

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'Electrotechnique

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTROTECHNIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

»O«

**ETUDE THEORIQUE ET PRATIQUE
D'UN MOEUR ASYNCHRONE
TRIPHASÉ A ROTOR BOBINÉ**

Proposé par :

Mr : M. KOURGLI

Réalisé par :

HAMOUDA A.
MAHMOUDI M.O.

Promotion Juin 1982

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'Electrotechnique

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

**ETUDE THEORIQUE ET PRATIQUE
D'UN MOTEUR ASYNCHRONE
TRIPHASÉ A ROTOR BOBINÉ**

Proposé par :

Mr : M. KOURGLI

Réalisé par :

HAMOUDA A.

MAHMOUDI M.O.

§§ DEDICACES §§

- A mon père ;
- A ma mère ;
- A mes frères et sœurs ;
- A tous ceux qui me sont chers .

M^d Oulhadj

- A mon père Aïssa ;
- A ma mère Torkia ;
- A mes frères et sœurs ;
- A mes belles-sœurs ;
- A mon neveu Housseme et au futur bébé de S.B.A ;
- A tous les amis(es) .

Abdellatif

INTRODUCTION

Très utilisée dans le domaine industriel, la machine asynchrone est d'une grande robustesse aussi bien électrique que mécanique. Son importance peut être déduite d'une statistique qui indique que 60% de l'énergie électrique produite est transformée en énergie mécanique. Les seuls concurrents des moteurs asynchrones sont les moteurs synchrones, et les moteurs à collecteur pour courant continu ou alternatif. Malgré l'importance de ces derniers dans la traction électrique et dans l'électroménager, on peut estimer que 50% de l'énergie électrique sert dans les moteurs asynchrones.

La machine asynchrone peut fonctionner en moteur, en génératrice et en frein. Pour son étude et afin d'établir un modèle mathématique caractérisant cette machine et permettre la compréhension des phénomènes physiques qui s'y produisent, de nombreux auteurs ont été amenés à la considérer comme étant linéaire (chose non vraie dans la réalité), malgré cela les résultats théoriques et pratiques sont très proches.

Dans notre étude, on s'intéressera au régime de fonctionnement MOTEUR et on élaborera plus essentiellement les trois points suivants:

Identification de la machine.

-Tracé du diagramme circulaire par deux méthodes différentes.

-Tracé de la caractéristique mécanique par l'expérience quand le glissement varie de 0 à 100%

Enfin, une étude comparative est essentielle pour pouvoir choisir le diagramme circulaire donnant le meilleur résultat.

CHAPITRE 1

RAPPELS

THEORIQUES

I. 1. GENERALITES

I. 1. a DEFINITION : on appelle machine à induction ou machine asynchrone toute machine alimentée en courant alternatif de fréquence f, et ayant 2p pôles, ne tournant pas exactement à la vitesse synchrone, $\omega = 2 \pi f/p$.

I.1. b CONSTITUTION : le moteur asynchrone est constitué de :

- Stator : formé de tôles minces et portant un enroulement triphasé, cet enroulement, crée un champ tournant lorsque celui-ci est relié à un réseau de tension U.

- Rotor : formé aussi de tôles minces, il porte un enroulement triphasé mais en court-circuit sur lui-même, cet enroulement est le siège de courant d'induction dus à son mouvement relatif par rapport au champ tournant statorique.

I. 1. c PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Le fonctionnement du moteur repose sur la Loi de Lenz dont voici l'énoncé :

La force électromotrice (f;e;m;) tend à s'opposer à la cause qui la produit.

En effet, les courants induits dans le rotor créent un couple moteur s'opposant au mouvement relatif du rotor et du champ tournant. Ainsi le couple entraîne le rotor à une vitesse qui ne peut en aucun cas être égale à la vitesse du champ tournant (ω/p), faute de quoi il n'y aura pas d'effets d'induction et donc pas de couple moteur.

I. 2. GLISSEMENT ET PULSATION DES COURANTS ROTORIQUES

Le glissement g est défini comme étant l'écart des vitesses de synchronisme

ω (rd/s) et de rotation du rotor ω' (rd/s) rapporté à la vitesse ω

soit :
$$g = \frac{\omega - \omega'}{\omega} = \frac{\omega/p - \omega'}{\omega/p}$$

généralement le glissement est exprimé en %

$$g \% = \frac{\omega/p - \omega'}{\omega/p} \times 100$$

Dans le cas du fonctionnement en moteur on a $\omega \geq \omega'$ c'est à dire que le glissement est compris entre 0 et 1 correspondant respectivement au synchronisme et le repos du moteur ($\omega' = 0$)

Les courants rotoriques ont une pulsation égale à $\omega - \omega' = g\omega$, ceci pouvant être justifié en faisant le raisonnement suivant. Si au lieu de considérer que le rotor tourne à la vitesse N' (tr/mn) dans le champ tournant à la vitesse N (tr/mn) on le considérerait immobile et le champ tournant tournerait par rapport à lui à la vitesse $N_2 = N - N'$ il en résulte que la fréquence de la f.m.m. et donc des courants induits dans le rotor est

$$f_2 = pN_2 = p(N - N') = pN \frac{(N - N')}{N} = gf_1$$

$\omega_2 = g\omega$ où ω_2 est la pulsation des courants rotoriques, les courants rotoriques créent un champ tournant à la vitesse $\Omega' + (\Omega - \Omega') = \Omega$ c'est à dire à la même vitesse et dans le même sens que le champ tournant statorique.

I. 3. ETABLISSEMENT DES EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR

Un certain nombre d'hypothèses simplificatrices s'avère nécessaire pour une meilleure compréhension et pour obtenir des relations simples entre les tensions, les courants et les paramètres de la machine.

- La saturation et l'hystérésis du circuit magnétique sont négligeables ainsi que les pertes de courant de Foucault, ce qui nous permettra de déterminer les inductances propres et mutuelles de la machine.
- Les flux statoriques et rotoriques sont supposés sinusoïdaux ce qui nous permettra d'avoir de simples expressions pour les paramètres de la machines.
- la machine est supposée de construction symétrique.

On s'entend de noter par :

R_1, L_1, R_2, L_2 : résistance et inductance propre respectivement d'une phase statorique et rotorique.

- M_1, M_2 : mutuelle inductance respectivement entre phases statoriques et rotoriques.

- V_1, V_2, V_3 : les tensions simples appliquées aux phases 1, 2, 3 du stator.

- i_{11}, i_{12}, i_{13} : les courants primaires (statoriques).

- i_{21}, i_{22}, i_{23} : les courants secondaires (rotoriques).

- θ : angle géométrique que fait l'axe de la phase 1 du stator avec l'axe de la phase 1 du rotor à l'instant t .

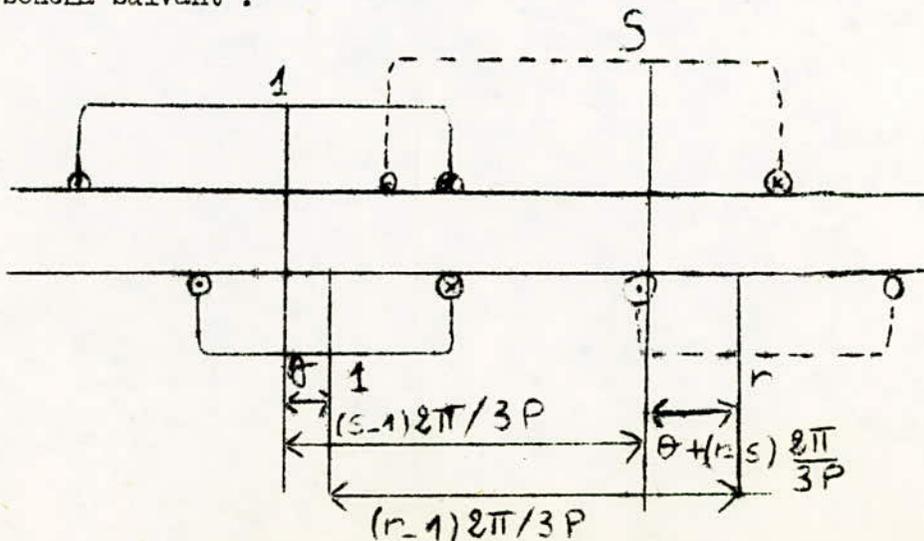
- $\Omega', p\Omega' = \omega'$ vitesse et pulsation du rotor.

