_R^{\,2p} \frac{\mu_r - \gamma_R}{\mu_r + \gamma_R} \tag{38}$$

$$A_1 = B_0 \left(\frac{r_R}{r_S}\right)^{p-1} \left[\frac{1 + k\, r_R^{-2p}}{1 + k\, r_S^{-2p}}\right] \cdot \left[\frac{1}{J_{p-1} + J_{p+1}}\right] \tag{39}$$

$$A_2 = \frac{B_0}{r_S^{\,p-1} + k\, r_S^{-(p+1)}} \tag{40}$$

g/ CHAMP DANS LE ROTOR SOUS SA FORME COMPLEXE.

Dans l'équation (24), nous remplaçons A_1 par son expre-
-ssion (39) ainsi :

$$B_r = e^{j\beta} B_o \left(\frac{r_R}{r_S}\right)^{P-1} \left[\frac{1+k\, r_R^{-2p}}{1+k\, r_S^{-2p}}\right]\left[\frac{J_{P-1}(a\sqrt{j}) + J_{P+1}(a\sqrt{j})}{J_{P-1}(a_R\sqrt{j}) + J_{P+1}(a_R\sqrt{j})}\right]$$

La relation (28) nous permet d'écrire :

$$B_r = B_o \left(\frac{r_R}{r_S}\right)^{P-1} \left[\frac{1+k\, r_R^{-2p}}{1+k\, r_S^{-2p}}\right] W e^{j\beta}$$

la relation (38) donne :

$$B_r = B_o \left(\frac{r_R}{r_S}\right)^{P-1} W e^{j\beta} \frac{1 + \frac{\mu_r - \zeta_R}{\mu_r + \zeta_R}}{1 + \left(\frac{r_R}{r_S}\right)^{2p} \cdot \frac{\mu_r - \zeta_R}{\mu_r + \zeta_R}}$$

$$= B_o \left(\frac{r_R}{r_S}\right)^{P-1} W e^{j\beta} \frac{2\,\mu_r}{\mu_r + \zeta_R + \eta\,(\mu_r - \zeta_R)}$$

Ou bien

$$B_r = B_0 \left(\frac{r_R}{r_S}\right)^{P-1} \frac{2\,\mu_r\, W e^{j\beta}}{\mu_r(1+\eta) + z_R(1-\eta)} \qquad (41)$$

De même , en utilisant les relations (30) et (25) B_θ s'écrit:

$$B_\theta = j\, A_1\, e^{j\beta} \left(J_{P-1}^{(a\sqrt{j})} - J_{P+1}^{(a\sqrt{j})}\right)$$

$$B_\theta = j\, A_1\, e^{j\beta} \cdot \left[\frac{J_{P-1}(a\sqrt{j}) - J_{P+1}(a\sqrt{j})}{J_{P-1}(a\sqrt{j}) + J_{P+1}(a\sqrt{j})}\right] \cdot \left(J_{P+1}(a\sqrt{j}) + J_{P+1}(a\sqrt{j})\right)$$

$$B_\theta = j\, A_1\, e^{j\beta}\, z \left[J_{P-1}(a\sqrt{j}) + J_{P+1}(a\sqrt{j})\right]$$

D'où $\quad B_\theta = j\, z\, B_r \qquad (42)$

Donc le champ au niveau du rotor sous forme complexe est:

$$\begin{cases} B_r = B_0 \left(\dfrac{r_R}{r_S}\right)^{P-1} \dfrac{2\,\mu_r\, W e^{j\beta}}{\mu_r(1+\eta) + z_R(1-\eta)} & (41) \\[2ex] B_\theta = j\, z\, B_r & (42) \end{cases}$$

h/ CHAMP DANS L'ENTREFER SOUS FORME COMPLEXE.

L'utilisation des relations (27), (28), (38) et (40) permettent d'écrire :

$$B_\theta\Big|_{entrefer} = j B_0 \left(\frac{r}{r_s}\right)^{p-1} e^{j\beta} \frac{\mu_r\left[1-\left(\frac{r_R}{r}\right)^{2p}\right] + \mathfrak{Z}_R\left[1+\left(\frac{r_R}{r}\right)^{2p}\right]}{\mu_r(1+\eta) + \mathfrak{Z}_R(1-\eta)} \tag{43}$$

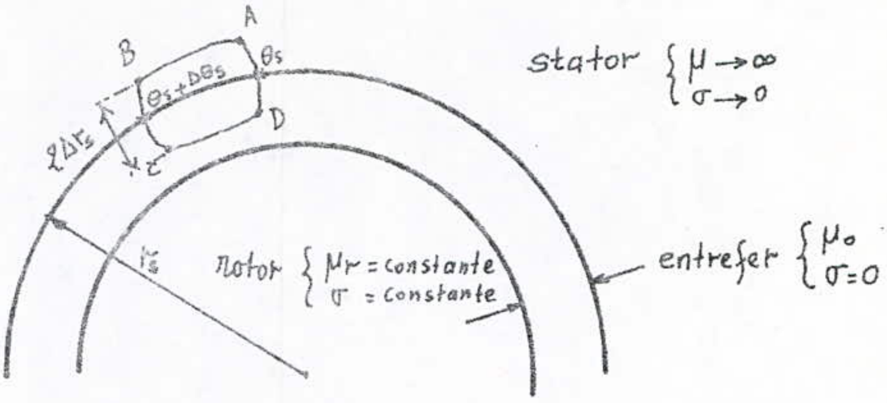
A présent que les expressions du champ à chaque niveau de la machine (Stator, rotor, entrefer) sont établies, nous allons déterminer les expressions des forces magnéto-motrices (F.m.m) correspondantes.
La détermination des forces magnéto-motrices permet de nous donner les expressions des courants (fig 1) et par la suite l'impédance rotorique.

A.3 FORCES MAGNETO-MOTRICES.

a/ FORCE MAGNETO-MOTRICE STATORIQUE "F_s".

La composante fondamentale de la force magnéto-motrice au niveau du stator peut être calculée à l'aide du théorème d'Ampère.

La densité du courant statorique est supposée linéique (densité superficielle vu l'hypothèse (1))



(fig.3)

Considérant le contour fermé ABCDA, dans un plan perpendiculaire à l'axe de la machine ; ce contour fermé englobe la mince couche où est localisée la densité superficielle du courant statorique et traverse l'entrefer par lequel le flux se referme en compensant la force magnétomotrice du rotor (coté entrefer).

C'est à dire :

$$F_{stat.} = F_{rot.} + F_{magnét.}$$

Le théorème d'Ampère donne :

$$\Delta F_s = \oint_{ABCDA} H \cdot dl = \int_{\theta_s}^{\theta_s+\Delta\theta_s} H_\theta\Big|_{r_s+\Delta r} (r_s+\Delta r)\, d\theta_s$$

$$+ \int_{r_s+\Delta r}^{r_s-\Delta r} H_r\Big|_{\theta_s+\Delta\theta_s} dr - \int_{r_s-\Delta r}^{r_s+\Delta r} H_r\Big|_{\theta_s} dr - \int_{\theta_s+\Delta\theta_s}^{\theta_s} H_\theta\Big|_{(r_s-\Delta r)} (r_s-\Delta r)\, d\theta_s .$$

$\Delta r \to 0$

Donc $$\Delta F_s = -\int_{\theta_s+\Delta\theta_s}^{\theta_s} H_\theta\Big|_{r_s} r_s \, d\theta_s$$
$$= \int_{\theta_s}^{\theta_s+\Delta\theta_s} H_\theta\Big|_{r_s} r_s \, d\theta_s$$

$$B_\theta\Big|_{r_s} = \mu_0 \, H_\theta\Big|_{r_s}$$

Donc $$\Delta F_s = \frac{1}{\mu_0} \int_{\theta_s}^{\theta_s+\Delta\theta_s} H_\theta\Big|_{r_s} r_s \, d\theta_s .$$

Le théorème de la valeur moyenne pour les intégrales nous permet d'écrire[1] :

$$\Delta F_s = \frac{1}{\mu_0} r_s \, \Delta\theta_s \, B_\theta\Big|_{(r_s \, , \, \theta_s + K\Delta\theta_s)} \qquad \text{où } 0<K<1.$$

D'où $$\frac{\Delta F_s}{\Delta\theta_s} = \frac{1}{\mu_0} r_s \, B_\theta\Big|_{(r_s, \, \theta_s + K\Delta\theta_s)}$$

$$\lim_{\Delta\theta_s \to 0} \frac{\Delta F_s}{\Delta\theta_s} = \frac{dF_s}{d\theta_s}$$

$$\Rightarrow \quad F_s = \int_0^{\theta_s} \frac{1}{\mu_0} r_s \, B_\theta\Big|_{r_s}^{\text{entrefer}} d\theta_s$$

Ou

$$F_S = \int_0^{\theta_s} \frac{1}{\mu_0} r_s \left[j\, B_0 \left(\frac{r}{r_S}\right)^{P-1} e^{j(P\theta - \omega t)} \right] \cdot \left\{ \frac{\mu_r \left[1 - \left(\frac{r_R}{r}\right)^{2P}\right] + \gamma_R \left[1 + \left(\frac{r_R}{r}\right)^{2P}\right]}{\mu_r (1+\eta) + \gamma_R (1-\eta)} \right\} . d\theta_s$$

Donc $$F_S = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{r_S B_0}{P}\right) e^{j(P\theta_S - \omega t)} \cdot \frac{\mu_r (1-\eta) + \gamma_R (1+\eta)}{\mu_r (1+\eta) + \gamma_R (1-\eta)}$$

La composante fondamentale maximale de la force magnéto-motrice, établie pour un système comprennant m phases équilibrées est égale à :

$$F_{Stat} \Big|_{\theta_{S=0}} = \left(\frac{m}{\pi}\right) \left(\frac{K_{b1} \cdot N}{P}\right) i_{Stat} \qquad (45)$$

b/ DETERMINATION DE LA FORCE MAGNETO-MOTRICE ROTORIQUE ET DE LA FORCE MAGNETO-MOTRICE DUE AU COURANT DE MAGNETISATION.

La force magnéto-motrice de magnétisation (F_m) est la force magnéto-motrice à la surface du stator (F_S) quand le glissement est nul:

$F_m = F_S\,(g=0)$, qui se traduit par:

$\gamma_R = 1 + j0$.

Donc $$F_m = \frac{r_s B_0}{\mu_0 P} \frac{\mu_r(1-\eta)+(1+\eta)}{\mu_r(1+\eta)+(1-\eta)} e^{j(P\theta_s-\omega t)}$$

posant $$\xi = \frac{1-\eta}{1+\eta}$$

Donc $$F_m = \frac{r_s B_0}{\mu_0 P}\left[\frac{\mu_r \xi + 1}{\mu_r + \xi}\right] e^{j(P\theta_s-\omega t)} \qquad (46)$$

$$F_s = \frac{r_s B_0}{\mu_0 P}\left[\frac{\mu_r \xi + \gamma_R}{\mu_r + \gamma_R \xi}\right] e^{j(P\theta_s-\omega t)} \qquad (47)$$

$$F_s = F_r + F_m \Rightarrow F_r = F_s - F_m$$

Donc $$F_r = \frac{r_s B_0}{\mu_0 \mu_r P} \frac{(1-\xi^2)(\gamma_R - 1)}{(1+\xi/\mu_r)(1+\gamma_R \xi/\mu_r)} e^{j(P\theta_s-\omega t)}$$

Si l'entrefer est petit (c'est le cas) $r_R \# r_S$, donc
$1-\xi^2 = \eta$ et

$$F_r = \eta \frac{r_s B_0}{P \mu_0 \mu_r}(\gamma_R - 1) e^{j(P\theta_s-\omega t)} \qquad (48)$$

A.4 DETERMINATION DES COURANTS

a/ COURANT DE MAGNETISATION (I_m)

Les deux expressions équivalentes de la force magnéto-motrice de magnétisation (F_m) nous permettent de tirer l'expression du courant I_m :

$$\begin{cases} F_m = \dfrac{1}{\mu_0} \dfrac{\tau_s B_0}{P} \dfrac{\mu_r \xi + 1}{\mu_r + \xi} e^{j(P\theta_s - \omega t)} \\[2em] F_m = \left(\dfrac{m}{\pi}\right) \dfrac{(K_{b1} \cdot N)}{P} I_m \end{cases}$$

Donc $$I_m = \frac{1}{\mu_0} \tau_s B_0 \left[\frac{\xi + 1/\mu_r}{1 + \xi/\mu_r} \right] \frac{\pi}{m (K_{b1} \cdot N)} e^{j(P\theta_s - \omega t)}$$

Dans l'axe de la phase de référence, $\theta_s = 0$ et le courant de magnétisation vaut :

$$I_m = \frac{1}{\mu_0} \frac{\tau_s B_0}{m (K_{b1} \cdot N)} \pi \left[\frac{\xi + 1/\mu_r}{1 + \xi/\mu_r} \right] e^{-j\omega t} \tag{49}$$

La valeur maximum du courant de magnétisation est :

$$I_{m\,(max)} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\tau_s B_0 \pi}{m (K_{b1} \cdot N)} \left[\frac{\xi + 1/\mu_r}{1 + \xi/\mu_r} \right] \tag{50}$$

b/ COURANT ROTORIQUE (I_r)

Les deux expressions équivalentes de la force magnéto-motrice rotorique nous permettent de tirer l'expression du courant I_r :

$$\begin{cases} F_r = \dfrac{1}{\mu_0}\left(\eta \dfrac{r_s B_0}{P \mu_r}\right)(\mathfrak{z}_R - 1)\, e^{j(P\theta_s - \omega t)} \\ \\ F_r = \left(\dfrac{m}{\pi}\right) \dfrac{(K_{b1} \cdot N)}{P}\, I_r \end{cases}$$

Donc $$I_r = \frac{1}{\mu_0}\, \eta \frac{r_s B_0}{\mu_r} (\mathfrak{z}_R - 1) \frac{\pi}{m(K_{b1} \cdot N)}\, e^{j(P\theta_s - \omega t)}$$

Dans l'axe de la phase de référence, $\theta_s = 0$ et le courant rotorique vaut:

$$I_r = \frac{1}{\mu_0}\, \eta \frac{r_s B_0}{\mu_r} (\mathfrak{z}_R - 1) \frac{\pi}{m(K_{b1} \cdot N)}\, e^{-j\omega t}$$

$$= \frac{1}{\mu_0}\, \eta \frac{r_s B_0}{\mu_r} \frac{\pi}{m(K_{b1} \cdot N)} (\mathfrak{z}_R - 1)(\cos\omega t - j\sin\omega t)$$

La partie réelle de l'expression du courant rotorique (I_r) est la solution cherchée:

$$I_r = \frac{1}{\mu_0}\,\eta\,\frac{r_s B_0}{\mu_r}\,\frac{\pi}{m(K_{b1}\cdot N)}\left[(x_R-1)\cos\omega t + y_R \sin\omega t\right]$$

(51)

A.5 DETERMINATION DE LA REACTANCE DE MAGNETISATION "X_m" ET DE L'IMPEDANCE ROTORIQUE "$(R_2 + jX_2)$"

a/ REACTANCE DE MAGNETISATION (X_m).

$$X_m = \frac{E_m}{I_{m(max)}}$$

$$B_0 = \frac{-E_m P}{2 r_s L \omega (K_{b1}.N)} \Rightarrow |E_m| = \frac{2 r_s L \omega (K_{b1}\cdot N) B_0}{P}$$

Donc $$X_m = \frac{2 \cdot L.\omega\,(K_{b1}\cdot N)^2\,\mu_0\,m}{P\pi\left[(\mu_r\xi+1)/(\mu_r+\xi)\right]} \quad (52)$$

b/ IMPEDANCE ROTORIQUE "$(R_2 + jX_2)$"

Supposant que la force électromotrice induite par phase est :

$$E = E_m \sin\omega t$$

le courant rotorique s'écrit donc :

$$I_r = \frac{E_m\, e^{j\omega t}}{R_2/g + j X_2}$$

ou

$$I_r = \frac{E_m}{(R_2/g)^2 + X_2^2}\left[(R_2/g)\sin\omega t - X_2 \cos\omega t\right] \qquad (53)$$

Egalisant les expressions (51) et (53) nous obtenons :

$$R_2 = \frac{(-y_R)}{\left[(x_R-1)^2 + y_R^2\right]}\, a_R^2\, \frac{m\,(K_{b1}\cdot N)^2 \cdot 4 \cdot L}{\eta \cdot \pi \cdot p\, r_R^2\, \sigma} \qquad (54)$$

Et

$$X_2 = \frac{(x_R-1)}{\left[(x_R-1)^2 + y_R^2\right]}\, \frac{\mu_0\,\mu_r \cdot m \cdot (K_{b1}\cdot N)^2 \cdot 2 \cdot L \cdot w}{\eta \cdot \pi \cdot p}$$

(55)

A.6 DETERMINATION DU COURANT D'UNE PHASE STATORIQUE ET DU COUPLE EN FONCTION DU GLISSEMENT.

a/ COURANT D'UNE PHASE STATORIQUE.

$$|I| = \frac{V}{|Z_{eq}|}$$

$$Z_{eq} = R_1 + jX_1 + \frac{[(R_2/g) + jX_2] \cdot jX_m}{R_2 + j(X_2 + X_m)}$$

$$|Z_{eq}| = \left[\frac{\left(R_1 \frac{R_2}{g} - X_1(X_2+X_m) - X_2 X_m\right)^2 + \left(R_1(X_2+X_m) + \frac{R_2}{g}(X_1+X_m)\right)^2}{(R_2/g)^2 + (X_2+X_m)^2} \right]^{\frac{1}{2}}$$

D'où

$$I = V \cdot \frac{\left[(R_2/g)^2 + (X_2+X_m)^2\right]^{\frac{1}{2}}}{\left[\left(R_1(R_2/g) - X_1(X_2+X_m) - X_2X_m\right)^2 + \left(R_1(X_2+X_m) + (R_2/g)(X_1+X_m)\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}} \tag{56}$$

Dans cette expression la résistance et la réactance rotorique par phase ramenées au stator sont des expressions en fonction de x_R, y_R, a_R et μ_r. (voir annexe 1)

b/ COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.

On utilise l'expression du couple suivante:

$$\Gamma = \frac{3\,(R_2/g)\; I_r^2}{\omega/p} \tag{57}$$

En substituant, la résistance rotorique (R_2) par son expression (54) et le courant rotorique (I_r) par son expression (51), dans l'expression du couple (57) nous obtenons :

$$\Gamma = \frac{6 \cdot L \cdot \eta \cdot \pi \cdot r_s^2 \; B_0^2}{\mu_0 \, \mu_r \; m} (-y_R) \qquad (58)$$

<u>Nota</u> : Les valeurs de x_R et de y_R sont données en annexe (1), ainsi que les valeurs de R_2 et de X_2 pour un μ_r donnée.

B. ETUDE EXPERIMENTALE

B.1 PRESENTATION DE LA MACHINE

a/ CARACTERISTIQUES DU STATOR.

[220/380 V ; 9.2/5.3 A ; 50 Hz ; 2.2 kW]

Nombre de phases	$m = 3$
Nombre de pôles	$2p = 4$ $(p = 2)$
Nombre d'encoches au stator	36
Nombre de spires en serie par phase	$N = 222$
Diamètre interne du stator	88.5 mm
Résistance d'une phase statorique (à chaud)	3.4 Ω
Réactance de fuite d'une phase statorique	10 Ω
Coéfficient de bobinage	$K_{b1} = 0.945$
Longueur du noyau	$L = 110$ mm.

b/ CARACTERISTIQUES DU ROTOR.

Conductivité	$\sigma = 5.347\ 10^{6}\ \Omega^{-1} m^{-1}$
Diamètre	87.7 mm

Caractéristique magnétique de l'acier utilisé (fig. 4).

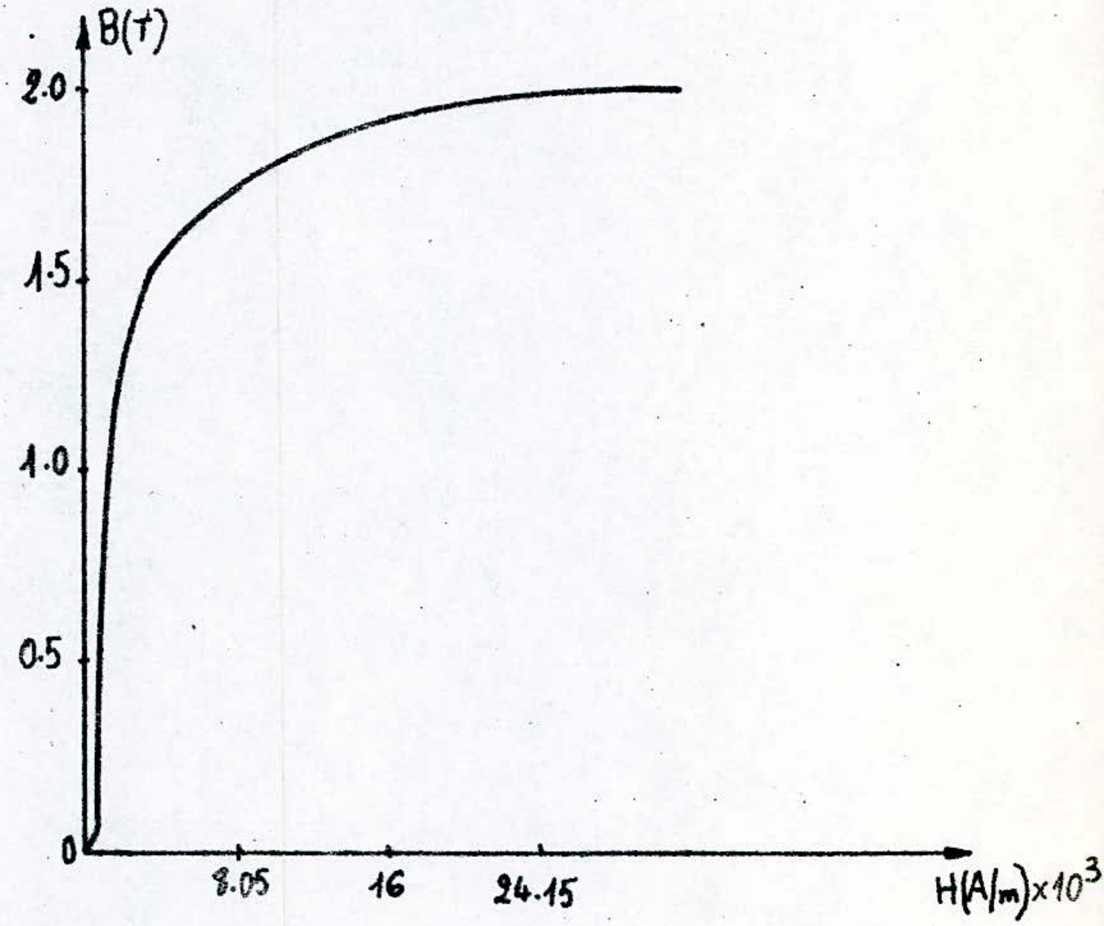


Fig 4 "Caractéristique magnétique de l'acier rotorique (X C 18)"

$\rho \approx 1.87 \cdot 10^{-7}\ \Omega \cdot m.$

B.2 ESSAIS EFFECTUES

Le moteur asynchrone à rotor massif lisse entraîne une dynamo-frein qui débite sur une charge résistive (celle-ci étant accouplée à une génératrice tachymétrique permettant la mesure du glissement)

Nous avons effectué les essais suivants avec le stator couplé en étoile (λ):

1/ Sous la fréquence ($f = 50 Hz$) et pour différentes tensions ($V = 220V$; $V = 180V$; $V = 170V$; $V = 150V$; $V = 127V$; $V = 110V$).

Nous avons relevé le courant en fonction du glissement ($I = f(g)$) fig. (5, 6, 7, 8, 9, 10)

2/ Pour la tension $V = 220V$, $f = 50 Hz$.

Nous avons relevé le couple en fonction du glissement

<u>REMARQUE</u> : Ce dernier essai est réalisé juste pour compléter la comparaison de la théorie utilisée avec les mesures.

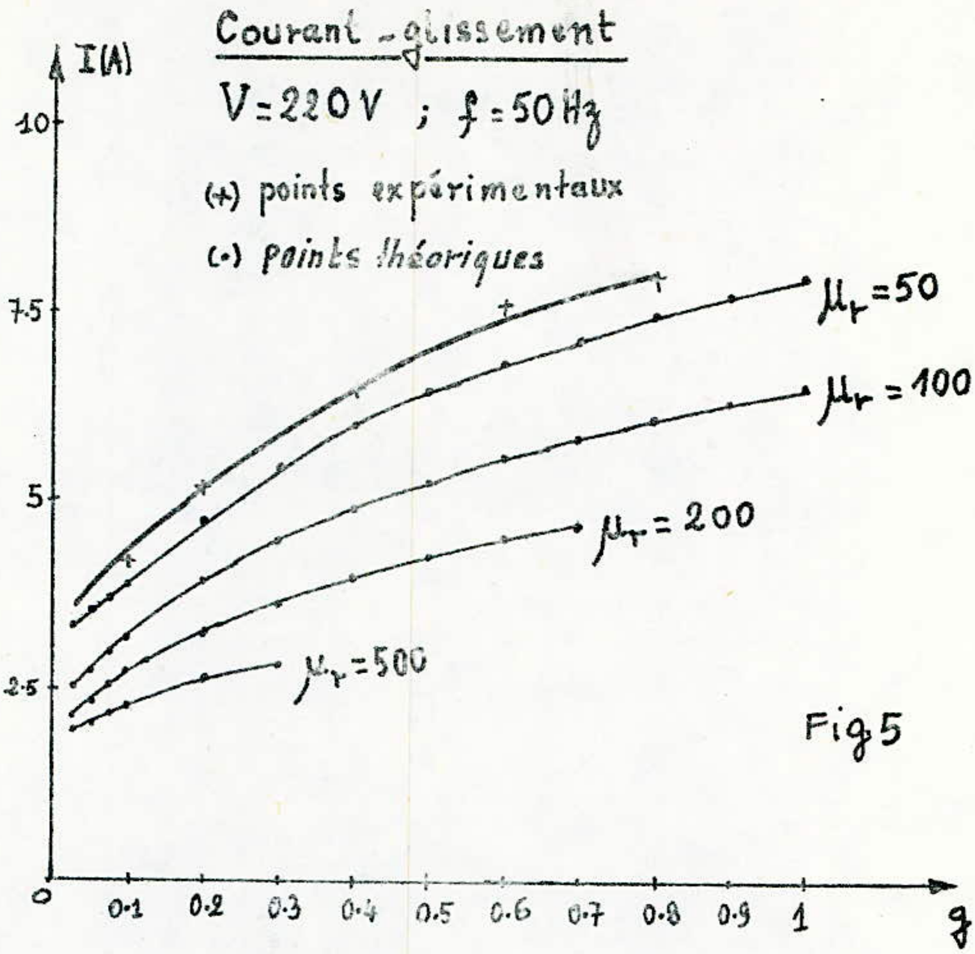

I(A)
Courant - glissement
V=220 V ; f=50 Hz
(+) points expérimentaux
(•) points théoriques
10
7.5
5
2.5
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
g
μr=50
μr=100
μr=200
μr=500

Fig 5

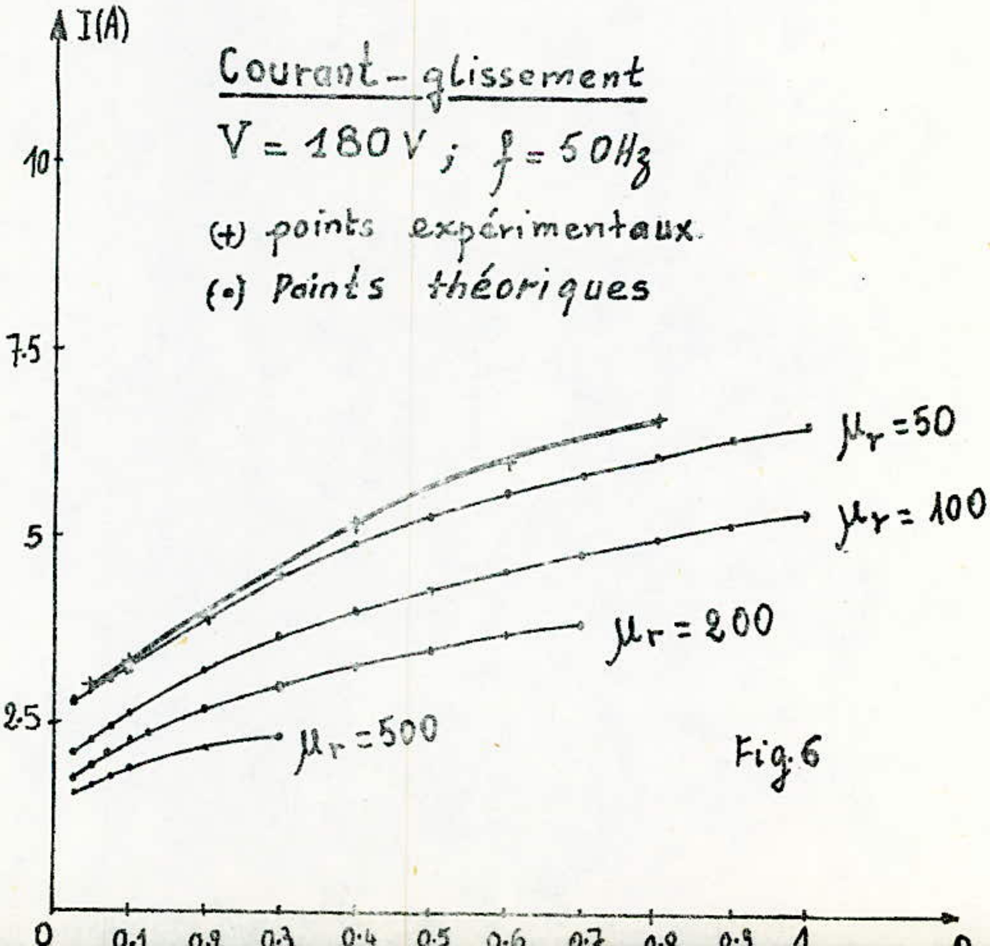
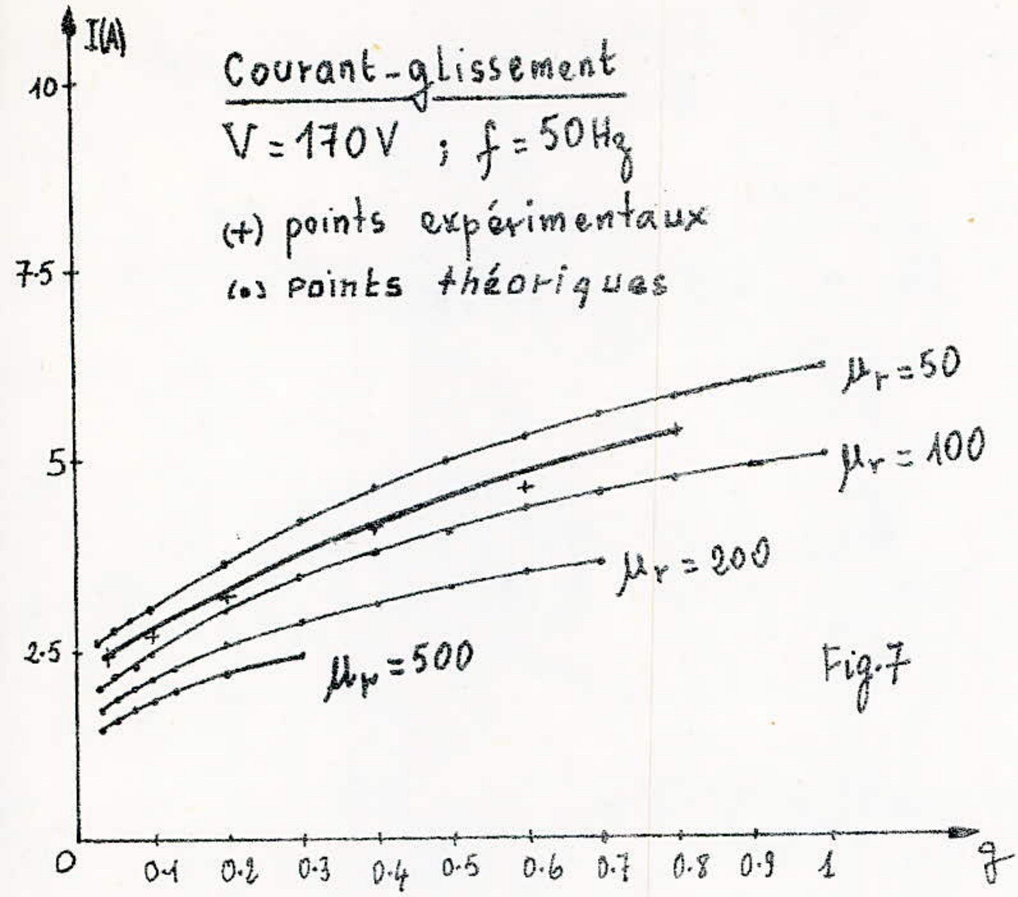
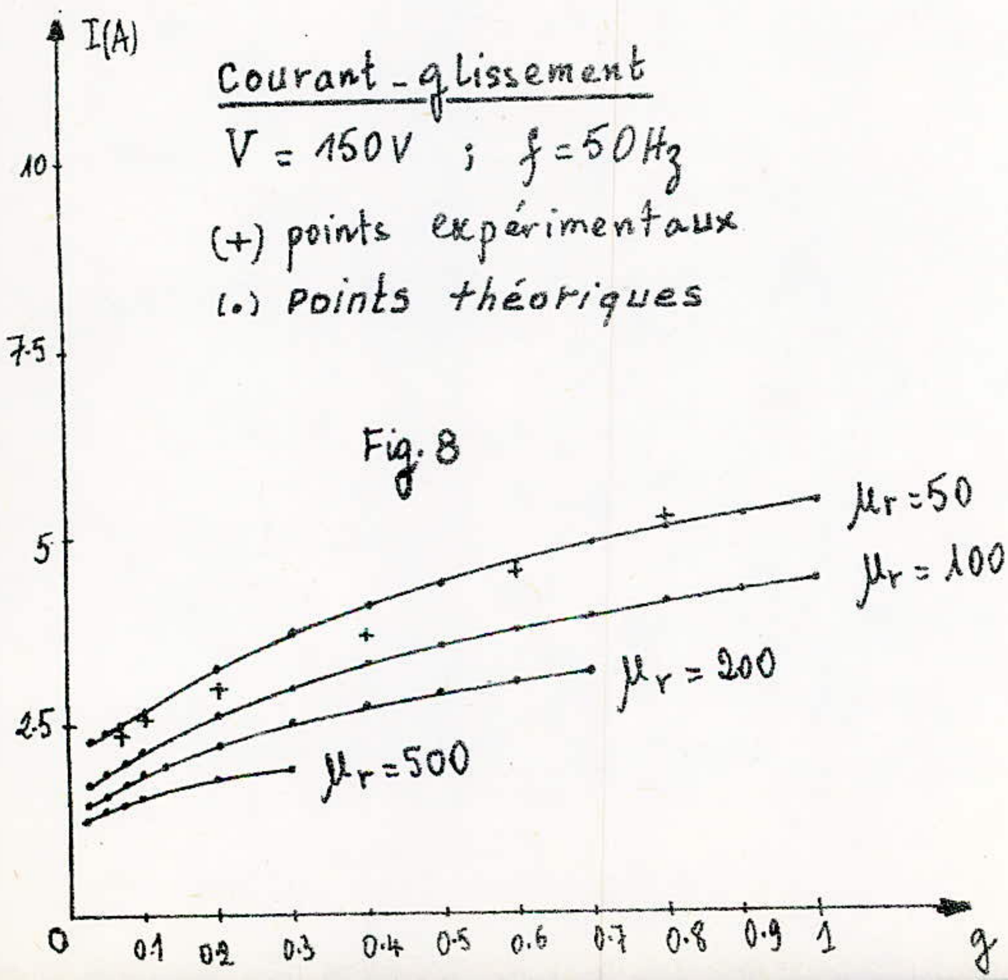

I(A)
Courant - glissement
V = 180 V ; f = 50 Hz
(+) points expérimentaux.
(•) Points théoriques
10
7.5
5
2.5
0
μr=50
μr=100
μr=200
μr=500

Fig. 6



I(A)
Courant-glissement
V = 170V ; f = 50Hz
(+) points expérimentaux
(•) points théoriques
$\mu_r = 50$
$\mu_r = 100$
$\mu_r = 200$
$\mu_r = 500$
10
7.5
5
2.5
0
0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 0.9 1
g

Fig.7



I(A)
Courant-glissement
V = 150V ; f = 50Hz
(+) points expérimentaux
(•) points théoriques
$\mu_r = 50$
$\mu_r = 100$
$\mu_r = 200$
$\mu_r = 500$
10
7.5
5
2.5
0
0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 0.9 1
g

Fig. 8

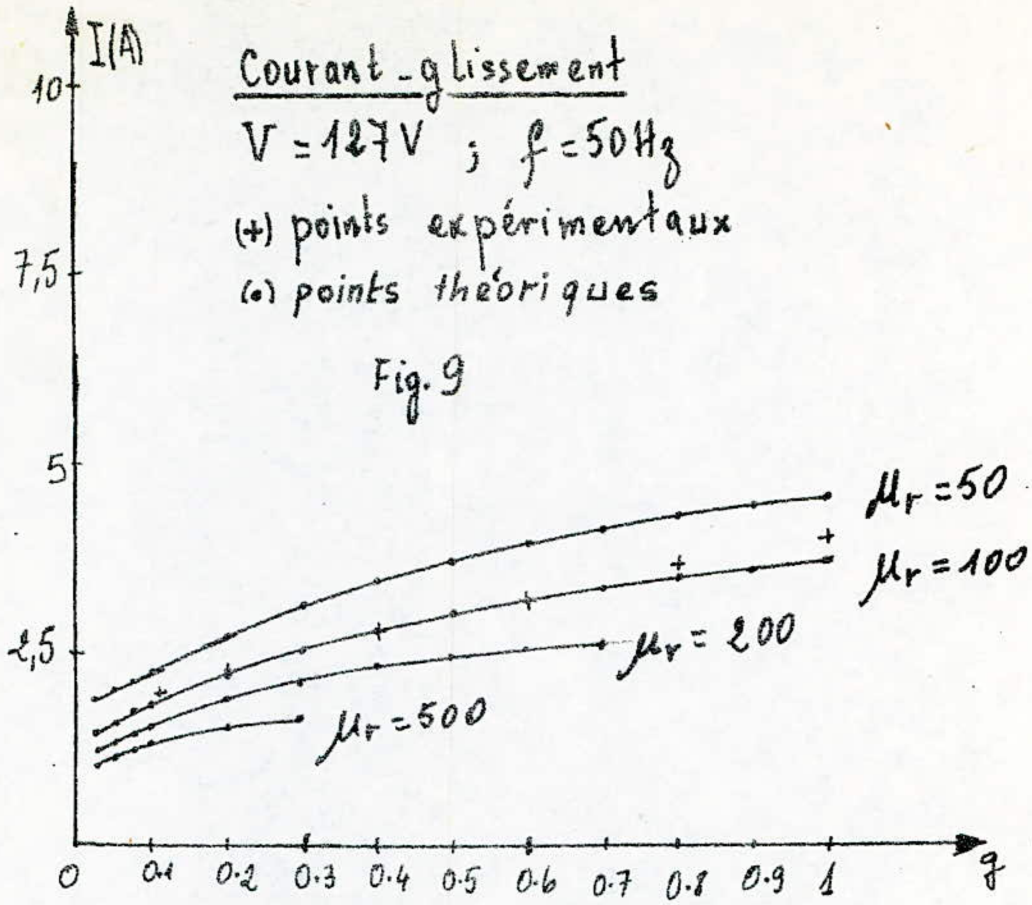

I(A)
Courant - glissement
V = 127 V ; f = 50 Hz
(+) points expérimentaux
(•) points théoriques
10
7,5
5
2,5
0
0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 0.9 1
g
$\mu_r = 50$
$\mu_r = 100$
$\mu_r = 200$
$\mu_r = 500$