- m_{sr} : mutuelle inductance entre la phase S du stator et la phase R du rotor.

- M : valeur de m_{sr} lorsque l'axe de la phase S du stator et celui de la phase R du rotor coïncident.

Avant de trouver les expressions des différentes mutuelles m_{sr} , on se propose d'en donner une expression générale d'abord.

Pour cela on envisage une machine à p paires de pôles, tout en se basant sur le schéma suivant :



notant que pour avoir une machine triphasé à p paires de pôles, il faut mettre p groupes identiques de 3 bobinages dans l'armature statorique. Les 3 bobinages sont décalés 2 à 2 de $\frac{2\pi}{3p}$.

L'axe de la phase S statorique est en avance de $(S-1) \frac{2\pi}{3p}$ sur l'axe de la phase 1.

L'axe de la phase R rotorique est en avance de $(R-1) \frac{2\pi}{3p}$ sur l'axe de la phase 1.

L'axe de la phase R du rotor est donc en avance de

$$\theta + (R-1) \frac{2\pi}{3p} - (S-1) \frac{2\pi}{3p} = \theta + (R-S) \frac{2\pi}{3p}$$

de l'axe de la phase S du stator, ou encore si l'on parle en terme d'angle électrique comme c'est d'ailleurs le cas en général, l'axe de la phase R du rotor est en avance de $p\theta + (R-S) \frac{2\pi}{3}$ sur l'axe de la phase S du stator.

L'expression générale de m_{sr} sera donc :

$$m_{sr} = M \cos \left[p\theta + (R-S) \frac{2\pi}{3} \right]$$

d'où l'on a, sachant qu'on a 3 phases statoriques et 3 phases rotoriques, pour les 9 mutuelle - inductances.

$$m_{11} = M \cos p\theta \quad ; \quad m_{12} = M \cos \left(p\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad ; \quad m_{13} = M \cos \left(p\theta + \frac{4\pi}{3} \right)$$

$$m_{21} = M \cos \left(p\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad ; \quad m_{22} = M \cos p\theta \quad ; \quad m_{23} = M \cos \left(p\theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$m_{31} = M \cos \left(p\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \quad ; \quad m_{32} = M \cos \left(p\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad ; \quad m_{33} = M \cos p\theta$$

La tension appliquée à chacune des phases rotoriques et statoriques sert à compenser la chute ohmique due à la résistance de chaque phase et la chute de tension inductive due d'une part à l'inductance propre du bobinage et d'autre part à la mutuelle - inductance, des deux autres phases de la même armature et celle des trois autres phases de l'autre armature.

On a ainsi les deux systèmes d'équations suivants :

$$\left\{ \begin{aligned} V_1 &= r_1 i_{11} + L_1 \frac{di_{11}}{dt} + M_1 \frac{di_{12}}{dt} + M_1 \frac{di_{13}}{dt} + \frac{d}{dt} (m_{11} i_{21} + m_{12} i_{22} + m_{13} i_{23}) \\ V_2 &= r_1 i_{12} + L_1 \frac{di_{12}}{dt} + M_1 \frac{di_{11}}{dt} + M_1 \frac{di_{13}}{dt} + \frac{d}{dt} (m_{21} i_{21} + m_{22} i_{22} + m_{23} i_{23}) \\ V_3 &= r_1 i_{13} + L_1 \frac{di_{13}}{dt} + M_1 \frac{di_{11}}{dt} + M_1 \frac{di_{12}}{dt} + \frac{d}{dt} (m_{31} i_{21} + m_{32} i_{22} + m_{33} i_{23}) \end{aligned} \right.$$

$$\begin{cases} 0 = r_2 i_{21} + L_2 \frac{di_{21}}{dt} + M_2 \frac{di_{22}}{dt} + M_2 \frac{di_{23}}{dt} + \frac{d}{dt} (\rho_{11} i_{11} + \rho_{21} i_{12} + \rho_{31} i_{13}) \\ 0 = r_2 i_{22} + L_2 \frac{di_{22}}{dt} + M_2 \frac{di_{21}}{dt} + M_2 \frac{di_{23}}{dt} + \frac{d}{dt} (\rho_{12} i_{11} + \rho_{22} i_{12} + \rho_{32} i_{13}) \\ 0 = r_2 i_{23} + L_2 \frac{di_{23}}{dt} + M_2 \frac{di_{21}}{dt} + M_2 \frac{di_{22}}{dt} + \frac{d}{dt} (\rho_{13} i_{11} + \rho_{23} i_{12} + \rho_{33} i_{13}) \end{cases}$$

Pour le fonctionnement, l'étude d'une seule phase statorique et rotorique suffit du moment que les résultats sont les mêmes pour les deux autres phases à $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ près.

Le stator alimenté par un système triphasé équilibré de tensions et de courants sinusoïdaux de pulsation w , engendre dans le rotor en court-circuit des courants sinusoïdaux de pulsation gw . On a alors, en prenant pour origine des temps l'instant où les axes des phases statoriques sont confondus avec ceux des phases rotoriques, c'est à dire $\theta_0 = 0$ donc $p\theta = w't$, pour les tensions et les courants

$$\begin{cases} V_1 = V_n \cos wt \\ V_2 = V_n \cos (wt - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V_n \cos (wt - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad \begin{cases} i_{11} = I_{1n} \cos (wt + \alpha) \\ i_{12} = I_{1n} \cos (wt + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{13} = I_{1n} \cos (wt + \alpha - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{21} = I_{2n} \cos (gwt + \Psi) \\ i_{22} = I_{2n} \cos (gwt + \Psi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{23} = I_{2n} \cos (gwt + \Psi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

Prenons pour l'étude du fonctionnement de la machine les équations des phases 1 statorique et rotorique que voici :

$$\begin{cases} V_1 = r_1 i_{11} + L_1 \frac{di_{11}}{dt} + M_1 (\frac{di_{12}}{dt} + \frac{di_{13}}{dt}) + \frac{d}{dt} (\rho_{11} i_{21} + \rho_{12} i_{22} + \rho_{13} i_{23}) \\ 0 = r_2 i_{21} + L_2 \frac{di_{21}}{dt} + M_2 (\frac{di_{22}}{dt} + \frac{di_{23}}{dt}) + \frac{d}{dt} (\rho_{11} i_{11} + \rho_{21} i_{12} + \rho_{31} i_{13}) \end{cases}$$

Sachant que pour un système équilibré de courants sinusoïdaux la somme des courants est nulle aussi bien pour un montage étoilé sans neutre que pour un montage triangulaire alors

$$i_{11} + i_{12} + i_{13} = 0 \Rightarrow i_{12} + i_{13} = -i_{11}$$

$$i_{21} + i_{22} + i_{23} = 0 \Rightarrow i_{22} + i_{23} = -i_{21}$$

Le système devient alors

$$\begin{cases} V_1 = r_1 i_{11} + (L_1 - M_1) \frac{di_{11}}{dt} + \frac{d}{dt} (m_{11} i_{21} + m_{12} i_{22} + m_{13} i_{23}) \\ 0 = r_2 i_{21} + (L_2 - M_2) \frac{di_{21}}{dt} + \frac{d}{dt} (m_{11} i_{11} + m_{21} i_{12} + m_{31} i_{13}) \end{cases}$$

et en développant les termes relatifs à l'action des phases d'une armature sur une phase de l'autre

$$\begin{aligned} m_{11} i_{21} + m_{12} i_{22} + m_{13} i_{23} &= M \cos w't I_{2n} \cos (gwt + \Psi) + \\ &+ M \cos (w't + \frac{2\Pi}{3}) I_{2n} \cos (gwt + \Psi - \frac{2\Pi}{3}) + M \cos (w't + \frac{4\Pi}{3}) I_{2n} \cdot \\ \cos (gwt + \Psi - \frac{4\Pi}{3}) &= \frac{M}{2} I_{2n} [\cos (w't + gwt + \Psi) + \cos (w't - gwt - \Psi)] + \\ &+ \frac{M}{2} I_{2n} [\cos (w't + gwt + \Psi) + \cos (w't + \frac{4\Pi}{3} - gwt - \Psi)] + \\ &+ \frac{M}{2} I_{2n} [\cos (w't + gwt + \Psi) + \cos (w't + \frac{2\Pi}{3} - gwt - \Psi)] = \\ \frac{3}{2} M I_{2n} \cos [(w' + gw) t + \Psi] \end{aligned}$$

Or $w' + gw = w$ vu que $\frac{w - w'}{w} = g \Rightarrow w - w' = gw \Rightarrow w = gw + w'$

et en notant par $M_c = \frac{3}{2} M$ l'inductance mutuelle cyclique alors

$$\begin{aligned} m_{11} i_{21} + m_{12} i_{22} + m_{13} i_{23} &= M I_{2n} \cos (wt + \Psi) \text{ de même} \\ m_{11} i_{11} + m_{21} i_{12} + m_{31} i_{13} &= M \cos w't I_{1n} \cos (wt + \alpha) + \\ &+ M \cos (w't - \frac{2\Pi}{3}) I_{1n} \cos (wt + \alpha - \frac{2\Pi}{3}) + M \cos (w't - \frac{4\Pi}{3}) I_{1n} \cos (wt + \alpha - \frac{4\Pi}{3}) = \\ &= \frac{M}{2} I_{1n} [\cos (w't + wt + \alpha) + \cos (w't - wt - \alpha) + \cos (w't - \frac{4\Pi}{3} + wt + \alpha) + \cos (w't - wt - \alpha) \\ &+ \cos (w't - wt - \alpha) + \cos (w't - \frac{2\Pi}{3} + wt + \alpha)] = \frac{3M}{2} I_{1n} \cos [(w' - w)t - \alpha] = \\ M I_{1n} \cos (gwt + \alpha) \end{aligned}$$

En notant par $\mathcal{L}_1 = L_1 - M_1$ et $\mathcal{L}_2 = L_2 - M_2$ les inductances cycliques propres du stator et du rotor le système devient

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = r_1 I_{1n} \cos(\omega t + \alpha) + L_1 \omega I_{1n} \cos(\omega t + \alpha + \frac{\pi}{2}) + M \omega I_{2n} \cos(\omega t + \psi + \frac{\pi}{2}) \\ 0 = r_2 I_{2n} \cos(\omega t + \psi) + L_2 \omega I_{2n} \cos(\omega t + \psi + \frac{\pi}{2}) + M \omega I_{1n} \cos(\omega t + \alpha + \frac{\pi}{2}) \end{cases}$$

Ou en notation complexe on aura :

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = r_1 \bar{I}_1 + j L_1 \omega \bar{I}_1 + j M \omega \bar{I}_2 \\ 0 = r_2 \bar{I}_2 + j L_2 \omega \bar{I}_2 + j M \omega \bar{I}_1 \end{cases}$$

On remarque bien que pour l'équation statorique la pulsation est ω et pour l'équation rotorique la pulsation est ωg .

En divisant l'équation relative au rotor par $g \neq 0$ on obtient

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = (r_1 + j L_1 \omega) \bar{I}_1 + j M \omega \bar{I}_2 \\ 0 = \frac{r_2}{g} \bar{I}_2 + j L_2 \omega \bar{I}_2 + j M \omega \bar{I}_1 \end{cases} \quad (1)$$

Le système représente un quadripôle passif cela est expliqué par le fait que la matrice impédance soit symétrique

$$\begin{pmatrix} r_1 + j L_1 \omega & j M \omega \\ j M \omega & \frac{r_2}{g} + j L_2 \omega \end{pmatrix}$$

I-3-a RAPPORT DE TRANSFORMATION : pour pouvoir calculer le rapport de transformation à vide on ouvre le rotor, dans ces conditions le système devient :

$$\begin{cases} V_{10} = r_1 \bar{I}_{10} + j L_1 \omega \bar{I}_{10} \\ V_{20} = j M \omega \bar{I}_{10} \end{cases}$$

La résistance r_1 du stator étant négligeable devant sa réactance $L_1 \omega$ donc

$$V_{10} = j L_1 \omega \bar{I}_{10}$$

Le rapport de transformation étant égal à peu près à $\frac{V_{10}}{V_{20}}$

$$\text{donc } K = j L_1 \omega I_{10} / j M \omega I_{10} = L_1 / M$$

$$K = L_1 / M$$

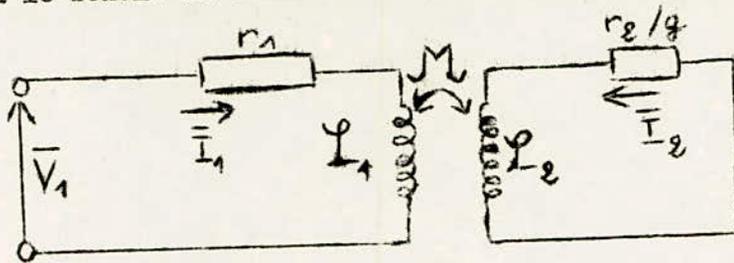
I. 4. SCHEMAS EQUIVALENTS

I.4.1 SCHEMA EQUIVALENT REEL

repreons le système d'équation (1)

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = r_1 \bar{I}_1 + j \Psi_1 w \bar{I}_1 + j M w \bar{I}_2 \\ 0 = \frac{r_2}{g} \bar{I}_2 + j \Psi_2 w \bar{I}_2 + j M w \bar{I}_1 \end{cases} \quad (1)$$

Le système s'identifie avec celui d'un transformateur en court-circuit dont la résistance secondaire varie avec le glissement et est (r_2/g) .
d'où l'on a le schéma du transformateur en court-circuit suivant.



Remarque

il est toutefois à noter qu'il est possible de présenter le schéma équivalent en utilisant les inductances de fuites partielles.

I.4.2. SCHEMA EQUIVALENT EN T :

On reprend le système (1)

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = r_1 \bar{I}_1 + j \Psi_1 w \bar{I}_1 + j M w \bar{I}_2 \\ 0 = \frac{r_2}{g} \bar{I}_2 + j \Psi_2 w \bar{I}_2 + j M w \bar{I}_1 \end{cases}$$

On ramène le circuit secondaire au primaire, on aura donc pour le courant ramené $I'_2 = -\frac{\bar{I}_2}{K}$ donc $\bar{I}_2 = -\bar{I}'_2 K$

or $K = \frac{\Psi_1}{M}$ alors $\bar{I}_2 = -\frac{\Psi_1}{M} \bar{I}'_2$

En remplaçant I_2 par sa valeur dans le système (1) on aura

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = (r_1 + j \Psi_1 w) \bar{I}_1 - j M w \frac{\Psi_1}{M} \bar{I}'_2 & (a) \\ 0 = -\frac{r_2}{g} \frac{\Psi_1}{M} \bar{I}'_2 - j \frac{\Psi_2 \Psi_1}{M} w + j M w \bar{I}_1 & (b) \end{cases} \quad (1')$$

Or on sait que $\sigma = 1 - \frac{M^2}{\Psi_1 \Psi_2}$ donc $M^2 = (1 - \sigma) \Psi_1 \Psi_2$

Le système devient alors en multipliant (b) par $\frac{M}{I_2}$ et en remplaçant M^2 par sa valeur.