Fig. 9

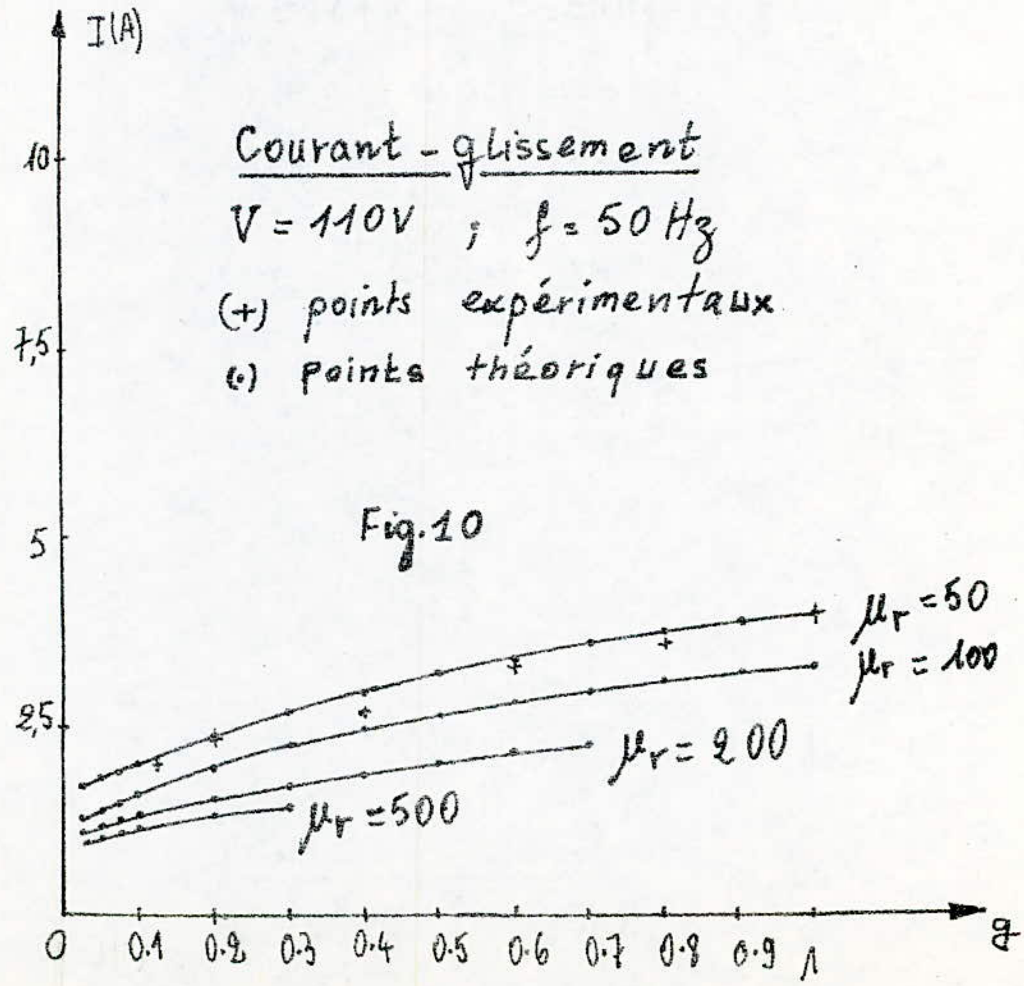

I(A)
Courant - glissement
V = 110 V ; f = 50 Hz
(+) points expérimentaux
(•) points théoriques
10
7,5
5
2,5
0
0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 0.9 1
g
$\mu_r = 50$
$\mu_r = 100$
$\mu_r = 200$
$\mu_r = 500$

Fig. 10

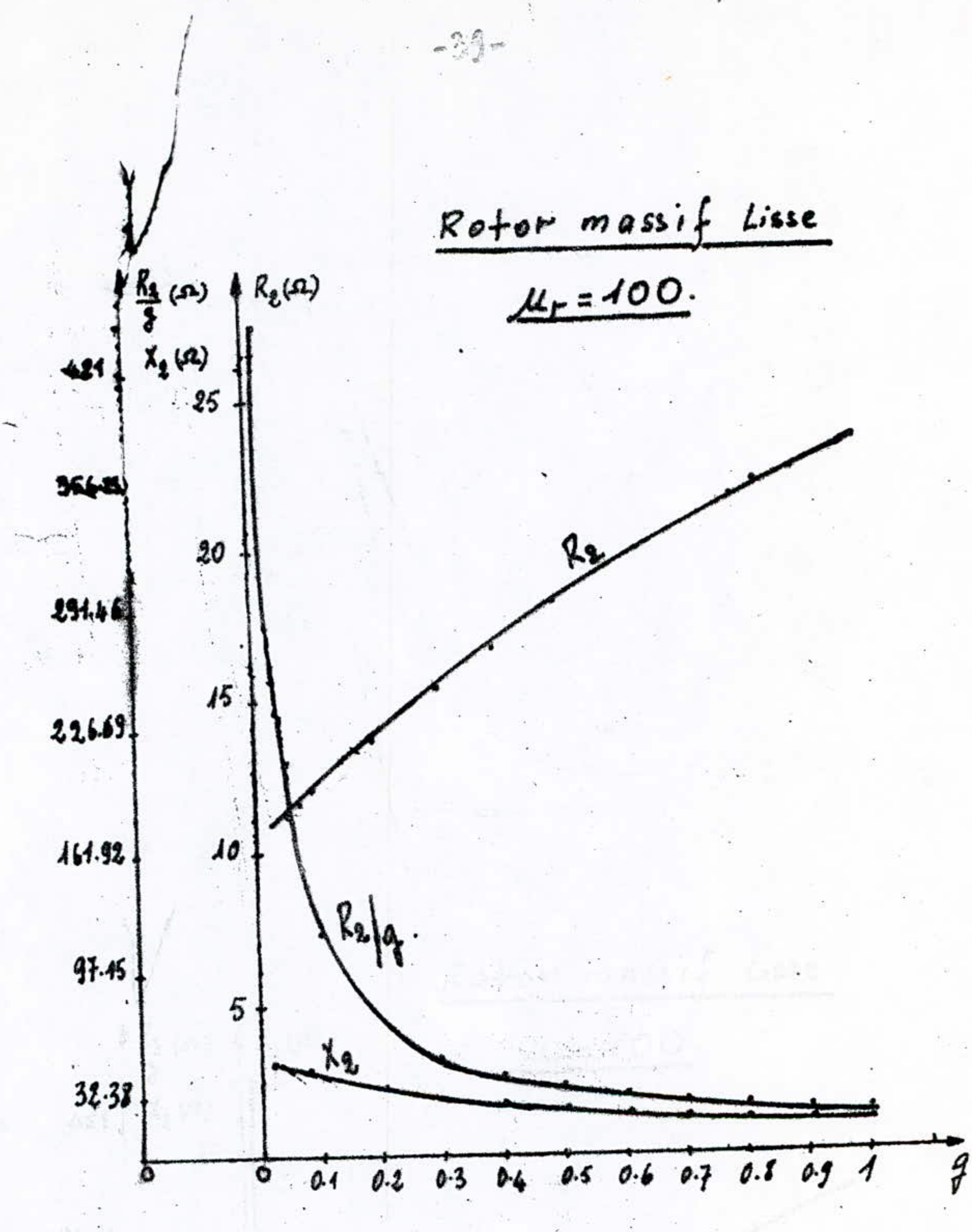


Fig. 11 "Variation de la résistance et de la réactance de fuite d'une phase rotorique en fonction du glissement"

(Schéma équivalent fig. 1)

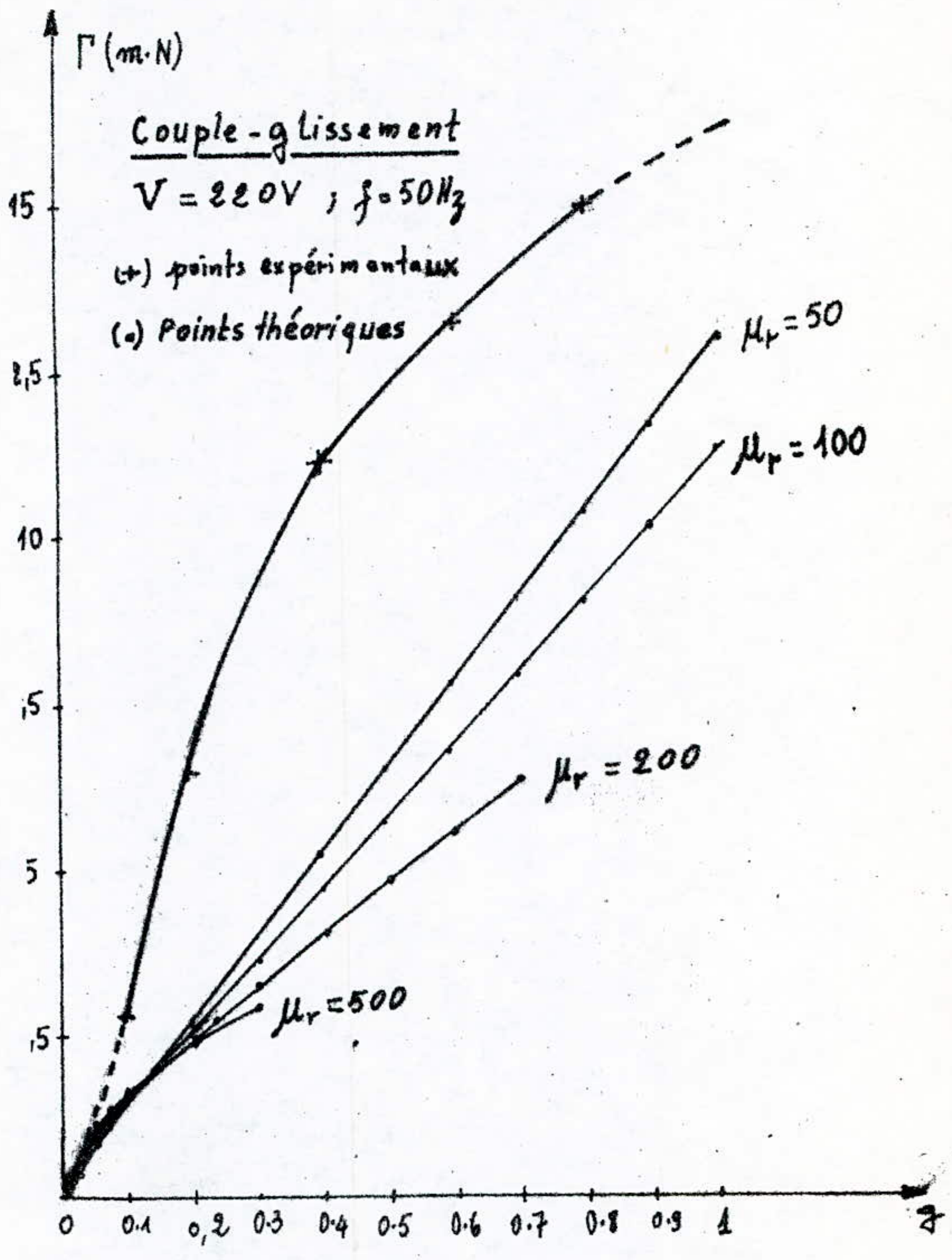

Γ (m·N)
Couple - glissement
V = 220V ; f = 50Hz
(+) points expérimentaux
(•) Points théoriques
15
2,5
10
,5
5
,5
μr = 50
μr = 100
μr = 200
μr = 500
0
0.1
0,2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
g

Fig 12

B.3 CARACTERISTIQUES THEORIQUES ET EXPERIMENTALES

a/ CARACTERISTIQUES COURANT-GLISSEMENT. (fig. 5 à 10)

– L'allure des caractéristiques ($I = f(g)$) théoriques et expérimentales est la même. Seule la concordance varie suivant les valeurs choisies pour la perméabilité rotorique μ_r.

– Quelque soit la tension d'alimentation, une meilleur concordance entre les caractéristiques théoriques et expérimentales est obtenue pour $\mu_r = 50$ (valeur assez faible). Ce résultat reste valable même pour une tension $V = 50\%\ V_n$ (fig. 10), ce qui nous montre que l'acier rotorique est pratiquement saturé même pour cette ordre de tension.

– L'écart maximum entre les valeurs théoriques et expérimentales est de 11% dans le cas où $\mu_r = 50$. Cet écart est obtenu pour le point de fonctionnement ($V = 220V$; $50 Hz$; $g = 0.6$) (fig. 5)

– La concordance entre les caractéristiques théoriques et expérimentales est améliorée pour des glissements inférieurs à 10%.

— Pour des μ_r inférieurs ou égales à 100 (fig.(5 à 10)) il est possible de prédéterminer $I = f(g)$ même pour $g=1$. Cependant, pour des valeurs de μ_r supérieur à 100 les caractéristiques $I = f(g)$ calculées changent d'allure en sécartant nettement des caractéristiques expéri--mentales à partir d'un glissement qui dépend de μ_r.

b/ CARACTERISTIQUE MECANIQUE.

— les caractéristiques mécaniques théoriques et expéri--mentales suivent la même allure de variation (fig-12)

— les valeurs de μ_r faibles (régime saturé, par exemple $\mu_r = 50$ (fig.12)) donnent une meilleur conco--rdance entre les caractéristiques théoriques et expéri--mentales.

— Pour les valeurs de μ_r supérieur à 100, les caractéristiques calculées sont limitées à un glissement dépendant de celles-ci (fig.12).

DISCUSSION

— la théorie linéaire en coordonnées cylindriques donne des résultats assez concordants avec les mesures pour ce qui concerne les caractéristiques $I = f(g)$ et ce pour des glissements assez faible ($g < 10\%$). La valeur de μ_r qui donne la meilleur concordance, que ce soit pour les caractéristiques mécaniques ou électromécaniques est assez réduite montrant ainsi que l'acier rotorique est pratiquement saturé.

– Mc. Connell [1] propose cette théorie pour le calcul des performances d'un moteur asynchrone à rotor massif lisse, nous avons montré que le calcul de ces performances ne peut se faire au delà d'une certaine valeur du glissement pour des valeurs de μ_r élevées.

PARTIE II.

ETUDE EXPERIMENTALE D'UN MOTEUR A ROTOR BOBINE

II.1 INTRODUCTION.

la première partie de notre travail était axée sur l'étu-de des caractéristiques électro-mécaniques de courant ($I = f(g)$) pour un moteur asynchrone à rotor massif lisse. Dans cette deuxième partie de notre étude, nous allons entreprendre le même travail pour un moteur asynchrone à rotor bobiné.

L'étude du moteur asynchrone à rotor bobiné est assez classique d'un point de vue théorique, nous nous intérresserons à l'identification de cette machine. Nous effectuerons également les essais nécessaires à la détermination de la caractéristique courant en fonction du glissement ($I = f(g)$) sous tension et fréquence données.

II.2 MACHINE UTILISEE.

Moteur Leroy

$f = 50 Hz$

220/380 V

13/7.5 A

$N_n = 1420$ tr/mn

$\cos \varphi_N = 0.88$

$\eta = 84\%$

$m = 3$

$P = 2$.

II.3 METHODES UTILISEES POUR LA PREDETERMINATION DE LA CARACTERISTIQUE $(I = f(g))$

Les méthodes utilisées pour la prédétermination de la caractéristique $(I = f(g))$ sont :

- Schéma équivalent.
- Diagramme du cercle.

II.3.1 SCHEMA EQUIVALENT.

Nous adoptons le schéma équivalent par phase ramené au stator suivant :

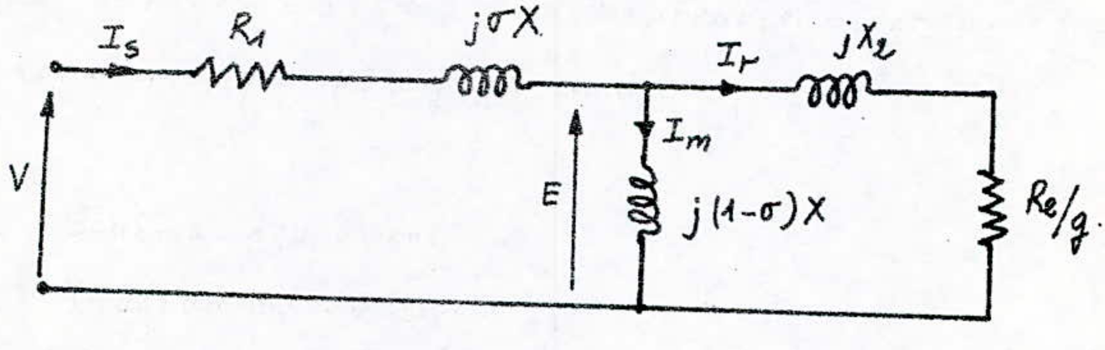


Fig. 13 "Schéma équivalent par phase ramené au stator"

Pour pouvoir déterminer les paramètres de ce schéma équivalent (fig.13) il faut effectuer les essais et les mesures suivants :

- Mesure des résistances.
- Mesure du coéfficient de dispersion (σ).
- l'Essai à vide.
- L'essai à rotor bloqué.

-a/ Mesure des résistances :

A chaud, les mesures donnent en moyenne :

$$R_1 = 0.77\ \Omega \quad \text{et} \quad R_2 = 0.10\ \Omega$$

. b/ Mesure du coéfficient de dispersion (σ).

$$\sigma = 1 - K_1 \cdot K_2$$

K_1 = rapport de transformation dans le sens stator-rotor.
K_2 = rapport de transformation dans le sens rotor-stator

-b.1 Mesure de K_1.

Le stator est alimenté sous sa tension nominale, le rotor étant ouvert on relève U_2 :

$$\left.\begin{array}{l} U_1 = 380V \\ U_2 = 114V \end{array}\right\} \Rightarrow K_1 = \frac{U_2}{U_1}$$

$$K_1 = 0.3.$$

-b.2 Mesure de K_2.

le rotor est maintenant alimenté sous une tension U'_2 supérieur de $(5 \div 7\%)$ de la valeur de la tension U_2 trouvée précédement, le stator étant ouvert on relève U'_2 et U'_1.

$$\left.\begin{array}{l} U'_1 = 122\,V \\ U'_2 = 370\,V \end{array}\right\} \Rightarrow K_2 = \frac{U'_1}{U'_2}.$$

$$K_2 = 3.03$$

D'où $\sigma = 9\%$

Nous avons également mesuré le coéfficient de dispe-rsion (σ) par la méthode de Dreyfus.

$$\sigma = \frac{U - \sqrt{3}\,V}{U + \sqrt{3}\,V}$$

où U: tension d'alimentation au stator couplé en étoile.
V: tension simple entre une phase statorique coupée (côté moteur) et le neutre.

L'essai a donné:

$U = 385\,V$

$V = 185\,V$

D'où $\sigma = 9\%$

– c/ Essai à vide :

le moteur tournant à vide ($g=0$) sous sa tension nominale $V_n = 220\,V$, on relève I_0 et P_0.
L'essai a donné avec le stator couplé en étoile :

$P_0 = 210\ W$ (par phase)
$I_0 = 5A$

$$\Rightarrow \cos\varphi_0 = \frac{P_0}{V_n I_0}$$

D'où $\cos\varphi_0 = 0.19$
$\sin\varphi_0 = 0.98$
$\varphi_0 = 79°$

le schéma équivalent correspondant à cet essai ($g=0$) est ainsi représenté :

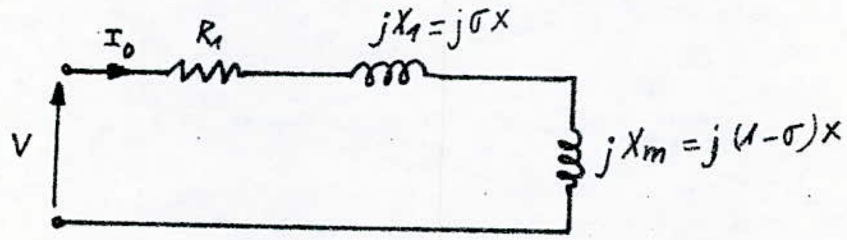


Fig. 14 "schéma équivalent par phase à vide ($g=0$)"

De ce schéma nous avons :

$$V = R_1 I_0 + j\,(X_1 + X_m)\, I_0$$

D'où $\quad (X_1 + X_m) = \dfrac{V \sin \varphi_0}{I_0}$

Donc $\quad X_1 + X_m = 43{,}12\ \Omega$

$$X_1 = \sigma\,(X_1 + X_m)$$

$$X_1 = 3.88\ \Omega$$

$$X_m = (1 - \sigma)\,(X_1 + X_m)$$

$$X_m = 39.24\ \Omega$$

— d/ Essai à rotor bloqué.