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = r_1 \bar{I}_1 + j \omega L_1 (\bar{I}_1 - \bar{I}'_2) \\ 0 = -\frac{r_2}{g} \frac{L_1}{L_2} \bar{I}'_2 + j \omega L_1 (\bar{I}_1 - \bar{I}'_2) - j \sigma \omega L_1 \bar{I}_1 \end{cases}$$

et en notant par $I_1 - I_2 = I_N$ on aura alors

$$\begin{cases} V_1 = r_1 \bar{I}_1 + j \omega L_1 \bar{I}_N & (a) \\ 0 = -\frac{r_2}{g} \frac{L_1}{L_2} \bar{I}'_2 - j \sigma \omega L_1 \bar{I}_1 + j \omega L_1 \bar{I}_N & (b) \end{cases}$$

sachant que $I_1 = I_N + I'_2$ et en remplaçant \bar{I}_1 par sa valeur dans l'équation (b) du système (2) on aura :

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = r_1 \bar{I}_1 + j \omega L_1 \bar{I}_N & (2') \\ 0 = -\frac{r_2}{g} \frac{L_1}{L_2} \bar{I}'_2 - j \sigma \omega L_1 \bar{I}_N - j \sigma \omega L_1 \bar{I}'_2 + j \omega L_1 \bar{I}_N \end{cases}$$

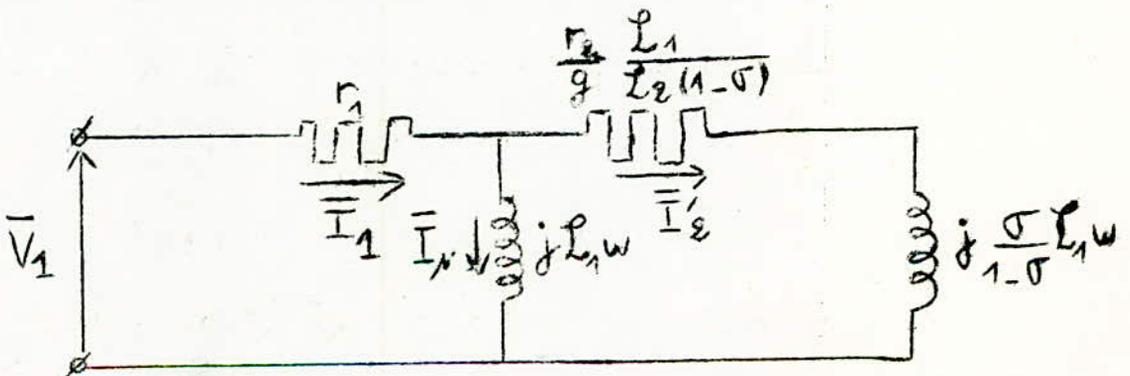
qui s'écrit sous la forme suivante

$$\begin{cases} \bar{V}_1 = r_1 \bar{I}_1 + j \omega L_1 \bar{I}_N & (a) \\ 0 = \left(-\frac{r_2}{g} \frac{L_1}{L_2} - j \sigma \omega L_1\right) \bar{I}'_2 + j \omega L_1 (1 - \sigma) \bar{I}_N & (b) \end{cases} \quad (3)$$

ou encore en divisant l'équation (b) du système 3 par $(1 - \sigma)$

$$\begin{cases} V_1 = r_1 \bar{I}_1 + j \omega L_1 \bar{I}_N & (4) \\ 0 = -\left(\frac{r_2}{g} \frac{L_1}{L_2(1-\sigma)} + j \frac{\sigma \omega L_1}{1-\sigma}\right) \bar{I}'_2 + j \omega L_1 \bar{I}_N \end{cases}$$

A ce système (4) correspond le schéma équivalent dit en T et cela vu la forme



Il est toutefois à noter que le schéma équivalent en T présente un certain nombre de difficultés et ne peut être exploité à bon compte, tel qu'il en est dans le cas du transformateur où l'on s'intéresse au sens d'écoulement de l'énergie. Dans le cas du moteur on remarque qu'une variation de la charge, entraîne une variation des courants dans les différentes branches du circuit et par suite celle de la f.e.m. $E_1 = E'_2$ à cause de la variation de la chute de tension $r_1 \bar{I}_1$, tout en ayant une tension d'alimentation constante. Aussi en se rapportant au schéma équivalent en T, la détermination de certaines caractéristiques du moteur n'est pas aisée, citant comme exemple de cela le couple en fonction du glissement $[C = f(g)]$.

1.4.3. SCHEMA EQUIVALENT EN " L " :

Pour les raisons citées plus haut, il convient de prendre comme schéma équivalent le schéma dit en "L" où le circuit magnétisant est rapporté aux bornes du réseau. Ce schéma présente la particularité d'avoir un courant magnétisant [égal au courant à vide ($g=0$) I_{00}] constant quelles soient les variations de la charge et du glissement à tension (V_1) constante. Le courant principal (c'est à dire dans la branche principale) \bar{I}'_2 est pris égal à la différence entre le courant I_1 et le courant à vide I_{00} , du schéma en T.

$$\bar{I}_1 = \frac{\bar{V}_1}{Z_{2q}} = \frac{\bar{V}_1}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_N \bar{Z}_2} = \frac{V_1 (Z_2 + Z_N)}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_N + Z_N Z_2}$$

où $\bar{Z}_1 = r_1$; $Z_2 = \frac{r_2}{s} \frac{L_1}{L_2} \frac{1}{1-\sigma} + j \frac{\sigma}{1-\sigma} L_1 w$

$$\bar{I}_{00} = \frac{\bar{V}_1}{Z_1 + Z_N} = \frac{\bar{V}_1}{Z_N (1 + \frac{Z_1}{Z_N})} = \frac{\bar{V}_1}{\beta Z_N}$$

où β est le coefficient de correction égal à $1 + \frac{Z_1}{Z_N}$

$$\bar{I}'_2 = \bar{I}_1 - \bar{I}_{00} = \bar{V}_1 \left(\frac{Z_2 + Z_N}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_N + Z_N Z_2} - \frac{1}{Z_1 + Z_N} \right)$$

$$\bar{I}_2'' = \bar{V}_1 \cdot \left[\frac{Z_2 Z_1 + Z_2 Z_N + Z_N Z_1 + Z_N^2 - Z_1 Z_2 + Z_2 Z_N + Z_N Z_1}{(Z_1 + Z_N) (Z_2 Z_1 + Z_2 Z_N + Z_1 Z_N)} \right]$$

$$\bar{I}_2'' = \bar{V}_1 \frac{Z_N^2}{\frac{Z_N (1+Z_1)}{Z_N} \left[Z_2 Z_N \frac{(1+Z_1)}{Z_N} + Z_1 Z_N \right]}$$

$$\bar{I}_2'' = \frac{\bar{V}_1}{\beta (\beta Z_2 + Z_1)} = \frac{\bar{V}_1}{\beta Z_1 + \beta^2 Z_2}$$

où en notant par $\beta Z_1 = Z'_1$ et $\beta^2 Z_2 = Z'_2$

$$\bar{I}_2'' = \frac{\bar{V}_1}{Z'_1 + Z'_2}$$

$$Z_1 = r_1 \Rightarrow Z'_1 = \beta r_1 = R_1 ; \beta Z_N = j \beta L_1 \omega = j X_1$$

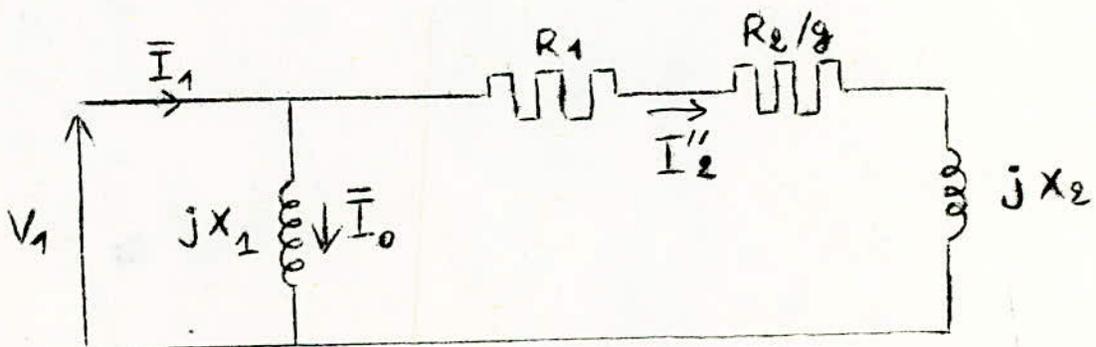
$$Z'_2 = \beta^2 Z_2 = \beta^2 \frac{r_2}{g} \frac{L_1}{L_2 (1-\sigma)} + j \beta^2 \frac{\sigma}{1-\sigma} L_1 \omega = \frac{R_2}{g} + j X_2$$

on aura donc :

$$\bar{I}_2'' = \frac{\bar{V}_1}{(R_1 + \frac{R_2}{g}) + j X_2} \quad (1)$$

et $\bar{I}_\infty = \frac{\bar{V}_1}{j X_1} \quad (2)$

le schéma équivalent aux formules (1) et (2) trouvées précédemment est le suivant :



I.5 PUISSANCES - RENDEMENT :

Le moteur absorbe une puissance P_a :

$$P_a = 3 V_1 I_1 \cos \varphi_1 = \sqrt{3} U I_1 \cos \varphi_1$$

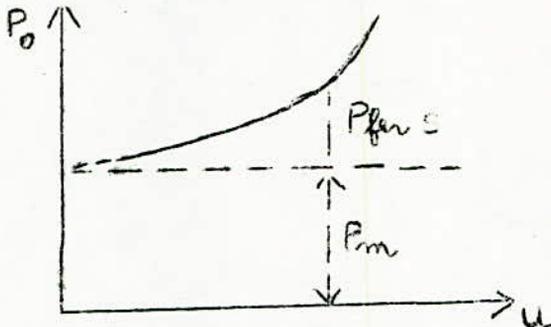
La puissance transmise par le stator au rotor est :

$$P_t = P_a - P_{js} - P_{fers}$$

où P_{js} : pertes joules statoriques ; $P_{js} = \frac{3}{2} R_s I_1^2$

R_s : résistance statorique entre bornes

P_{fers} : pertes fer statoriques : on peut les déterminer en les séparant avec les pertes mécaniques, en effet, $P_o = P_{fers} + P_m$, l'extrapolation de la courbe $P_o = f(U)$ donne les pertes mécaniques P_m , où P_o est la puissance à vide.



La puissance mécanique P_{mec} est :

$$P_{mec} = P_t - P_{jr}$$

où P_{jr} : pertes joules rotoriques qui sont égales à $g P_t$

$$\text{d'où } P_{mec} = P_t (1 - g)$$

La puissance utile P_u du moteur est :

$$P_u = P_{mec} - P_m = (1-g) P_t - P_m$$

où P_m : pertes mécaniques (généralement constantes)

Le rendement du moteur sera :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{(1-g) P_t - P_m}{\sqrt{3} U I_1 \cos \varphi_1} = \frac{(1-g) (P_a - P_{js} - P_{fers}) - P_m}{P_a}$$

Lors des fonctionnements normaux, le glissement g étant faible et l'essai à vide donne directement $P_o = P_{fers} + P_m$ il vient sensiblement :

$$\eta \approx \frac{(1-g) [P_a - P_{js} - P_o]}{P_a}$$

I.6 ETUDE DE LA CARACTERISTIQUE MECANIQUE

Le couple mécanique dû à l'interaction stator - rotor est :

$$C_{mec} = \frac{P_{mec}}{\Omega} = \frac{(1-g) P_t}{(1-g) \Omega}$$

d'où $C = C_{mec} = \frac{P_t}{\Omega}$

d'où P_t est la puissance transmise par le stator au rotor. La courbe donnant C en fonction du glissement g est appelée la caractéristique mécanique du moteur

d'après le schéma équivalent en "L" :

le courant $\bar{I}'_2 = \frac{\bar{V}_1}{(R_1 + \frac{R_2}{g}) + j X_2}$

où $R_1 = \beta r_1$; $\frac{R_2}{g} = \beta^2 \frac{r_2}{g} \frac{L_1}{L_2} \frac{1}{1-\sigma}$; $X_2 = \beta^2 \frac{\sigma}{1-\sigma} \frac{L_1}{L_2} w$

β étant le coefficient de correction ($\beta = 1 + \frac{r_1}{L_1 w}$)

La puissance transmise au rotor est :

$$P_t = 3 \frac{R_2}{g} I_2'^2 = 3 \frac{R_2}{g} \times \frac{V_1^2}{(R_1 + \frac{R_2}{g})^2 + X_2^2}$$

$$= 3 R_2 V_1^2 \frac{g}{(R_1 g + R_2)^2 + g^2 X_2^2}$$

Le couple électromagnétique sera :

$$C = \frac{P_t}{\Omega} = \frac{3 R_2 V_1^2}{\Omega} \times \frac{g}{(R_1 g + R_2)^2 + g^2 X_2^2}$$

- On constate que le couple est nul lorsque g est nul.

- Pour de faibles valeurs de g : $R_1 g \ll R_2$; $g X_2 \ll R_2$

D'où $C = \frac{3 R_2 V_1^2}{\Omega} \frac{g}{R_2^2} = \frac{3 V_1^2}{\Omega R_2} g = \alpha \cdot g$

Le couple dans cette partie est proportionnel au glissement.

- pour des valeurs de g importantes : $R_2 \ll R_1 g$

$$\text{et : } C = \frac{3 R_2 V_1^2}{\Omega} \frac{1}{g [(R_1)^2 + X_2^2]} = \frac{\alpha'}{g}$$

le couple décrit une hyperbole

Le maximum de la courbe est obtenu en annulant $\frac{dC(g)}{dg}$

$$\frac{dC}{dg} = \frac{3 R_2 V_1^2}{\Omega} \frac{(R_1 g + R_2)^2 + g^2 X_2^2 - 2g [R_1(R_1 g + R_2) + g X_2^2]}{[(R_1 g + R_2)^2 + g^2 X_2^2]^2}$$

$$\frac{dC}{dg} = 0 \quad \text{pour} \quad R_2^2 = g^2 (R_1^2 + X_2^2)$$

pour un moteur, le glissement g est positif

$$\text{d'où } \varepsilon_M = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + X_2^2}}$$

or, X_2 est nettement supérieure à R_1 d'où la valeur de g donnant

le couple maximum :

$$\varepsilon_M = \frac{R_2}{X_2} = \frac{r_2}{\sigma L_2 w}$$

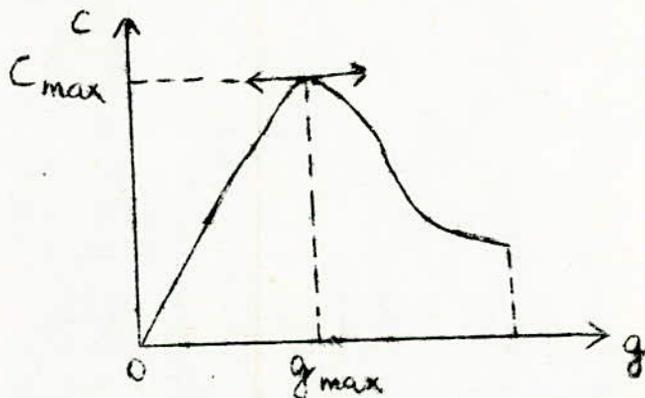
en négligeant R_1 devant X_2 , le couple maximum sera :

$$C_{\max} = \frac{3 V_1^2}{2 \Omega X_2}$$

en conclusions : à tension constante

- Le couple est maximum quand la réactance du rotor est égale à sa résistance $\left(\frac{R_2}{g}\right)$

- Le maximum du couple est indépendant de la résistance du rotor, d'où le tracé de la courbe :



I.7. DETERMINATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE

I.7.1. MESURE DES RESISTANCES ROTORIQUES ET STATORIQUES

Le mesure des résistances sera faite en courant continu, méthode " aval " et à chaud.

On part d'une tension nulle, puis on l'augmente progressivement jusqu'à obtenir un courant voisin du courant nominal.

La résistance mesurée est : $R = \frac{V}{I}$

On fera plusieurs mesures et on en déterminera la moyenne.