L'essai a donné avec le stator couplé en étoile :

$V_{cc} = 42.5\ V$

$I_{cc} = 6.9\ A$

$P_{cc} = 105\ W$ (par phase)

D'où $\quad \cos \varphi_{cc} = 0.358$

$\sin \varphi_{cc} = 0.934$

$\varphi_{cc} = 69°$

le schéma équivalent correspondant à cet essai (g=1) est ainsi représenté :

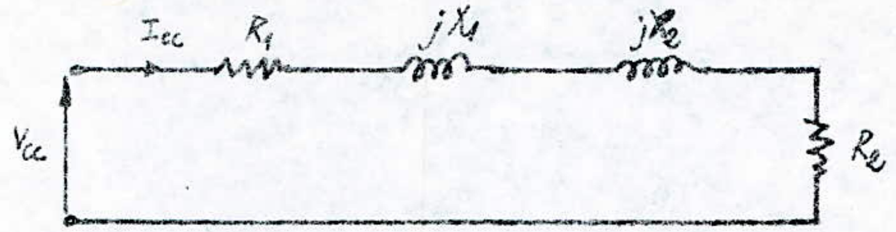


Fig. 15 "Schéma équivalent par phase à g=1 sous tension réduite"

De ce schéma on a:

$$V_{cc} = (R_1 + R_2)\, I_{cc} + j\,(X_1 + X_2)\, I_{cc}$$
$$= R_{cc}\, I_c + j\, X_{cc}\, I_{cc}$$

Ainsi $\begin{cases} X_{cc} = \dfrac{V_{cc} \sin \varphi_{cc}}{I_{cc}} & ; \ X_{cc} = 5.75\ \Omega \\ R_{cc} = \dfrac{V_{cc} \cos \varphi_{cc}}{I_{cc}} & ; \ R_{cc} = 2.20\ \Omega \end{cases}$

D'où $R_2 = 1.43\ \Omega$ (résistance rotorique par p[hase]
ramenée au stator (fig.13))

$X_2 = 1,86\ \Omega$

D'où le schéma équivalent par phase ramené au stator:

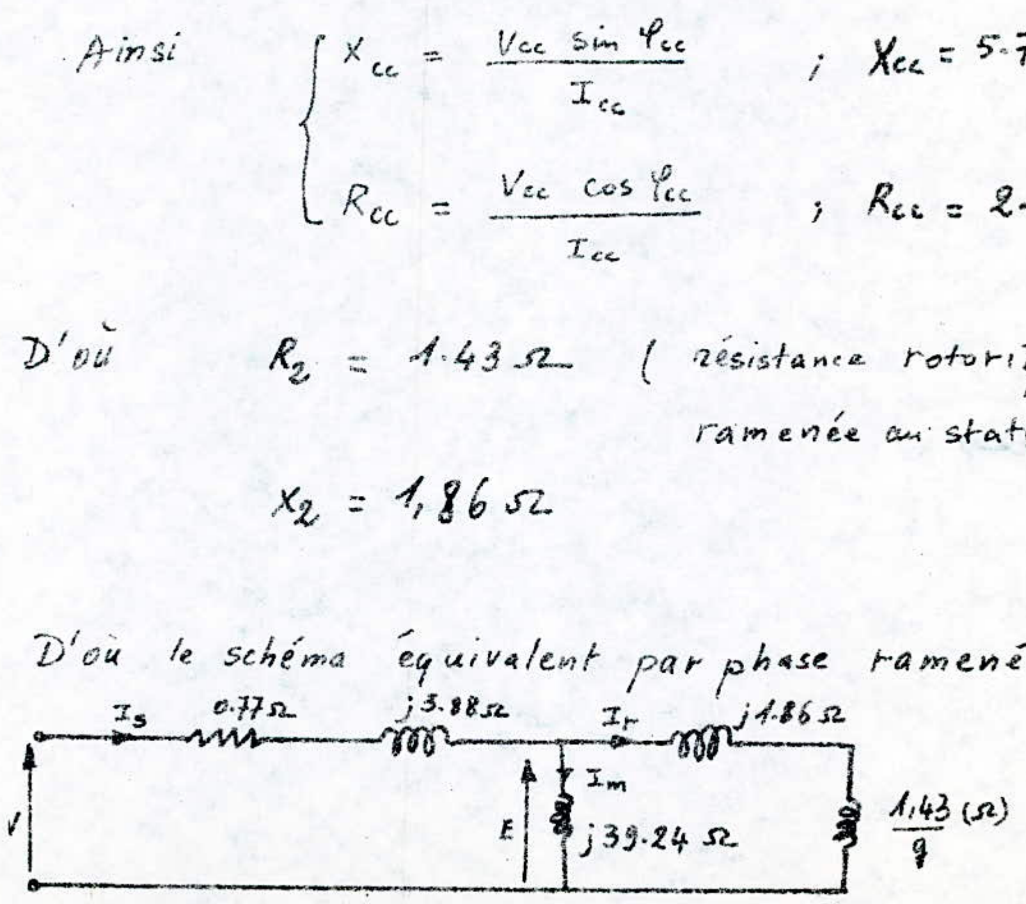


Fig. 16 "schéma équivalent par phase ramené au stator de la machine étudiée"

D'où l'expression du courant suivante:

$$I = V.\frac{\left[\frac{2.0449}{g^2} + 1689.21\right]^{\frac{1}{2}}}{\left[\left(\frac{1.001}{g} - 232.4544\right)^2 + \left(\frac{61.66}{g} + 28.77\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}}$$

la caractéristique courant-glissement d'aprés ce schéma équivalent (fig. 16) est donnée (fig. 18).

II.3.2 DIAGRAMME DU CERCLE.

Ce diagramme est trés utilisé car il permet d'obtenir à l'aide d'un minimum d'essais les performances du moteur.

Ces essais sont:

a/ L'essai à vide

b/ l'essai à rotor bloqué.

Et de plus il faudrait mesurer une des deux résistances (stator ou rotor).

— a/ Essai à vide

Sous tension nominale $V_n = 220V$, avec le stator couplé en étoile nous avons relevé I_0 et P_0

$P_0 = 210W$ (par phase)

$I_0 = 5A.$

D'où $\cos \varphi_0 = 0.19$

$$\varphi_0 = 79°$$

- b/ Essai à rotor bloqué ($g = 1$) :

Le moteur est alimenté sous une tension réduite avec le stator couplé en étoile.
L'essai a donné :

$V_{cc} = 42.5$ V

$I_{cc} = 6.9$ A

$P_{cc} = 105$ W (par phase)

D'où $\cos \varphi_{cc} = 0.358$

$$\varphi_{cc} = 69°.$$

- Mesure de la résistance statorique (R_1).
A chaud, la résistance moyenne est :

$$R_1 = 0.77\ \Omega.$$

- c/ Pertes mécaniques

Pour la correction du diagramme du cercle, la connaissance des pertes mécaniques est nécessaire. Pour cela nous avons effectué l'essai à vide sous différentes tensions (à g assez faible) afin de séparer les pertes mécaniques des pertes fer (fig. 17).

les pertes par phase à vide sous $V = 220V$ (fig. 17) sont:

$$\begin{cases} P_o - P_{js} = 190W \\ P_{fs} = 101W \\ P_m = 89W. \end{cases}$$

la caractéristique courant-glissement $(I = f(g))$ d'aprés le diagramme du cercle, est tracée (fig. 18).

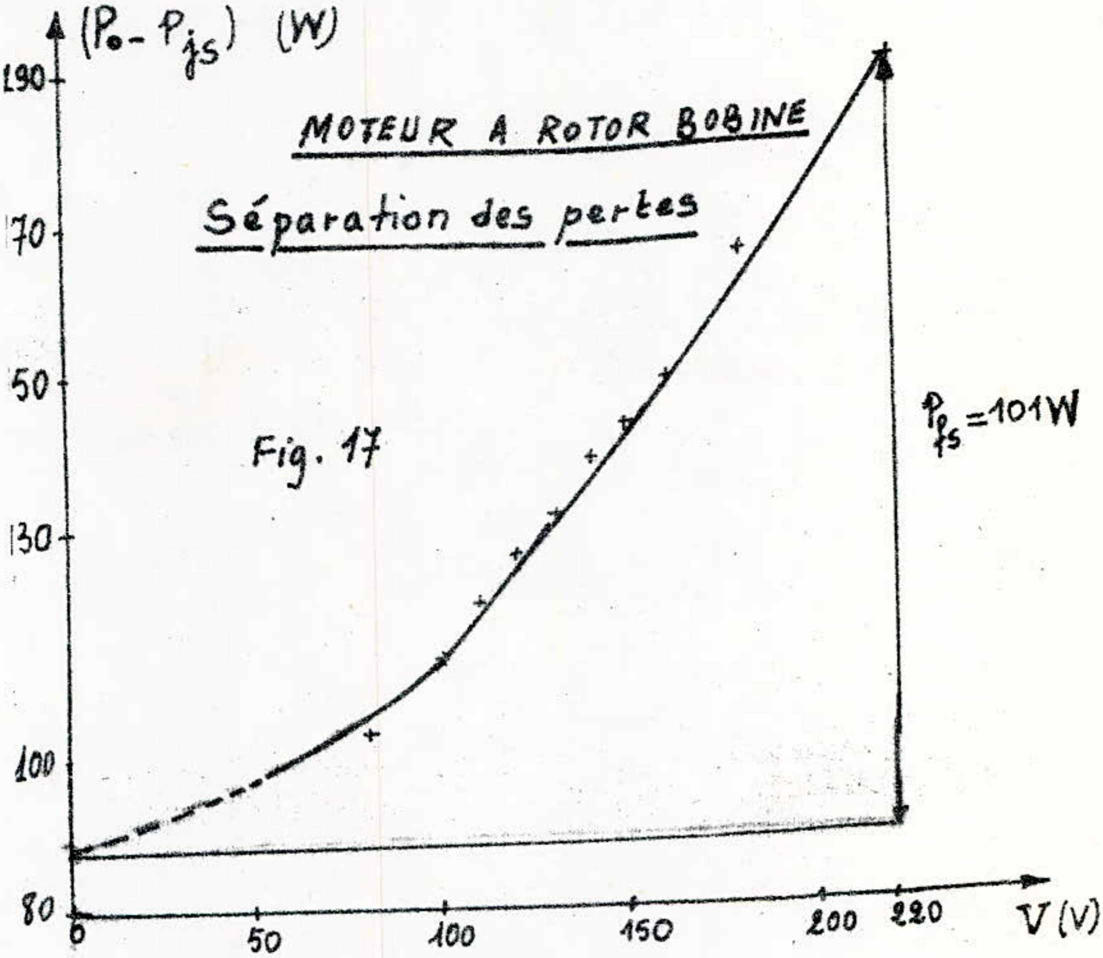
II.4 CARACTERISTIQUE EXPERIMENTALE $(I = f(g))$.

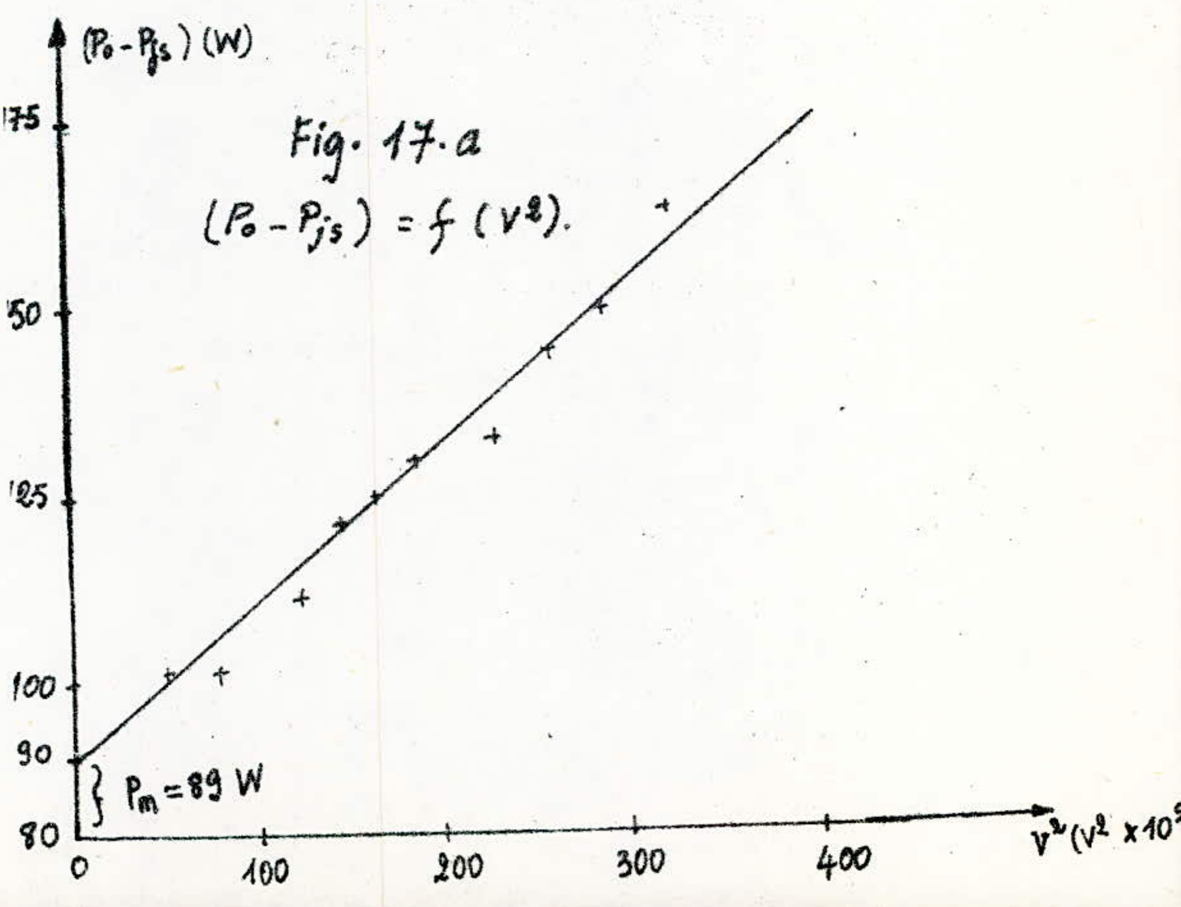
Sous tension nominale il est impossible de tracer la caractéristique entière $(I = f(g))$ car dans ce cas le courant serait trés élevé d'où destruction de la machine.

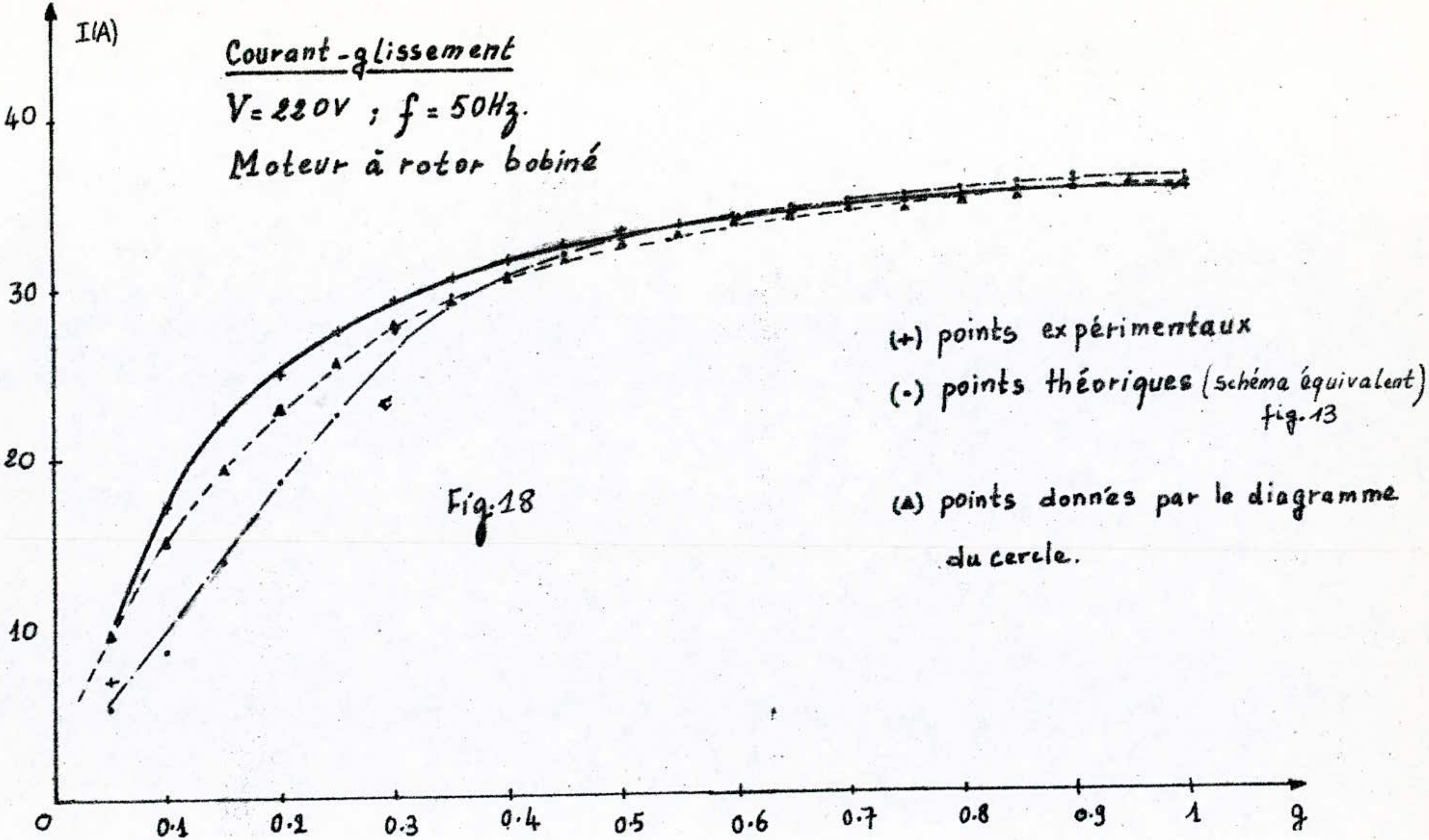
Pour cela, nous avons utilisé un groupe Ward Léonard [2] en alimentant le moteur sous une tension réduite.

REMARQUE: Nous sommes arrivés à tracer la caractéristique entière $(I = f(g))$ sans utiliser un groupe Ward Léonard.

Nous alimentons le moteur asynchrone accouplé à une machine à courant continu qui elle même est alimentée par le réseau continu.


$(P_o - P_{js})$ (W)
190
170
150
130
100
80
MOTEUR A ROTOR BOBINE
Séparation des pertes
Fig. 17
$P_{fs} = 101$ W
0
50
100
150
200
220
V (V)


$(P_o - P_{js})$ (W)
175
150
125
100
90
80
Fig. 17.a
$(P_o - P_{js}) = f(V^2)$.
$P_m = 89$ W
0
100
200
300
400


I(A)
Courant-glissement
V=220V ; f=50Hz.
Moteur à rotor bobiné
40
30
20
10
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
g
(+) points expérimentaux
(•) points théoriques (schéma équivalent) fig.13
(▲) points donnés par le diagramme du cercle.
Fig.18

II.5 CARACTERISTIQUES OBTENUES PAR UTILISATION DU DIAGRAMME DU CERCLE OU PAR LE SCHEMA EQUIVALENT ADOPTE.

– le diagramme du cercle et le schéma équivalent adopté permettent la prédétermination de la caractéristique $I = f(g)$. Entre le décollage et jusqu'à un glissement d'environ 40%, ces deux méthodes donnent des résultats théoriques concordants avec les valeurs mesurées (fig. 18).