I.7.2. MESURE DES INDUCTANCES L_1 et L_2

Cette mesure sera faite en courant alternatif, le rotor étant ouvert et donc le courant I_2 est nul :

$$\bar{V}_{10} = r_1 \bar{I}_{10} + j L_1 \omega \bar{I}_{10}$$

La chute ohmique est négligeable devant celle des inductances :

$$L_1 \omega = \frac{V_{10}}{I_{10}}$$

pour la mesure de $(L_2 \omega)$, on fera le travail inverse, c'est à dire on alimente le rotor par une tension voisine de la tension nominale du rotor et on laisse le stator ouvert, le courant $I_1 = 0$

$$\bar{V}_{20} = r_2 \bar{I}_{20} + j L_2 \omega \bar{I}_{20}$$

$$\text{et } L_2 \omega = \frac{V_{20}}{I_{20}}$$

Remarque : Les tensions \bar{V}_{10} et \bar{V}_{20} sont des tensions simples c'est à dire mesurées entre une phase et le neutre.

I.7.3. MESURE DU COEFFICIENT DE DISPERSION

LE coefficient de dispersion σ est défini comme étant le complément à l'unité du produit des 2 rapports de transformation :

$$\sigma = 1 - K_1 K_2$$

K_1 : rapport de transformation dans le sens stator - rotor

K_2 : id id id rotor - stator

d'où : - le rotor étant à circuit ouvert, on alimente le stator sous sa tension nominale $U_n = U_1$, on mesure la tension aux bornes du rotor U_2 (on fera plusieurs essais et on prendra la moyenne afin d'éviter les erreurs)

- Cette fois-ci, on alimente le rotor sous une tension légèrement supérieure à U_2 , le stator étant ouvert, on mesure U'_1

il vient :

$$\sigma = 1 - \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{U'_1}{U'_2}$$

Autre méthode : méthode de Dreyfus

cette méthode peut s'appliquer à n'importe quel moteur (rotor bobiné, à cage, etc ...) mais malheureusement elle n'est pas précise puisqu'on mesure σ par différence de grandeurs très voisines, ce qui augmente les erreurs.

On alimente le moteur sous une tension nominale U et à vide, et puis on coupe l'alimentation d'une des phases et on mesure la tension entre la phase coupée et le neutre (V) il vient sensiblement :

$$\frac{U}{\sqrt{3} V} \approx \frac{1 + \sigma}{1 - \sigma} \quad \text{d'où} \quad \sigma = \frac{U - \sqrt{3} V}{U + \sqrt{3} V}$$

CHAPITRE II

ETUDE DE LA

FONCTION

HOMOGRAPHIQUE

II- 1. GENERALITES :

Une machine électrique alimentée en courant alternatif est caractérisée par les équations de transfert s'écrivant de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_a = K_a V = Z_{1a} I_a + Z_{1b} I_b + \dots + Z_{1s} I_s \\ V_b = K_b V = Z_{2a} I_a + Z_{2b} I_b + \dots + Z_{2s} I_s \\ V_s = K_s V = Z_{sa} I_a + Z_{sb} I_b + \dots + Z_{ss} I_s \end{cases} \quad (1)$$

Les inconnues dans ce système sont les courants. Les impédances des différentes branches du circuit sont des fonctions de la variable indépendante U .
En résolvant le système (1) on trouvera pour les différents courants des expressions pouvant s'écrire sous la forme

$$I = \frac{V(A_0 + A_1 U + A_2 U^2 + \dots + A_m U^m)}{B_0 + B_1 U + B_2 U^2 + \dots + B_n U^n} = \frac{V A(m)}{B(n)} \quad (2)$$

Où les A_i et B_j sont des constantes complexes et $A(m)$, $B(n)$ des fonctions de U respectivement de degré m et n .

L'expression de l'impédance est dans ce cas :

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{B_0 + B_1 U + B_2 U^2 + \dots + B_n U^n}{A_0 + A_1 U + A_2 U^2 + \dots + A_m U^m} = \frac{B(n)}{A(m)} \quad (3)$$

Il résulte de ce qui précède que (2) et (3) sont des expressions fractionnaires s'écrivant d'une manière générale sous la forme :

$$F = \frac{C_0 + C_1 U + C_2 U^2 + \dots + C_p U^p}{D_0 + D_1 U + D_2 U^2 + \dots + D_q U^q} = \frac{C(p)}{D(q)} \quad (4)$$

C_i et D_j étant des constantes complexes.

En séparant la partie réelle de la partie imaginaire, (4) peut se mettre sous la forme :

$$F = \frac{C'(p) + j C''(p)}{D'(q) + j D''(q)} \quad (5)$$

ou encore :

$$F = \frac{C'(p) D'(q) + C''(p) D''(q) + j (C''(p) D'(q) - C'(p) D''(q))}{D'^2(q) + D''^2(q)}$$

$$\text{ou } F = \frac{E'(p+q) + j E''(p+q)}{D'^2(q) + D''^2(q)} \quad (6)$$

Les degrés du numérateur et du dénominateur sont respectivement $(p + q)$ et $(2q)$ ou si $D(q)$ et $D'(q)$ admettent q' racines communes, alors les degrés seront $(p + q - q')$ et $(2q - q')$ d'où la nouvelle expression de F :

$$F = \frac{E'(p+q-q') + j E''(p+q-q')}{H'(2q-q')} = F' + j F'' \quad (7)$$

et en modale selon (5) et (7) : $F = (F'^2 + F''^2)^{1/2} = \left(\frac{C'^2(p) + C''^2(p)}{D'^2(q) + D''^2(q)} \right)^{1/2}$

II- 2 PROPRIETES DE F :

La fonction F admet un certain nombre de propriétés qu'on juge nécessaire d'énoncer.

Entendons nous d'abord de noter par p' et q' ^{le nombre} de racines du numérateur et du dénominateur et par p'' et q'' le nombre de racines différentes de ces deux derniers.

1- Le degré de la courbe de F est donné par la plus grande des deux valeurs $p+q-q'$ et $2q-q'$.

2- La courbe de F passe par l'origine des vecteurs si l'on a $p < q$ ou $p' > 0$ en effet si $p < q$ alors pour $U \rightarrow \infty$, $F \rightarrow 0$ et si $p' > 0$ alors F admet des racines et s'annule pour ces dernières.

3- La courbe de F est ouverte si $p > q$ ou $q' > 0$.

Si $p > q$ alors quand $U \rightarrow \infty$, $F \rightarrow \infty$

si $q' > 0$ alors $F \rightarrow \infty$ pour les valeurs annulant le dénominateur.

4- L'inverse de la courbe de F par rapport à un point extérieur quelconque est une courbe fermée de même espèce dont le degré est égal à la plus grande des deux valeurs $2p$ ou $2q$.

5- L'inverse de la courbe de F par rapport à un point lui appartenant est une courbe ouverte de même espèce dont le degré est inférieur à la plus grande des deux valeurs $2p$ ou $2q$.

II- 3 TRACE DU DIAGRAMME :

Le tracé du diagramme s'appuie sur certaines des propriétés de la fonction à tracer et la connaissance d'éléments caractéristiques (points, tangentes).

II- 3- a Points caractéristiques: Reprenons les équations (2) et (3)

$$I = V(A_0 + A_1 U + \dots + A_n U^n) / B_0 + B_1 U + \dots + B_n U^n$$

$$Z = B_0 + B_1 U + \dots + B_n U^n / A_0 + A_1 U + \dots + A_n U^n$$

Ces équations permettent de déterminer autant de points qu'on a de valeurs de U , mais on ne s'intéressera qu'aux points caractéristiques.

Pour $U = 0$: $I_0 = V \frac{A_0}{B_0}$; $Z_0 = \frac{B_0}{A_0}$

Pour $U = \infty$

$$I_{\infty} = \begin{cases} 0 & \text{si } m < n \\ V \frac{A_m}{B_n} & \text{si } m = n \\ \infty & \text{si } m > n \end{cases}$$

$$Z_{\infty} = \begin{cases} \infty & \text{si } m < n \\ \frac{B_n}{A_m} & \text{si } m = n \\ 0 & \text{si } m > n \end{cases}$$

Pour I_{∞} et Z_{∞} tendant vers l'infini les vecteurs $\frac{A_m}{B_n}$ et $\frac{B_n}{A_m}$

donnent la direction du point à l'infini et pour les valeurs nulles ils donnent les directions des tangentes.

II- 3- b Tangentes : Pour déterminer la direction de la tangente donc la pente, il suffit de dériver l'expression dont il est question. Ainsi en dérivant par exemple l'expression de Z on aura :

$$\frac{dZ}{dU} = \frac{(B_1 + 2B_2U + \dots + nB_n U^{n-1}) A(m) - B(n) (A_1 + 2A_2U + \dots + mA_m U^{m-1})}{A^2(m)}$$

pour $U = 0$

$$\frac{dZ_0}{dU} = \frac{B_1 A_0 - A_1 B_0}{A_0^2} \quad \text{qui donne la direction de la tangente en } Z_0$$

pour $U = \infty$ / Deux cas sont à considérés

1er cas: $m \neq n$

$$\frac{dZ}{dU} = \frac{(n - m) B_n}{A_m} U^{n-m-1}$$

dZ_{∞}

— peut être nul ou infini mais seule la direction de la tangente nous intéresse, elle est donnée par le vecteur impédance $\frac{B_n}{A_m}$

2ème cas: $m = n$

L'expression précédente de (dZ_{∞}/dU) est nulle donc il faut considérer les termes en U^{n-2} et U^{m-2} d'où l'on a :

$$\frac{dZ}{dU} = \frac{A_m U^m (n-1) B_{n-1} U^{n-2} - B_n U^n (m-1) A_{m-1} U^{m-2}}{A_m^2 U^{2m}} = (m-1) U^{-2} \frac{A_m B_{n-1} - A_{m-1} B_n}{A_m^2}$$

La direction de la tangente est donnée par celle du vecteur impédance

$$\frac{A_m B_{n-1} - A_{m-1} B_n}{A_m^2}$$

Remarque : La construction du diagramme et la détermination des échelles surtout, dans le cas d'une fonction homographique généralisée est très complexe, et pourrait être source de beaucoup de difficultés et d'incompréhension, c'est pour cela qu'on préfère entrer directement dans le vif du sujet en prenant le cas particulier du moteur asynchrone pour la continuité de notre étude.

II- 4 DIAGRAMME CIRCULAIRE DU MOTEUR ASYNCHRONE :

II- 4- 1 Généralités : Nombreuses sont les méthodes permettant le tracé du diagramme du cercle, parmi lesquelles on cite les deux suivantes qu'on étudiera.

- 1- Construction du diagramme de I connaissant les paramètres (R, L, M) de la machine.
- 2- Construction du diagramme de I par la méthode classique.

II- 4- 2 Forme du diagramme : Pour déterminer la forme du diagramme on reprend les équations de fonctionnement du moteur asynchrone.

$$\begin{cases} V = (r_1 + jL_1'w) \bar{I}_1 + jMw \bar{I}_2 = \bar{Z}_s \bar{I}_1 + jMw \bar{I}_2 \\ 0 = (r_2 + jL_2'w) \bar{I}_2 + jMw \bar{I}_1 = jMw \bar{I}_1 + (r_2 + jL_2'w) \bar{I}_2 \end{cases}$$

où $U = 1/g$

L'expression du courant statorique est donnée par :

$$\bar{I}_1 = \frac{V (r_2 + jL_2'w)}{\bar{Z}_s (r_2 + jL_2'w) + M^2 w^2} \quad (1)$$

On a donc dans ce cas $m = n = 1$, $m' = 0$ et par conséquent la courbe du courant est un cercle ne passant pas par l'origine des vecteurs. Pour l'impédance on trouve :

$$\bar{Z} = \frac{V}{\bar{I}} = \frac{\bar{Z}_s (r_2 + jL_2'w) + M^2 w^2}{r_2 + jL_2'w}$$

son diagramme est aussi un cercle, ne passant pas par l'origine du moment que $m = n = 1$ et $n' = 0$

Remarque : On voit d'après les expressions de \bar{I} et \bar{Z} que leur diagramme sont inverses l'un de l'autre à une constante près.

II- 4- 3 Tracé du diagramme :

II- 4- 3- 1 Méthode paramétrique: Cette méthode n'est autre que la continuité de ce qu'on avait fait lors de l'étude de la fonction homographique. Elle consiste à tracer le diagramme d'impédance, qui est le plus souvent très aisé et d'en déduire celui du courant par simple inversion.

a) Diagramme d'impédance:

L'équation de \bar{Z} est :
$$\bar{Z} = \frac{V}{\bar{I}_1} = \bar{Z}_s + \frac{M^2 w^2}{r_2 + jL_2'w} = Z_s + (1 -) \frac{L_1' L_2' w^2}{r_2 + jL_2'w}$$

Comme il a été dit plus haut (II-3), la construction du diagramme circulaire exige la connaissance de trois de ses éléments. On prendra dans notre cas les points Z_0 , Z_{co} et le lieu du centre.

- Pour $U = \infty$ ($g = 0$): $\bar{Z}_0 = \bar{Z}_s = r_1 + j L_1 \omega$
- Pour $U = 0$ ($g = \infty$): $\bar{Z}_{\infty} = \bar{Z}_s - j (1 - \sigma) L_1 \omega = r_1 + j \sigma L_1 \omega$

Remarque: Aux points ($g = 0$) et ($g = \infty$) toute la puissance est consommée par effet joule dans le stator, puisque dans les deux cas la partie réelle de l'impédance est égale à r_1 .
Les directions des tangentes en Z_0 et Z_{∞} sont données par :

$$\frac{dZ_0}{dU} = - \frac{(1 - \sigma) L_1 \omega L_2 \omega r_2}{L_2^2 \omega^2} = \frac{(1 - \sigma) L_1 \omega r_2}{L_2 \omega}$$

et

$$\frac{dZ_{\infty}}{du} = - \frac{(1 - \sigma) L_1 \omega L_2 \omega r_2}{r_2^2} = - \frac{(1 - \sigma) L_1 \omega L_2 \omega}{r_2}$$

Ces tangentes (en Z_0 et Z_{∞}) étant toutes deux parallèles à l'axe des ordonnées et Z_0, Z_{∞} appartenant au cercle, alors, $Z_0 Z_{\infty}$ est l'un de ses diamètres. Le centre du cercle a pour coordonnées: $(1 + \sigma L_1 \omega; r_1)$

2

Le diagramme est donné sur la fig. II- 1.

b) Diagramme du courant: L'expression du courant est :

$$\bar{I} = \frac{V}{\bar{Z}} = V \frac{r_2 u + j L_2 \omega}{\bar{Z}_s (r_2 u + j L_2 \omega) + M^2 \omega^2}$$

Son diagramme est une circonférence C_I ne passant pas par l'origine, qui d'ailleurs, en choisissant une échelle convenable, peut coïncider avec celui d'impédance C_Z .

En effet, C_Z et C_I ont deux de leurs tangentes (passant par l'origine des vecteurs) communes. Pour trouver l'inverse des points Z_1 et Z_2 (fig.II-2) d'un vecteur sécant il faut inverser ses extrémités. Si C_Z venait à coïncider avec C_I alors OI_1 inverse de OZ_1 coïncidera avec OZ_2 et OI_2

inverse de OZ_2 coïncidera avec OZ_1 , cela est d'une grande importance pour la construction du diagramme de courant à partir de celui d'impédance, c'est d'ailleurs ce que nous avons indiqué (fig.II-1) où I_0 et I_{∞} se trouvent sur les vecteurs Z correspondants mais à l'autre point d'intersection avec la circonférence

II- 4- 3- 2 Méthode classique :

Le tracé du diagramme du cercle comme on le sait, exige la connaissance d'au moins trois de ses éléments (3 points du cercle, le centre et 2 points etc). Il est donc possible de tracer ce diagramme à partir de certains essais.