– Pour des valeurs du glissement situées entre g nominal (5%) et $g = 40\%$, le diagramme du cercle donne des résultats plus concordants. En effet, dans le schéma équivalent, une mesure supplémentaire à été effectuée afin de déterminer le coefficient de dispersion ce qui augmente les erreurs (fig. 18).

– Pour un moteur asynchrone à rotor bobiné, le courant de démarrage ($g=1$) doit être déterminé de préférence par le diagramme du cercle qui est facilement exploitable.

PARTIE III.

ETUDE EXPERIMENTALE
D'UN MOTEUR A CAGE

III.1 INTRODUCTION.

Maintenant nous allons faire l'étude d'un moteur asynchrone à cage.
Pour ce moteur, le rotor n'est pas accessible aux mesures directes, de ce fait nous allons appliquer trois méthodes de prédétermination des caracteristiques ($I = f(g)$) que nous comparerons par la suite.

III.2 MACHINE UTILISEE.

[220/380 V ; 13.9/8 A ; 50 Hz ; 3.7 kW]

$\cos \varphi_N = 0.86$

$N_N = 1420 tr/mn$

$m = 3$

$P = 2$

Classe d'isolation : B.

III.3 METHODES UTILISEES POUR LA PREDETERMINATION DE LA CARACTESTIQUE ($I = f(g)$)

Les méthodes utilisées pour la prédétermination de la caractéristique [$I = f(g)$] sont :

- Diagramme du cercle
- Schéma équivalent

III.3.1 DIAGRAMME DU CERCLE.

Si pour le moteur d'induction à rotor bobiné le diagramme du cercle s'applique assez bien, par contre pour un moteur à cage il est nécessaire, qu'en plus de la saturation négligeable, il y est également un effet de peau négligeable.

Pour utiliser le diagramme du cercle, comme pour le moteur à rotor bobiné, il nous faut les mesures et les essais suivants :

- Mesure de la résistance statorique
- Essai à vide
- ESSAI à rotor bloqué.

a/ Mesure de la résistance statorique.

A chaud, la résistance moyenne est :

$$R_1 = 1.62\ \Omega$$

-b/ Essai à vide.

le moteur est alimenté sous sa tension nominale, et tourne à une vitesse proche de celle du synchronisme. L'essai a donné avec le stator couplé en étoile sous $V = 220V$ les résultats suivants :

$I_o = 3.45\ A$

$P_o = 115\ W$ (par phase)

D'où

$$\cos\varphi_o = 0.15$$
$$\sin\varphi_o = 0.98$$
$$\varphi_o = 81.28°$$

-c/ Essai à rotor bloqué

Le stator est couplé en étoile, cet essai a donné les résultats suivants :

$V_{cc} = 56V$

$I_{cc} = 8.5\ A$

$P_{cc} = 225\ W$ (par phase)

D'où

$$\cos\varphi_{cc} = 0.47$$
$$\sin\varphi_{cc} = 0.88$$
$$\varphi_{cc} = 61.79°$$

- d/ Pertes mécaniques

les pertes à vide par phase sous $V = 220V$ sont détermi- -nées de la même manière que pour le cas du rotor bobiné :

$$P_0 - P_{js} = 97.5\,W$$

D'où
$$\left.\begin{aligned} P_m &= 66\,W \\ P_{fs} &= 31.5\,W. \end{aligned}\right\} \quad (\text{fig. } 22)$$

La caractéristique $(I = f(g))$ d'aprés ce diagramme est tracée (fig. 25)

III . 3.2 SCHEMA EQUIVALENT

Nous allons prédéterminer la caractéristique $(I = f(g))$ en identifiant les paramètres relatifs au schéma équivalent par phase ramené au stator (fig. 19)

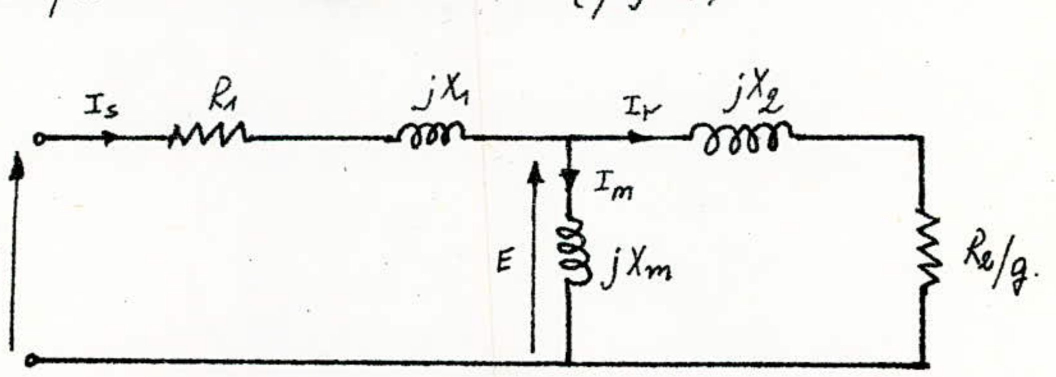


Fig. 19 " Schéma équivalent par phase ramené au stator " le problème consiste à identifier l'impédance rotorique, car nous rappelons que nous n'avons pas accès au rotor. Pour soulever cette dernière difficulté, nous adoptons les deux approches suivantes:

- Approximation proposée par ALGER.
- Approximation proposée par MAUDUIT.

d/ Détermination de la réactance rotorique par l'approximation proposée par Alger.

Celui-ci propose [3], que $X_1 = X_2$ (fig. 19)

a.1 Détermination de X_1 et de X_2.

D'aprés l'essai à rotor bloqué (paragraphe c)

$$X_{cc} = \frac{V_{cc} \sin \varphi_{cc}}{I_{cc}}$$

Donc $X_{cc} = 5.8\ \Omega$

Or $\begin{cases} X_{cc} = X_1 + X_2 \\ X_1 = X_2 \end{cases}$

Donc $X_1 = X_2 = 2.9\ \Omega$

.a.2 Détermination de la réactance de magnétisation (X_m).

D'aprés l'essai à vide (paragraphe b)

$$X_1 + X_m = \frac{V}{I_0}$$

ou $X_1 + X_m = 63.76\ \Omega$

Donc $X_m = 60.86\ \Omega$

-a.3 Détermination de la résistance rotorique

D'aprés l'essai à rotor bloqué (paragraphe c)

$R_{cc} = R_1 + R_2$

$R_{cc} = 3.11\ \Omega$

Donc $R_2 = 1.49\ \Omega$.

D'où le schéma équivalent par phase ramené au stator:

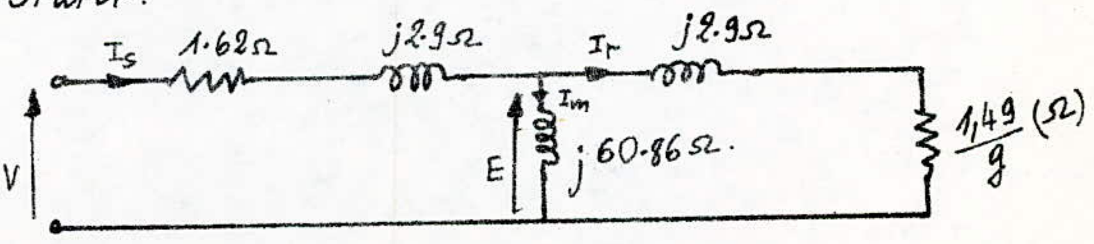


Fig. 20 "Schéma équivalent par phase ramené au stator de la machine étudiée"

La caractéristique ($I = f(g)$) suivant l'approximation d'Alger est donnée (fig. 25)

_ b/ Détermination de la résistance rotorique par L'approximation proposée par MAUDUIT.

Cette méthode est expérimentale et dépend de la précision des mesures.
La résistance rotorique est déterminée à partir de la connai-ssance des pertes Joules dans le rotor.

Celui-ci propose [4] deux essais à courant constant ($I \simeq I_N$) et à des fréquences variables décroissantes depuis la fréquence nominale ($f = 50\,Hz$) jusqu'à la plus faible fréquence réalisable :

- Essai à rotor bloqué
- Essai à rotor enlevé.

_ 1/ Essai à rotor bloqué (fig. 23)

Dans cet essai la puissance active absorbée est :

$$P_{cc} = P_{js} + P_{fs} + P_{jR} + P_{fR}.$$

-2/ Essai à rotor enlevé.(fig.23)

Dans cet essai la puissance active absorbée est:

$$P = P_{js} + P_{fs}$$

Pour une fréquence donnée, la différence entre les deux puissances (P_{cc} et P), en négligeant les pertes fer au rotor (tension réduite), nous donne les pertes Joule au rotor par phase.

$$P_{jR}(f) = P_{cc} - P$$

D'où la résistance rotorique

$$R_2 = \frac{P_{cc} - P}{I^2}$$

$$R_2 = R_2(g).$$ (fig.24)

-b.1 Détermination de la réactance rotorique.

D'aprés l'essai à rotor bloqué (paragraphe c) nous avons:

$$X_{cc} = X_1 + X_2$$

$$X_{cc} = 5.8\ \Omega$$

Pour pouvoir déterminer la réactance rotorique nous devons mesurer la réactance statorique.

- Mesure de la réactance statorique.

La mesure de cette réactance à été faite par la méthode homopolaire, en entraînant le moteur à la vitesse de synchronisme :

$$X_1 = 3.1\,\Omega \qquad (f = 50\,Hz)$$

D'où $\quad X_2 = 2.7\,\Omega$

- b.2/ Détermination de la réactance de magnétisation (X_m):

D'aprés l'essai à vide (paragraphe b) nous avons:

$$X_1 + X_m = 63.76\,\Omega$$

D'où $\quad X_m = 60.66\,\Omega$

D'où le schéma équivalent:

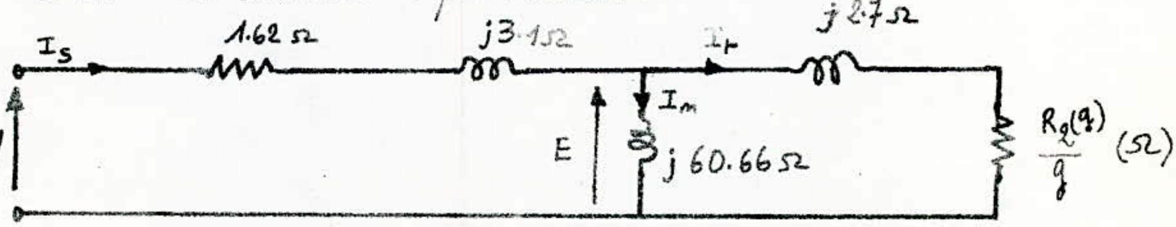


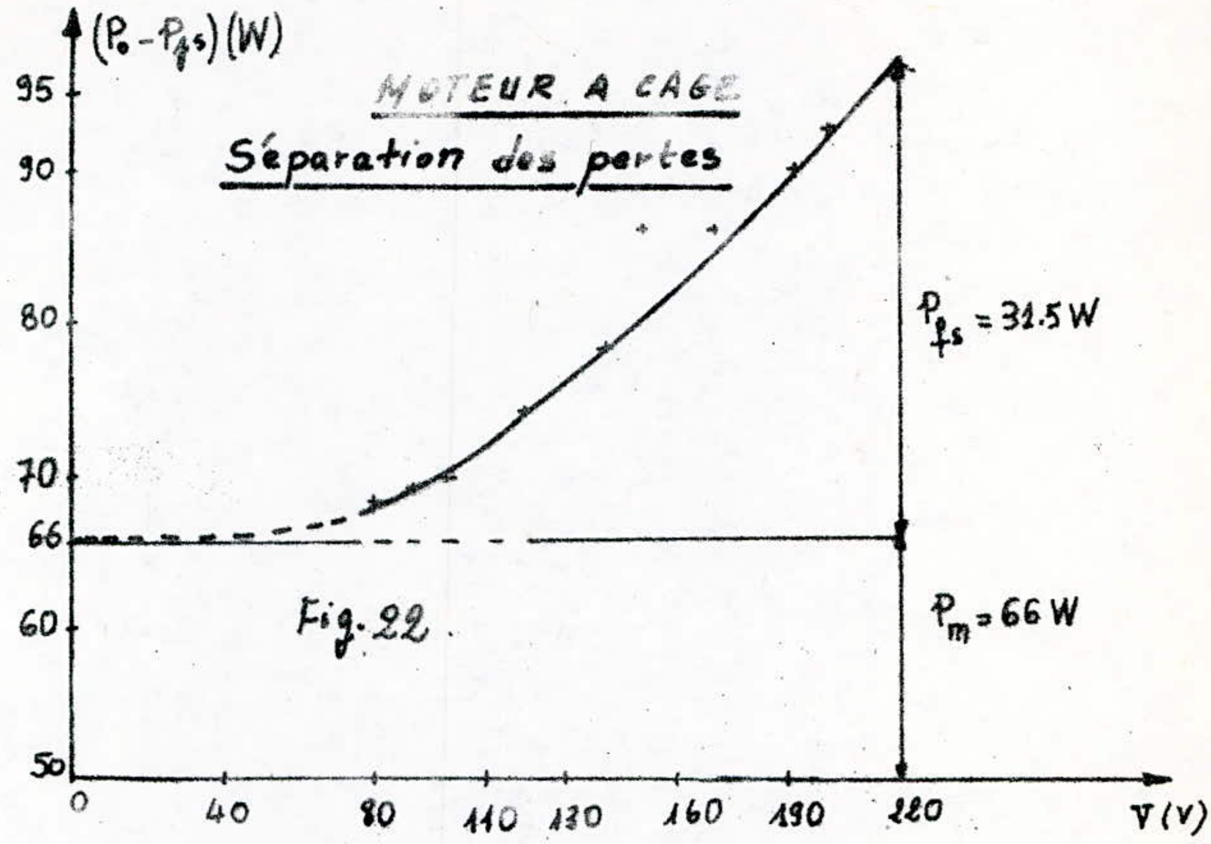
Fig.21 "Schéma équivalent par phase ramené au Stator de la machine étudiée"

La caractéristique $(I = f(g))$ suivant l'approximation de MAUDUIT est donnée (fig. 25).

III. 3.3 METHODE DIRECTE.

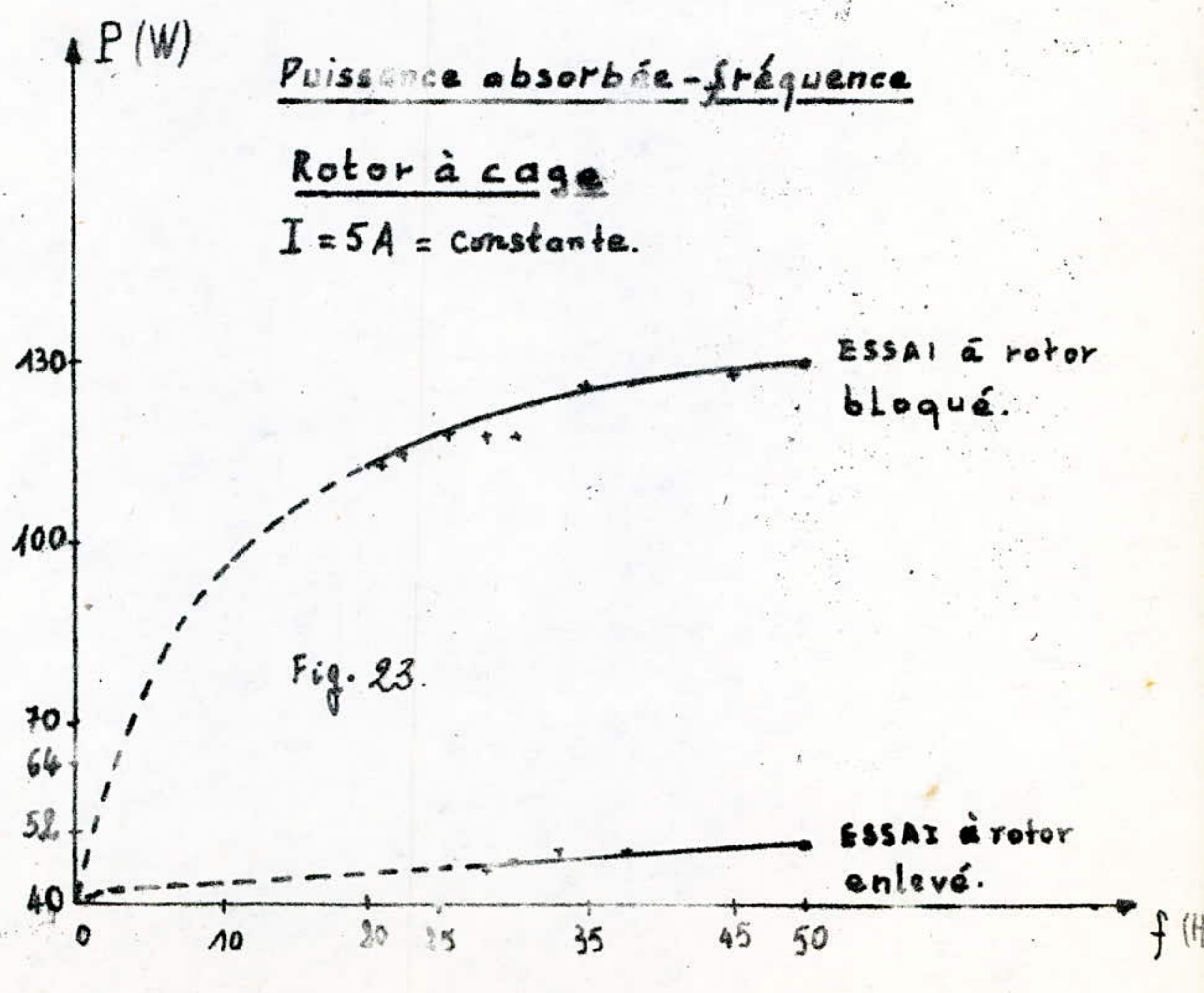
Le procédé pour obtenir la caractéristique $(I = f(g))$ est le même que pour le moteur asynchrone à rotor bobiné (page)

La caractéristique expérimentale $(I = f(g))$ est donnée (fig. 25).



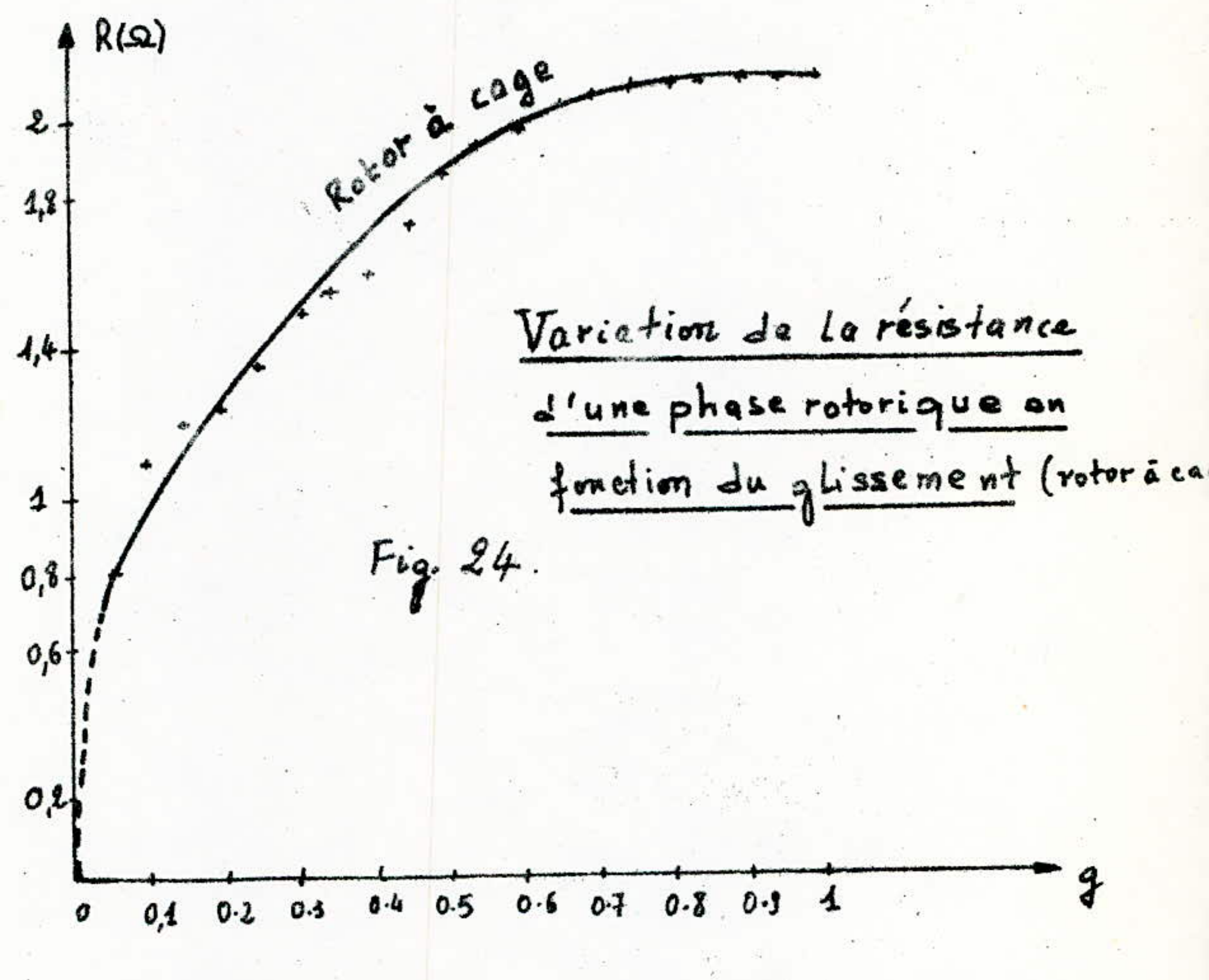
$(P_o - P_{fs})$ (W)
MOTEUR A CAGE
Séparation des pertes
95
90
80
70
66
60
50
0
40
80
110
130
160
190
220
V (V)
$P_{fs} = 31.5$ W
$P_m = 66$ W

Fig. 22.



P (W)
Puissance absorbée - fréquence
Rotor à cage
I = 5A = constante.
130
100
70
64
52
40
0
10
20
25
35
45
50
f (H
ESSAI à rotor bloqué.
ESSAI à rotor enlevé.

Fig. 23.


R(Ω)
2
1,8
1,4
1
0,8
0,6
0,2
0
0,1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
g
Rotor à cage
Variation de la résistance d'une phase rotorique en fonction du glissement (rotor à ca
Fig. 24.

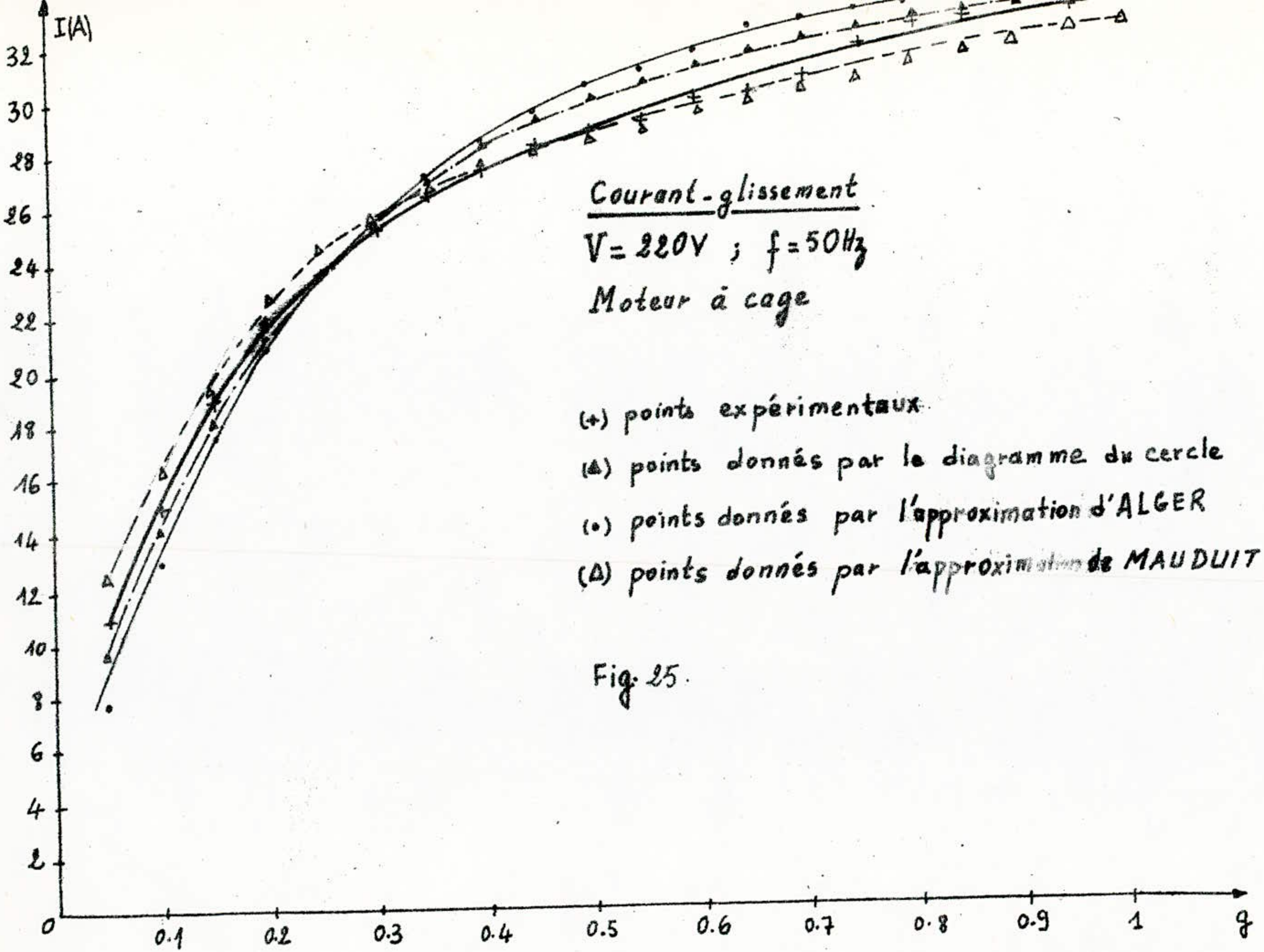

I(A)
32
30
28
26
24
22
20
18
16
14
12
10
8
6
4
2
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
g
Courant - glissement
V = 220V ; f = 50Hz
Moteur à cage
(+) points expérimentaux
(▲) points donnés par le diagramme du cercle
(•) points donnés par l'approximation d'ALGER
(Δ) points donnés par l'approximation de MAUDUIT

Fig. 25

III.4 CARACTERISTIQUES ELECTROMECANIQUES DE COURANT.

La caractéristique électromécanique de courant ($I=f(g)$) (fig.25) prédéterminée par les trois méthodes est d'un point de vue générale acceptable.

– Les trois méthodes utilisées, nécessitent les mêmes essais mis à part que pour l'approximation de Mauduit, il fallait des essais à fréquence variable.
Pour les courants absorbés aux glissements élevés il y a nécessité de majorer l'impédance rotorique comme le propose Alger en ce qui concerne sa méthode (fig.25).

– La méthode proposé par Mauduit donne de bons resultats. Elle met en évidence L'effet pelliculaire en majorant L'impédance rotorique. (I diminu pour g élevé (fig.25))

– Le diagramme du cercle donne de bons résultats dans le cas où L'effet pelliculaire est négligeable.

ETUDE COMPARATIVE

ETUDE COMPARATIVE DES CARACTERISTIQUES $I = f(g)$ POUR LES TROIS TYPES DE MOTEURS

En valeurs réduites (fig. 26 à 31), le courant de démarrage le plus faible est obtenu pour un moteur asynchrone à rotor massif lisse. Si pour le moteur asynchrone à rotor bobiné le courant de démarrage peut être réduit par adjuction de résistances additionnelles au niveau du rotor, cependant d'un point de vue économique la solution n'est pas rentable et ce principalement pour les moteurs de grandes puissances.

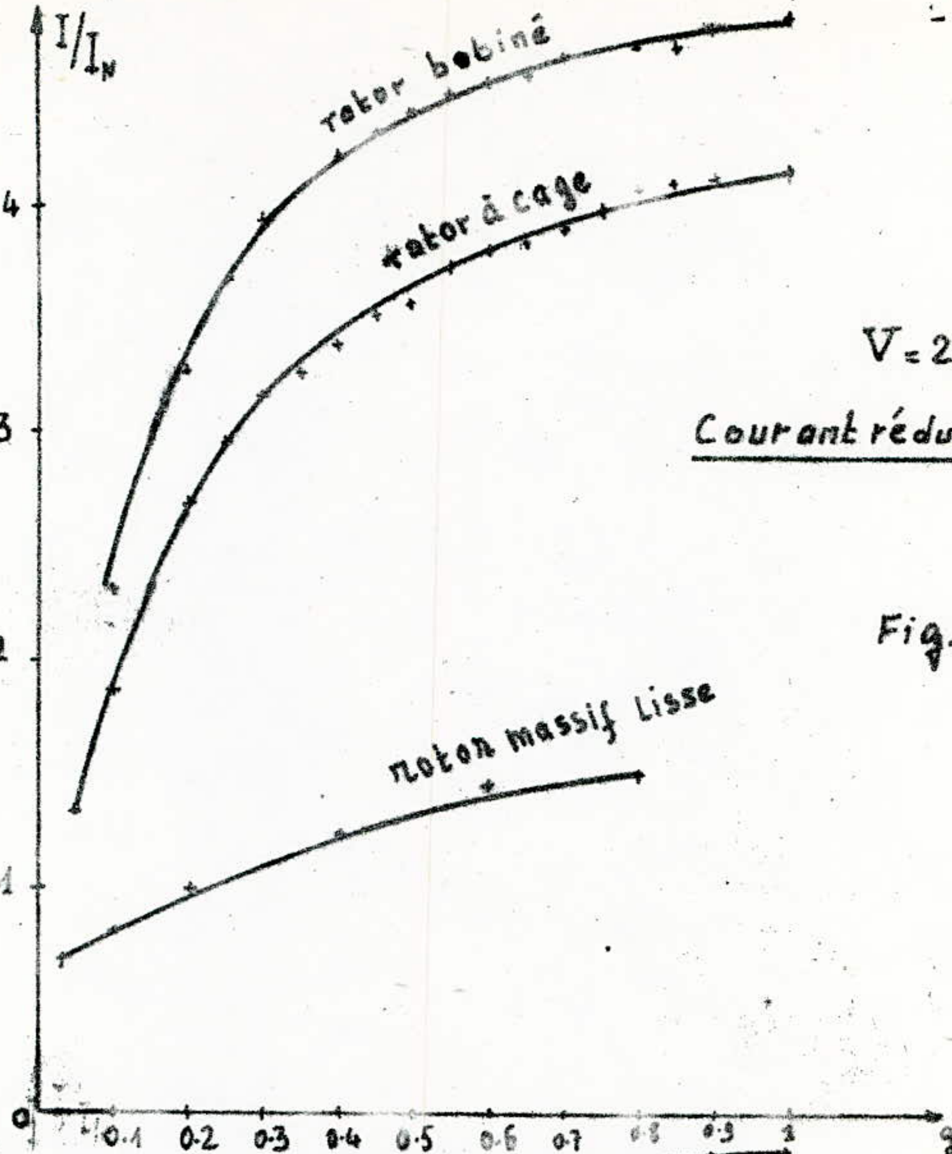
De même, il est possible de réduire ce courant de démarrage par divers procédés de diminution de la tension, mais notons toutefois l'influence sur le couple de démarrage (réduction de celui-ci). Sur la fig. 32, nous donnons la variation du rapport I_d/I_N en fonction de la tension.

A titre indicatif, pour une fréquence nominale et pour une tension nominale, nous dressons le tableau $(I_s/I_N) = f(g)$ pour les trois moteurs utilisés.

g(%)	Moteur à rotor massif lisse	Moteur à cage	Moteur à rotor bobiné
0	0.63	0.33	0.17
10	0.79	1.83	2.32
20	0.98	2.67	3.27
40	1.23	3.37	4.23
60	1.43	3.77	4.54
80	1.51	4.03	4.71
100	1.57	4.17	4.83

D'un point de vue théorique d'une part, et d'autre part par extrapolation des caractéristiques $Is/I_N = f(g)$ pour les trois moteurs utilisés, nous retrouvons que le courant à vide (g très faible) est le plus élevé pour le moteur à rotor massif lisse.

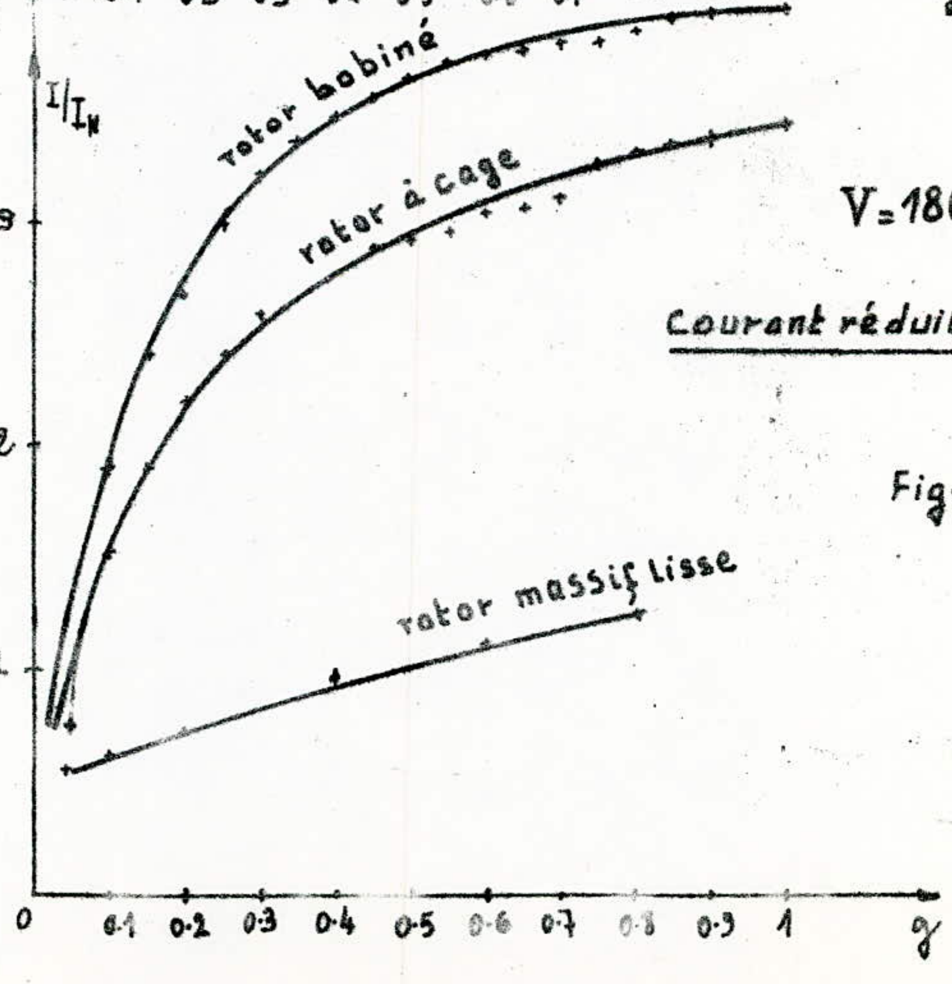
La bibliographie utilisée [7] montre que pour par exemple des moteurs de puissance comprise entre 5 et 100kW, le courant de décollage est d'autant plus élevé par rapport au courant nominal que la vitesse de la machine est plus élevée. Si l'on regarde donc du coté grandes vitesses, le moteur asynchrone à rotor massif lisse sera plus conseillé d'autant plus que nous savons que pour celui-ci, le couple est maximum au démarage.



V = 220 V; f = 50 Hz

Courant réduit _ glissement

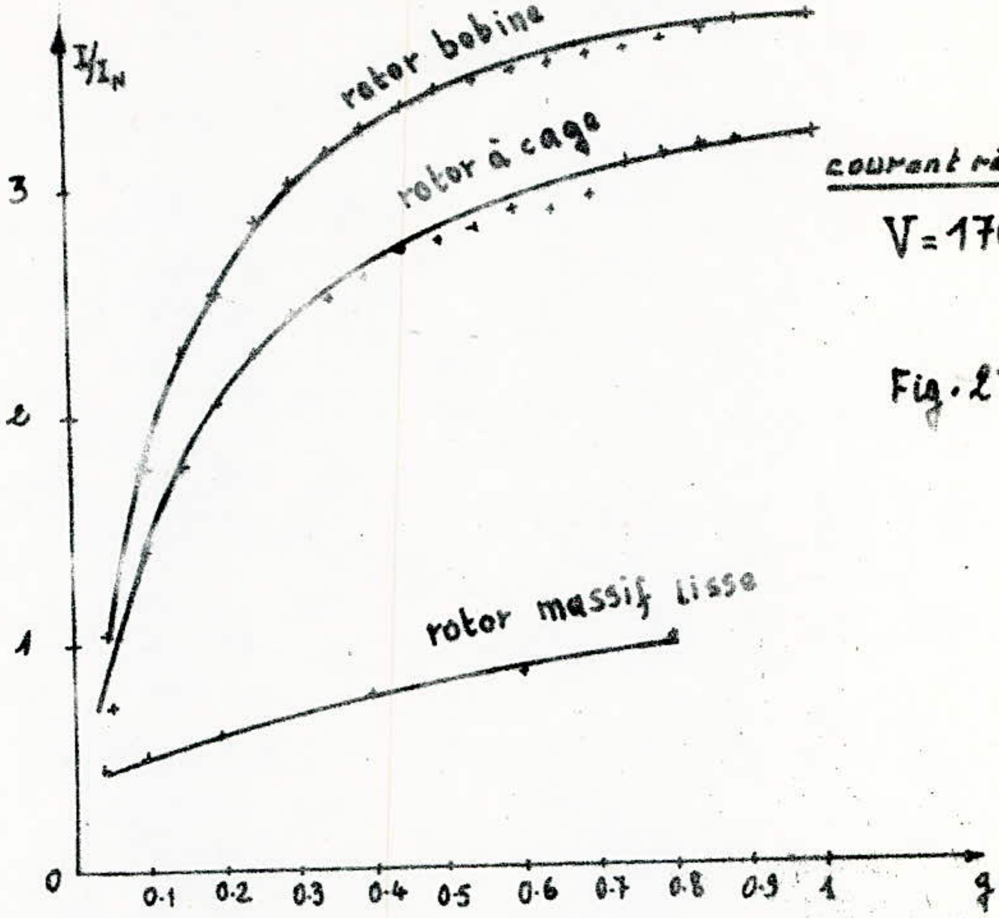
Fig.26



V = 180 V ; f = 50 Hz

Courant réduit _ glissement

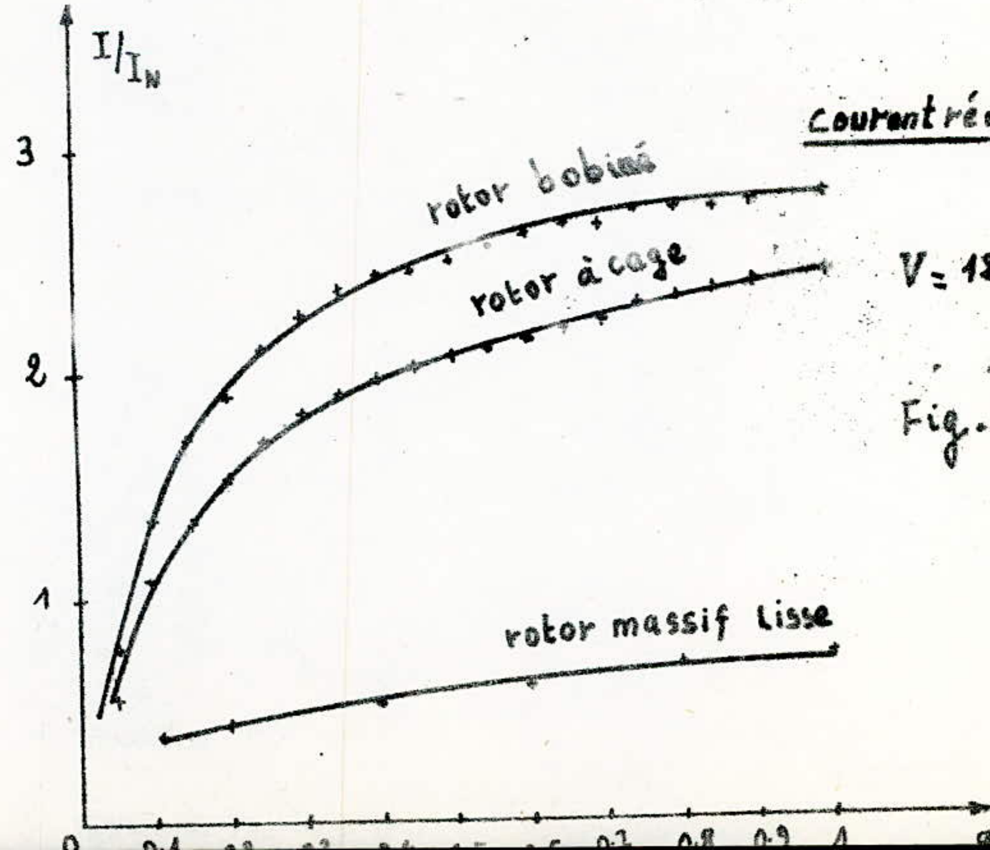
Fig.27



courant réduit - glisseme

V = 170V ; f = 50Hz

Fig. 28



courant réduit - glissem

V = 127V , f = 50Hz

Fig. 29

courant réduit - glissement

V = 110V ; f = 50Hz

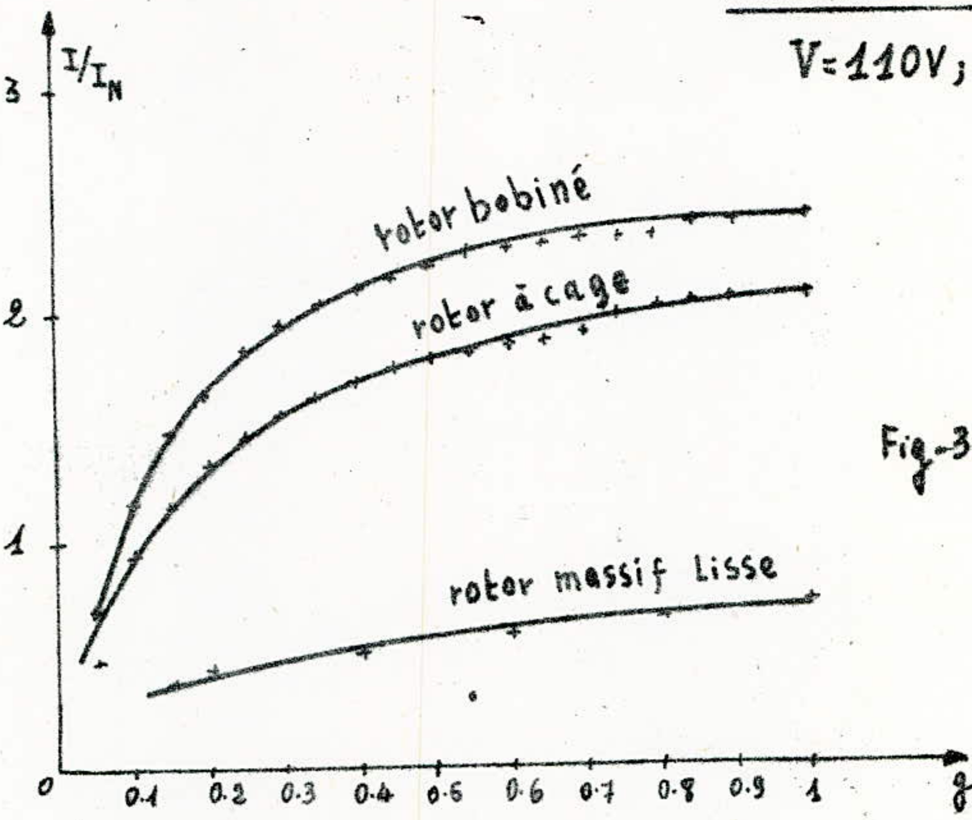


Fig-30

courant réduit - glissement

V = 150V ; f = 50Hz.

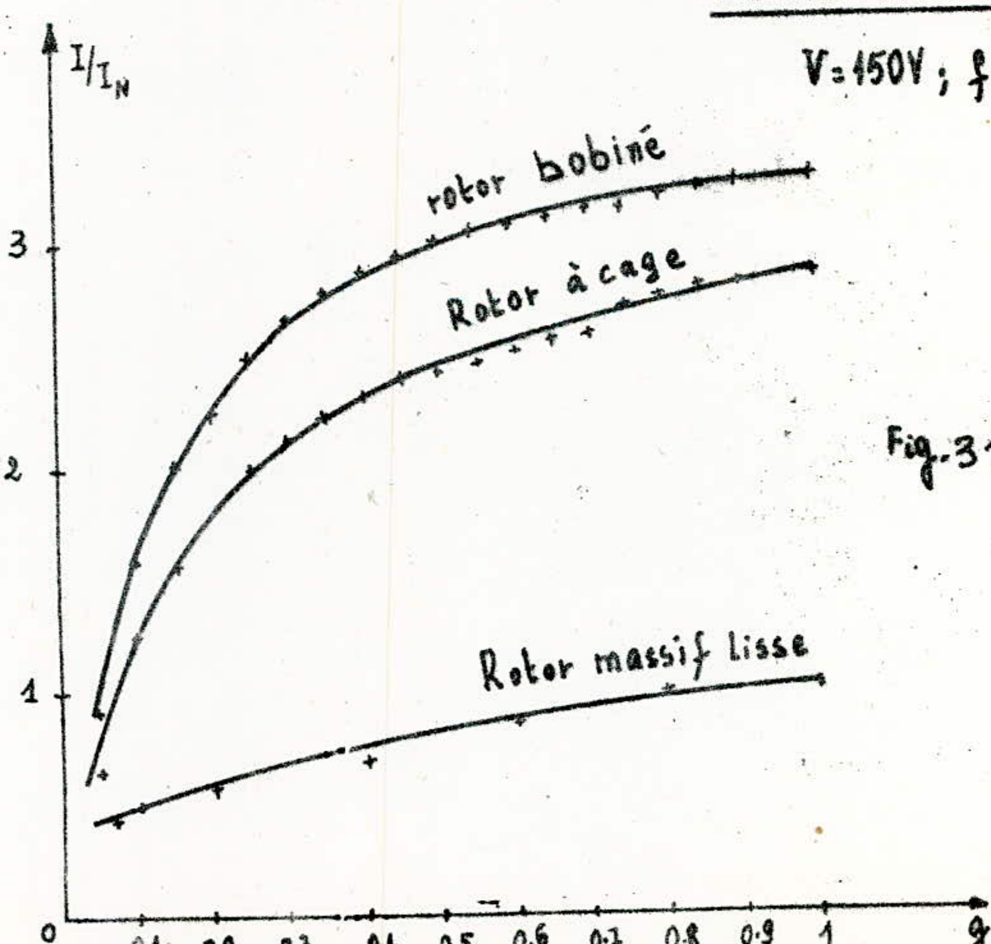


Fig. 31.

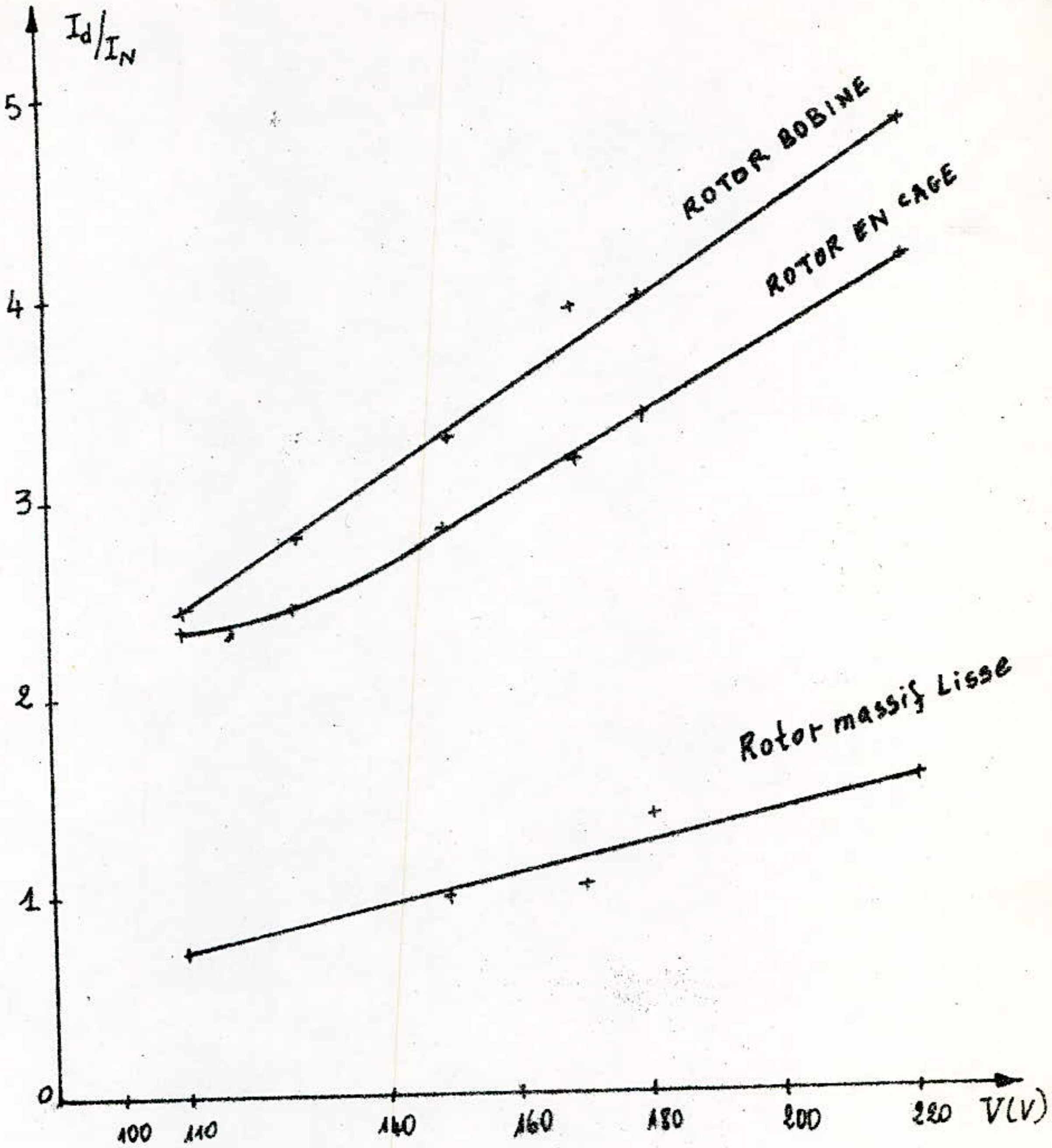


Fig. 32: "Variation de I_d/I_N en fonction de La tension"

GENERATRICE ASYNCHRONE ISOLEE

GENERATRICE ASYNCHRONE

I INTRODUCTION :

La generatrice asynchrone est generalement à cage car elle est simple, robuste et economique.

Il n'est pas necessaire, comme pour un alternateur, de prendre des dispositions pour coupler une generatrice asynchrone au reseau, celle-ci necessite un appareillage reduit.

Le fait que la generatrice asynchrone absorbe toujours de la puissance réactive a pour consequence une diminution du facteur de puissance du reseau qui l'alimente. Ainsi son emploi est limité pour de faibles puissances.

Pour entretenir son champ magnetique, la generatrice asynchrone doit absorber une energie reactive. Celle-ci est fournie soit par le reseau auquel la generatrice est couplée, soit par une batterie de condensateurs dans le cas d'un fonctionnement isolé

Pour notre etude, nous avons choisi la dernière solution. La generatrice utilisée est autonome. Une batterie de condensateurs est branchée à ses bornes.

II AUTO-AMORÇAGE

La generatrice asynchrone est entrainée par une machine auxiliaire. Le flux remanent au niveau du rotor créera au bornes du stator ouvert une f.é.m remanente sous l'action de laquelle circulera un courant vers les condensateurs renforçant donc ce flux remanent et par consequent cette f.é.m remanente.

Pour que cet amorçage soit effectué il est necessaire donc de determiner la batterie de condensateurs adequate.

III CALCUL ET CHOIX DES CAPACITES

Le calcul et le choix des capacités est approximatif. Pour un cas réel nous allons determiner les capacités permettant l'auto amorçage d'une generatrice asynchrone.

III 1 Première approximation:

La machine asynchrone, dans un premier temps, fonctionne en moteur, puis dans un deuxième temps, par l'intermediaire d'une machine auxiliaire, celle-ci est entrainée à une vitesse superieure à celle du synchronisme. La puissance réactive absorbée par la machine, le couplage (tension) et l'intensité nous permettent de calculer les capacités à utiliser. Cependant cette approximation a donné une capacité trop faible pour permettre, même à vide, l'auto-amorçage. Ainsi nous avons utilisé l'approximation ci dessous.

III 2_ Deuxième approximation:

Le même procédé de determination des capacités que lors de la premiere approximation est utilisé. Cependant nous proposons une alimentation sous tension reduite du stator pour approcher le plus possible la valeur de la capacité d'auto-amorçage. Au debut de l'auto-amorcage la f-é-m est égale à la f.é-m remanente.

IV EXPLOITATION :

IV.1 : Machine utilisée (paragraphe II-2)

IV.2 : Banc d'essai :

La machine asynchrone à rotor bobiné est entrainée par une machine à courant continu. La generatrice asynchrone débite sur une charge resistive (allusion à l'eclairage domestique fig. 33).

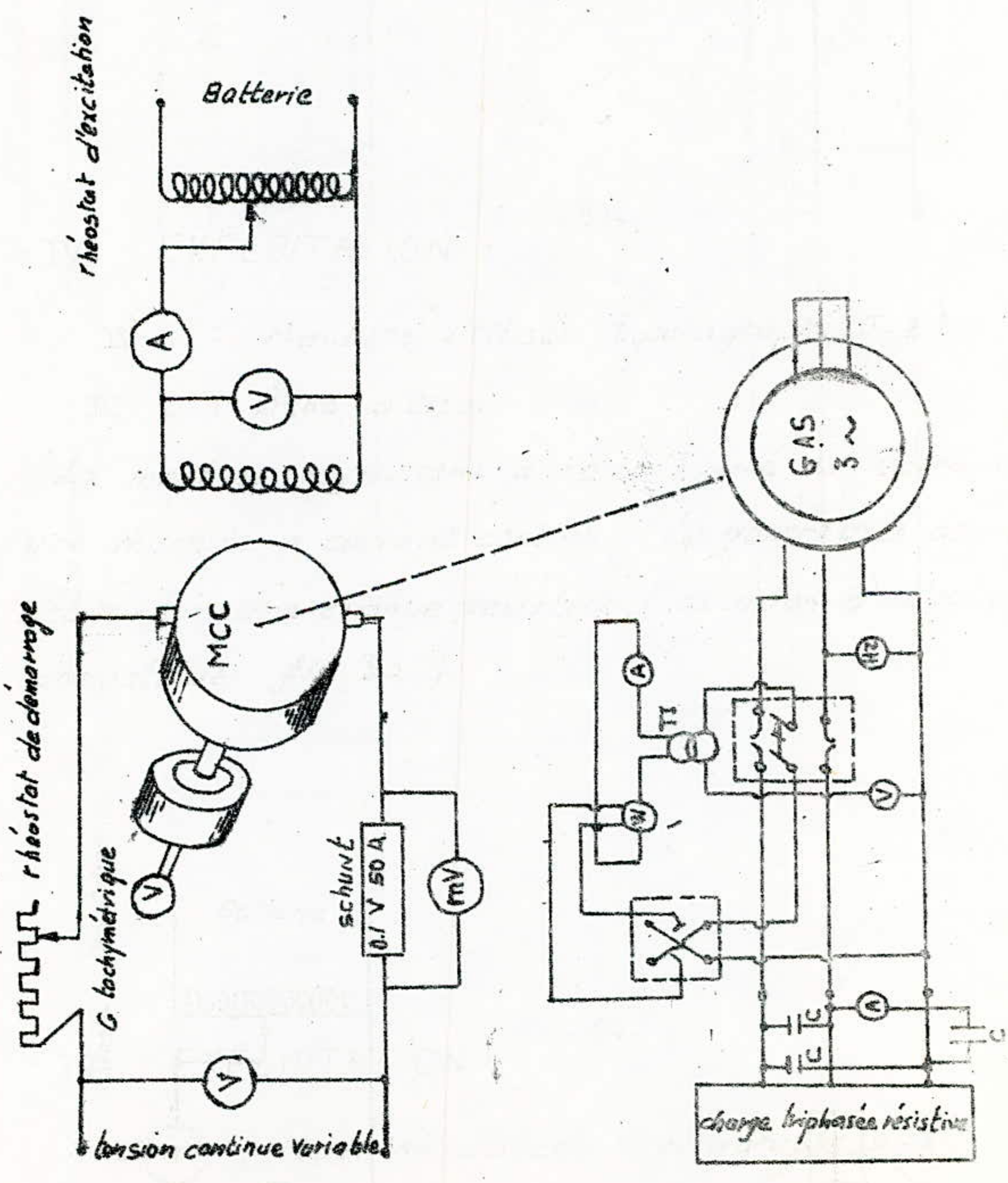


Fig. 33 : Génératrice asynchrone auto-amorcée avec batterie de condensateurs

IV.3 : Calcul des capacités

IV.3.1 : Exploitation de la première approximation (III-1)

La machine est couplée en triangle sur le reseau sous une tension de 220 V, 50 Hz. La puissance réactive absorbée est $Q = 4,157$ kVAR, le courant statorique est $I = 12$ A.

d'où $C = 13,2\ \mu F$.

Le remanent de la machine est de 2,5 V (vitesse $\simeq$ 1500 tr/mn)
Avec des capacités de 13,2 μF, la generatrice asynchrone autonome ne s'amorce pas.

IV.3.2 : Exploitation de la deuxieme approximation (III-2)

La machine asynchrone toujours couplée en triangle, est alimentée sous une tension égale à 10 % environ de la tension nominale, soit $U = 21$ V.

Nous avons relevé $I_s = 3$ A

$Q = 41,57$ V.A.R

d'où $C = 57,71\ \mu F$.

Ne disposant pas de capacités permettant la valeur ci-dessus, nous avons utilisé des capacités de 60 μF. Celles-ci ont permis l'auto-amorçage et la charge de la generatrice.

IV.4 : Mesures effectuées :

IV.4.1 : Tableau :

moteur à courant continu	I_a (A)	22,5	25	20	17,5	15	12,5
	I_{excita} (A)	0,39	0,41	0,45	0,51	0,58	0,61
	V_{exita} (V)	27,8	29,4	32	37,3	42,5	45
	V_{ind} (V)	98	96	99	100,5	102	103
	N $\frac{tr}{mn}$	1737,5	1645,8	1637,5	1500	1395,83	1375
	$P_{absorbée}$ (W)	2215,84	2412,05	1994,4	1777,77	1554,65	1314,95
Generatrice autonome.	I_{charge} (A)	8,6	7,4	7,2	4,4	2	1
	U (V)	240	205,5	220	150	110	75
	P_u (W)	720	1020	560	480	260	80
	Q (VAR)	3533,38	2528,79	2632,71	1108,5	588,89	138,56
	f (Hz)	—	53,75	53,5	48	45,5	< 45
	η (rend^t)	0,32	0,42	0,28	0,27	0,17	0,06
	$I_{capacitif}$	4,96	4	4,1	1,6	1,8	1
	g(%)	—	-2,06	-2,02	-4,16	-2,258	—

glissement :

Il n'est pas possible de definir un glissement general pour une generatrice asynchrone isolée.

IV.4.2 : Caracteristique externe $V = f(I)$:

Il n'est pas possible d'obtenir une frequence constante pour les courants statoriques. Ceci est un des inconvenients de la generatrice autonome.

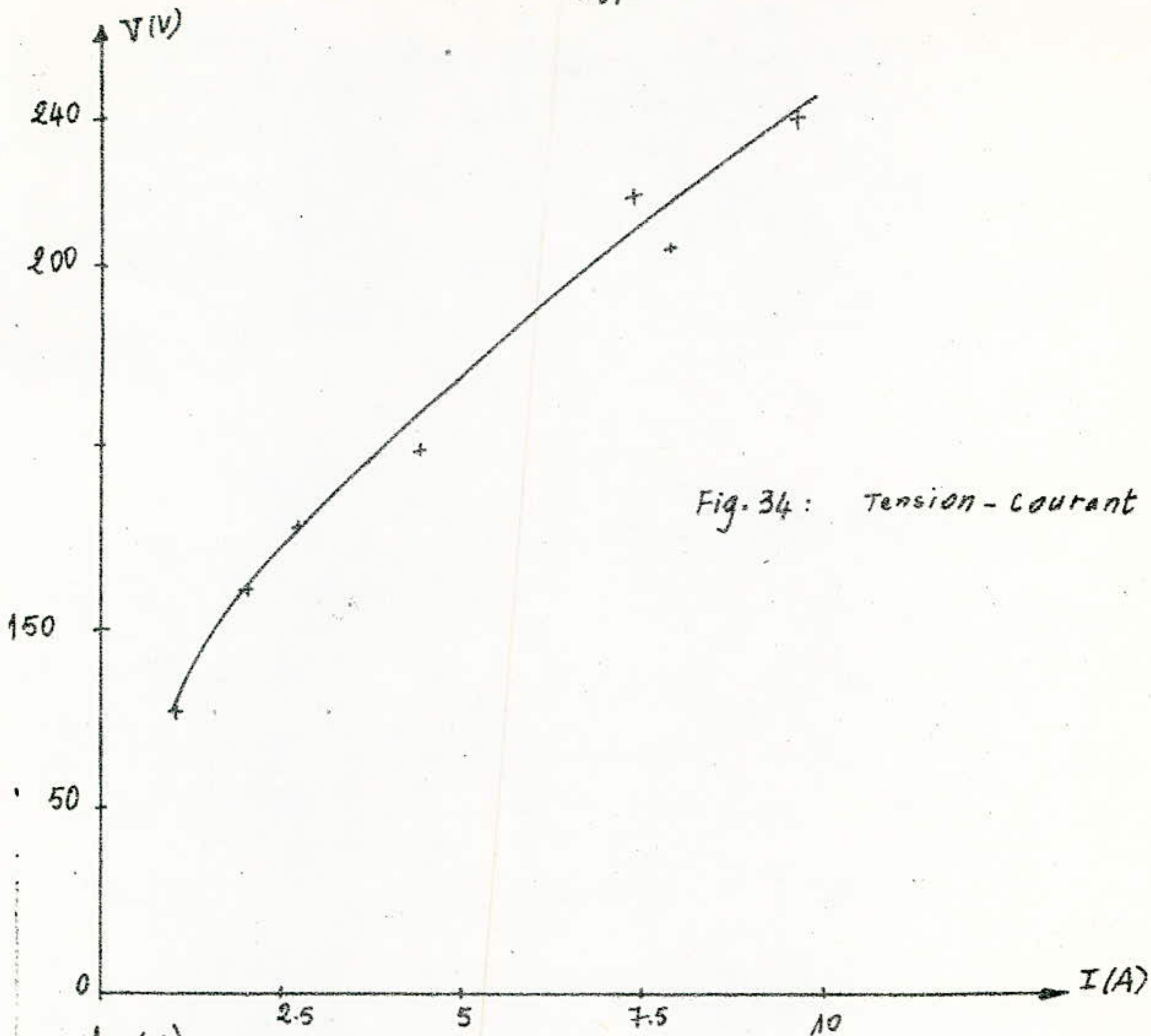


Fig. 34 : Tension - Courant

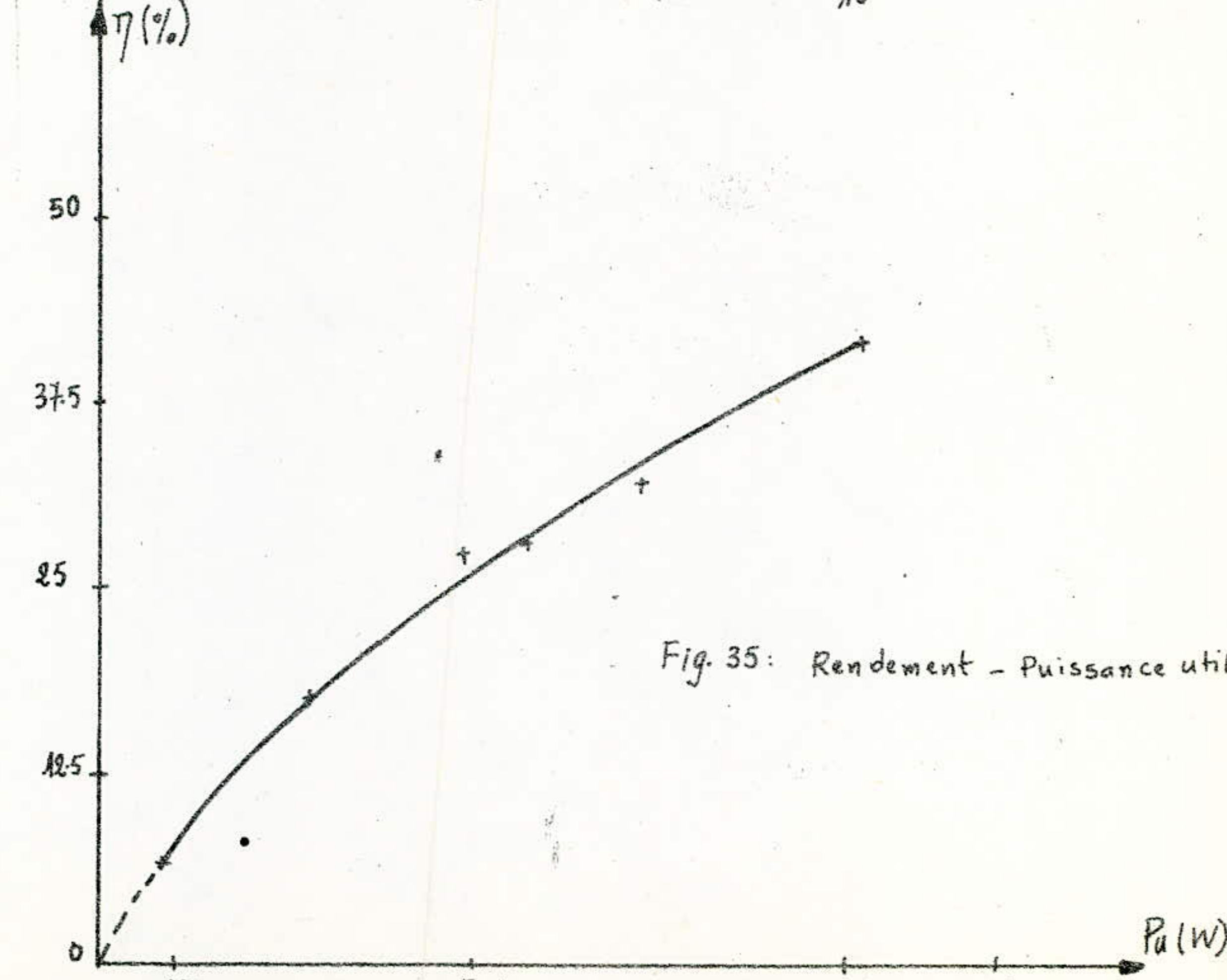


Fig. 35 : Rendement - Puissance utile.

Remarque : La machine à courant continu (fig 32) est de puissance faible par rapport à celle de la machine asynchrone, ce qui ne nous a pas permis de depasser une certaine limite pour la charge.

CONCLUSION

La generatrice autonome presente l'avantage d'être économique et facilement utilisable dans des endroits isolés. Cependant il est trés difficile d'obtenir un fonctionnement donné (frequence bien determinée et facteur de puissance fixé)

Il est preferable de calculer les capacités pour l'auto-amorçage lorsque la generatrice est couplée au reseau sous faible tension.

CONCLUSION

CONCLUSION

Cette étude nous a permis en premier lieu de compléter nos connaissances dans le domaine des machines électriques.

Pour les moteurs asynchrones de grandes puissances le courant appelé du décollage est le plus réduit pour un moteur asynchrone à rotor massif. Suivant l'utilisation, cette qualité pourait être éventuellement exploitée dans l'industrie.

La théorie que nous avons utilisé pour prédéterminer les caractéristiques du moteur asynchrone à rotor massif lisse doit être remaniée vu qu'elle est limitée à certains glissements suivant les caractéristiques électrique (σ) et magnétique (μ_r) du rotor.

Il est possible d'approximer les condensateurs permettant l'auto-amorçage d'une génératrice asynchrone en faisant un essai.

Certes, en faisant le même travail pour les couples que pour les courants, l'étude comparative des différents moteurs asynchrones sera plus complète. Nous souhaitons que cette étude soit réalisée au cours des futurs projets de fin d'étude ; comme nous souhaitons que la génératrice asynchrone autonome soit reprise du point de vue théorique.

BIBLIOGRAPHIE

[1] H.M. Mc CONNEL
"The polyphase induction machine with solid rotor."
AIEE - April 1953

[2] A. MAAZI
Thèse : "Contribution à l'étude de la machine asynchrone en régime déséquilibré."
ENP - Juin 82.

[3] PHILIP. L. ALGER
"INDUCTION MACHINED"
Gordan an Breach - 1970.

[4] A. MAUDUIT
"MACHINES ELECTRIQUES" T. 2.
DUNOD - 1931

[5] B. LAPORTE
"Etude du Comportement d'un matériau ferromagné-
-tique isotrope dans un champ glissant."
R G E - 1974.

[6] B.J Chalmers
"General theory of solid rotor induction machines"
PROC. IEE, Vol. 119, N°9, September 1972.

[7] M. KOSTENKO et L. PIOTROVSKI.
"Machines electriques" Tome 2
Editions MIR — 1979.

[8] A. IVANOV - SMOLENSKI
"Machines electriques" Tome 1.
Editions MIR - 1983.

[9] G. Seguier et F. Notelet
"Electrotechnique industrielle"
technique et documentation — 1980.

ANNEXES

ANNEXE 1.

"La fonction $\mathfrak{z}_R(a_R\sqrt{j})$ pour $p=2$"

a_R	X_R	$(-Y_R)$
2.26	1.0439	0.4182
3.20	1.1618	0.7989
3.91	1.3190	1.1167
4.51	1.4895	1.3809
5.05	1.6610	1.6078
5.53	1.8204	1.8005
6.38	2.1079	2.1277
7.14	2.3668	2.4122
7.82	2.5992	2.6638
8.74	2.9155	3.0013
9.03	3.0156	3.1071
10.09	3.3828	3.4920
11.06	3.7200	3.8424
11.94	4.0416	4.1214
12.77	4.4003	4.4377
13.54	4.6312	4.6915
14.28	4.8542	4.9815
15.64	5.2455	5.3258

Valeurs de la résistance et de la réactance rotoriques (rotor massif lisse) pour $\mu_r = 100$.

g	R_2 (Ω)	R_2/g (Ω)	X_2 (Ω)
0.025	11.11	444.4	46.58
0.05	11.33	226.6	45.70
0.075	11.65	155.53	44.37
0.1	12.04	120.4	42.76
0.2	13.84	69.2	36.10
0.3	15.55	51.83	31.07
0.4	16.70	41.75	27.56
0.5	18.31	36.62	25.00
0.6	19.51	32.52	23.02
0.7	20.63	29.47	21.45
0.8	21.67	27.10	20.15
0.9	22.65	25.17	19.07
1.0	23.57	23.57	18.14

ANNEXE 2.

DETERMINATION DE LA RESISTANCE ET DE LA REACTANCE ROTORIQUES.

D'aprés le schéma équivalent (fig. 1) le courant rotorique est :

$$I_r = \frac{E_m}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2}\left[\frac{R_2}{g}\sin\omega t - X_2\cos\omega t\right]$$

D'autre part

$$I_r = -\frac{1}{\mu_0}\,\frac{\eta\cdot\pi\cdot E_m\cdot P}{\mu_r\, m\,(K_{b1}\cdot N)^2\, 2\cdot L\cdot\omega}\left[(x_R - 1)\cos\omega t + y_R \sin\omega t\right]$$

Ou.

$$\begin{cases} \dfrac{1}{\mu_0}\,\dfrac{\eta\cdot\pi\cdot P}{\mu_r\, m\,(K_{b1}\cdot N)^2\, 2L\omega}(x_R - 1) = X_2\,\dfrac{1}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2} & (a) \\[2ex] -\dfrac{1}{\mu_0}\,\dfrac{\eta\cdot\pi\cdot P}{\mu_r\, m\,(K_{b1}\cdot N)^2\, 2L\omega}\, y_R = \dfrac{R_2}{g}\,\dfrac{1}{\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 + X_2^2} & (b) \end{cases}$$

En faisant le rapport entre l'expression (a) et l'expression (b) nous avons:

$$X_2 = \frac{(x_R - 1)}{(-y_R)} \quad (R_2/g)$$

En posant $\quad A = \frac{1}{\mu_0} \frac{\eta \cdot \pi \cdot p}{\mu_r \; m \, (K_{b1} \cdot N)^2 \cdot 2 \cdot L w}$ nous avons :

$$A \quad (x_R - 1) = \frac{\left(\frac{x_R - 1}{-y_R}\right)}{\left[\left(\frac{x_R - 1}{y_R}\right)^2 + 1\right] \left(\frac{R_2}{g}\right)}$$

Et

$$A \, (-y_R) = \frac{\left(\frac{-y_R}{x_R - 1}\right)}{\left[\left(\frac{y_R}{x_R - 1}\right)^2 + 1\right] X_2}$$

D'où :

$$R_2/g = \frac{(-y_R)}{\left[(x_R - 1)^2 + (y_R)^2\right]} \cdot \frac{\mu_0 \, \mu_r \, m (K_{b1} \cdot N)^2 \, 2 \cdot L \cdot w}{\eta \cdot \pi \cdot p \cdot} \; (\Omega)$$

Et

$$X_2 = \frac{(x_R - 1)}{\left[(x_R - 1)^2 + y_R^2\right]} \cdot \frac{\mu_0 \, \mu_r \, m (K_{b1} \cdot N)^2 \, 2 \cdot L \cdot w}{\eta \cdot \pi \cdot p} \; (\Omega)$$

$$a_R = r_R \left[\frac{\mu_0 \, \mu_r \, \sigma \, \omega}{2} \, g\right]^{1/2}$$

D'où

$$R_2 = \frac{(-y_R) \, a_R^2}{\left[(x_R - 1)^2 + y_R^2\right]} \cdot \frac{m \, (K_{b1} \cdot N)^2 \, 4 \cdot L}{\eta \cdot \pi \cdot p \cdot r_R^2 \, \sigma} \quad (\Omega)$$

ANNEXE 3.

PROGRAMME PERMETTANT DE CALCULER ($I(g)$, $R_e(g)$, $X_e(g)$ et X_m), EFFECTUE EN BASIC SUR UN MINI-CALCULATEUR.

```
2  REM ETUDE DE LA MACHINE A ROTOR MASSIF
   LISSE.
4  REM TRACE DES AXES
6  PRINT AT 0,5 ; "TRACE DE LA COURBE I=f(g)"
10 PLOT 0,0 : DRAW 0,170 : PLOT 0,0 : DRAW
   250,0 .
15 PRINT AT 20,19 ; "g%" , AT 1,1 ; "I(A)"
16 PRINT AT 20,25 ; "100" ; AT 20,125 ;"50";
   AT 7,1 ; "8" ; AT 14,1; "4"
18 REM DONNEES DE LA MACHINE
20 READ L , ω , N , rs , X1 , Sig , ETA, KSI, rr,
   Kb , MU.
30 DATA 0.11, 100*PI, 222 , 3.4 , 10, 0.5347e7, 0.973, 0.01368,
   0.04395, 0.945 , 4*PI*1e-7.
35 REM V= TENSION D'ALIMENTATION.
       Ur= PERMEABILITE RELATIVE CHOISIE.
40 LET V=220 : LET Ur=50.
   LET tt = rr SQR ( MU * Sig * ω/2)
48 LET OLdg=0 : LET OLdI =0
49 REM SEPARATION DES PARTIES REELLES et
   IMMAGINAIRES (Xr , Yr)
```

```
50   FOR  g = 0.1 to 1.1  STEP  0.1
60   LET  aR = tt * SQR ( Ur * g)
70   LET  j=0  : LET z=1  : LET  a=1.
80   GO SUB  400.
85   LET   y = y(1)
90   LET  j=2  : LET z=2.
100  GO SUB  400
110  LET  r1 = y - y(2)
120  LET  j=1  : LET  z=3
130   GO  SUB   400
135   LET  y = y(3)
140   LET  j=3  : LET  z=4
150   GO SUB   400
160   LET  i1 = y(4) - y
170   LET  j=0  : LET  a=3 : LET  z=5
180   GO  SU B   400
185   LET   y = y(5)
190   LET  j=2  :  LET   z=6
200    GOSUB   400
210    LET   r2 = y - y(6)
220    LET   j=1  :  LET  z=7
230    GO  SUB  400
235   LET  y = y(7)
240   LET j=3   : LET  z=8
250   GO SUB  400
260    LET   i2 = y(8)-y
265   LET  hh1 = (r1 -i2) * (r1 -i2)
      LET hh2 = (i1 + r2)* (i1 + r2)
```

```
270  LET  dx = hh1 + hh2.
274  LET  Xr1 = r1 * r1 - i2 * i2
     LET  Xr2 = i1 * i1 - r2 * r2.
280  LET  Xr = (Xr1 + Xr2) / dx
290  LET  Yr = -2 * ( i1 * i2 + r1 * r2) / dx
298  LET  c = (Xr - 1) * ( Xr - 1) : LET b = Yr * Yr
300  LET  dd = c + b
305  LET  KK = .95493 * L * (Kb * N) ↑ 2.
307  LET  mm = (Ur + KSI) / (Ur * KSI + 1)
310  LET  XX2 = (Xr - 1) / dd
     LET  rr2 = (-Yr / dd) * ar ↑ 2
320  LET  X2 = (XX2 * MU * Ur * w * KK)
325  LET  R2 = (2 * rr2 * KK) / (ETA * sig * rr ↑ 2)
330  LET  Xm = MU * w * mm * KK.
332  LET  rg = R2 / g  :  LET XX2 = X2 + Xm
     LET  X33 = X1 + Xm.
333  LET  nni = SQR ( rg * rg + X22 * X22)
335  LET  dii1 = rs * rg - X1 * X22 - X2 * Xm.
336  LET  di1 = dii1 * dii1
338  LET  dii2 = X22 * rs + rg * X33.
339  LET  di2 = dii2 * dii2.
340  LET  di = SQR (di1 + di2)
350  LET  i = V * nni / di
358  PRINT BRIGHT 1 ; AT 2, 18 ; "GLIS=" ; g
     AT 3, 18 ; "I = " ; "I" ; AT 4, 18 ; "R2= " ;
     R2 .
```

```
359  IF g=0.1 THEN PLOT g*200, i*15:
       GOTO 365
360  DRAW (g-oldg)*200; (i-oldi)*15
365  LET oldg=g : LET oldi=i
368  PRINT AT 12,15; "Ur= " ; Ur ; AT 13,15;
       "V = " ; V, "VOLTS"
370  NEXT g
380  STOP
400  DIM y(8)
410  LET SOM=0
420  FOR k=j to 16 STEP 4
430  GO SUB 500
432  IF a=1 THEN LET ff=s : GO TO 450
435  LET ff = ss
440  DEF FN X(k) = (μ/ff) * (ar/l) ↑ (2k+a)
450  LET y(z) = SOM + FN X(k)
455  LET SOM = y(z)
460  NEXT k
470  RETURN
500  REM CALCUL DU k!
510  LET h=0 : LET FACT = 1
520  LET h = h+1
530  LET FACT = FACT * h
540  IF h<k THEN GO TO 520
550  LET s = FACT ↑ 2 * (k+1)
560  LET ss = FACT ↑ 2 * (k+3)*(k+2)*(k+1)
570  RETURN
```