On propose à cet effet, une méthode préconisée par l'UTE qui s'applique aux moteurs asynchrones polyphasés fonctionnant à tension et fréquence constantes. Il s'agit d'un diagramme essentiellement de courant tracé dans un plan (I, r_1, I_a). Expérimentalement on ne peut obtenir que deux points du cercle: $g \neq 0$ et $g = 1$ le point $g = \infty$ est inaccessible.

a) Essai à vide sous une tension nominale V ($g \neq 0$)

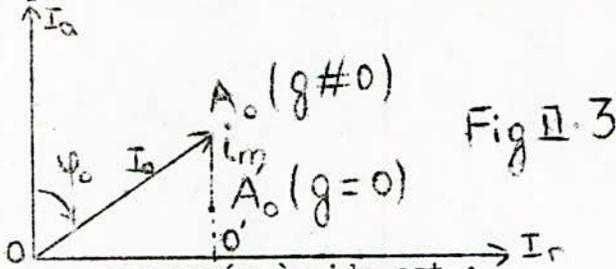
Le moteur tourne à vide sous sa tension nominale, on mesure le courant statorique I_0 et la puissance absorbée P_0 (par une phase).

Le déphasage φ_0 est tel que : $\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{VI_0}$

d'où le point A_0 (fig.II-3). Ce point ne correspond pas exactement au synchronisme ($g = 0$) vu que les pertes mécaniques ne sont pas nulles. Pour obtenir le synchronisme exact ($g = 0$). On doit diminuer la composante active du courant de la quantité I_m telle que :

$$i_m = \frac{P_m}{V} \quad \text{où} \quad \begin{cases} P_m : \text{pertes mécaniques} \\ V : \text{tension simple.} \end{cases}$$

d'où le point de synchronisme A_0 (fig. II-3)



La puissance consommée à vide est :

$$P_0 = p_{mec} + p_{fs} = A_0 A_0' + A_0 O' = A_0 O'$$

La quantité $A_0 O'$ correspond aux pertes fer statorique à une échelle donnée.

b) Essai en court circuit à rotor calé ($g = 1$) :

Le rotor étant calé, la puissance utile est alors nulle et on a donc :

$$P_t = C_t \Omega = P_{JR} = r_2 I_{2cc}^2 = P_{cc} - r_1 I_{1cc}^2 - P_{fers}$$

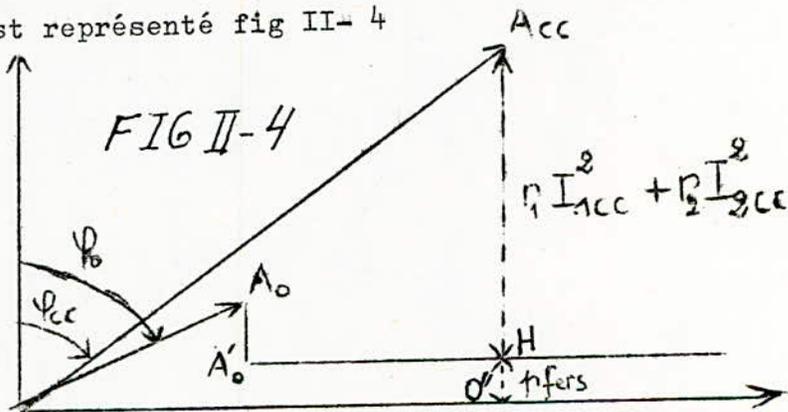
$$\text{donc } P_{cc} = r_1 I_{1cc}^2 + r_2 I_{2cc}^2 + P_{fers} = V I_{1cc} \cos \psi_{cc}$$

$$P_{cc} = A_{cc} H + H O''$$

$$\text{où } A_{cc} H = r_1 I_{1cc}^2 + r_2 I_{2cc}^2$$

et $H O'' = P_{fers} = A_0 O'$ car les pertes fer statoriques sont constantes.

Le point Acc est représenté fig II-4



Remarque importante: Sous la tension nominale, le moteur en court circuit absorbe un courant très excessif, c'est pourquoi il est impossible d'effectuer cet essai, pour le faire on réduit la tension jusqu'à une certaine valeur V conditionnée par le courant, on ramènera ensuite le courant à la tension nominale. En effet si on tient compte du fait que le moteur est non saturé c'est à dire que sa réactance est invariable alors on peut dire que le courant I_{cc} est proportionnel à la tension V_{cc} ou autrement $\cos \psi_{cc}$ est constant (indépendant de la tension statorique), on peut donc écrire que :

$$\cos \psi_{cc} = \frac{P_{cc}}{V_{cc} I_{cc}} = \frac{P_{cc}}{V I_{cc}}$$

$$\text{d'où l'on a : } I_{cc} = I_{cc} \frac{V}{V_{cc}}$$

Cette formule permet de ramener le courant de court-circuit à la tension nominale.

En pratique, on part d'une tension nulle puis on l'augmente progressivement jusqu'à obtenir un courant voisin du courant nominal, on note V_{cc} , P_{cc} , I_{cc} .

En pratique, on part d'une tension nulle puis on l'augmente progressivement jusqu'à obtenir un courant voisin du courant nominal, on note alors V_{cc} , P_{cc} , et I_{cc} .

c) Détermination du centre du cercle:

A_0 et A_{cc} étant deux points du cercle alors son centre se trouve sur la médiatrice de la corde A_0A_{cc} , or, au point A_0 le diamètre est perpendiculaire à la tangente en ce point au cercle qui fait un angle $2\psi_0$ avec l'axe (I_a), donc le diamètre fait un angle $\alpha = \pi - 2\psi_0$ avec la parallèle à l'axe I_r passant par A_0 tel que:

$$\sin \alpha = \sin(\pi - 2\psi_0) = \sin 2\psi_0 = 2 \sin \psi_0 \cos \psi_0$$

$$\sin \alpha = \frac{2r_1 I_0 \sin \psi_0}{V}$$

V

L'intersection de la médiatrice de A_0A_{cc} avec la direction du diamètre donne le centre C du cercle d'où le tracé fig. II-5

II- 4- 4 ECHELLES :

1- Droite des couples : Le couple est nul aux points A_0 et A_{cc} donc on prendra la droite A_0A_{cc} comme droite de référence pour cette grandeur. En effet la droite $A_{cc}H$ représente les pertes joules statoriques et rotoriques en court circuit sous une échelle de puissance, or :

$$P_t = C_t \Omega = P_{JRCC} = r_2 I_2^2 = \overline{A_{cc}B} \quad \text{voir fig. II-6} \quad \text{déterminée}$$

La sécante A_0B est la droite des couples (puissance transmise), elle coupe le cercle en A_{cc} ($g = \infty$) et ceci vu qu'en ce point les pertes joules rotoriques sont nulles comme on peut le constater sur la figure.

2- Droite des puissances utiles: Aux points A_0 et A_{cc} , la puissance utile est nulle, donc on prendra la droite A_0A_{cc} comme droite des puissances utiles ou si l'on néglige les pertes mécaniques (très peu influantes) on peut confondre la droite des puissances utiles avec celle des puissances mécaniques c'est d'ailleurs ce que l'on fait fréquemment (voir fig. II-6).

3- Droite des glissements: Cette droite admet le point A_0 comme point de rayonnement, donc elle est parallèle à la droite des couples, c'est la droite notée par mn (voir fig. II-6).
Pour un glissement quelconque on a :

$$\frac{r_2 I_2^2}{g} = C_t \Omega = P_t \quad \text{d'où} \quad g = \frac{r_2 I_2^2}{C_t \Omega} = \frac{\overline{LQ}}{\overline{LP}}$$

où P est le point de fonctionnement correspondant à g; L et Q étant les points d'intersection de la parallèle à l'axe des I_a passant par P avec respectivement A_0A_{cc} et A_0A_{cc} .
Les triangles semblables A_0QL et A_0mn donnent

$$\frac{\overline{QL}}{\overline{m A_0}} = \frac{\overline{A_0L}}{\overline{mn}}$$

de même les triangles semblables A_0PL et A_0ms donnent

$$\frac{\overline{A_0m}}{\overline{PL}} = \frac{\overline{ms}}{\overline{A_0L}}$$

On en déduit

$$\overline{LQ} \cdot \overline{mn} = r \overline{A_0} \cdot \overline{A_0L} = \overline{PL} \cdot \overline{ms} \quad \text{d'où} \quad g = \frac{\overline{LQ}}{\overline{LP}} = \frac{\overline{ms}}{\overline{mn}}$$

-27-

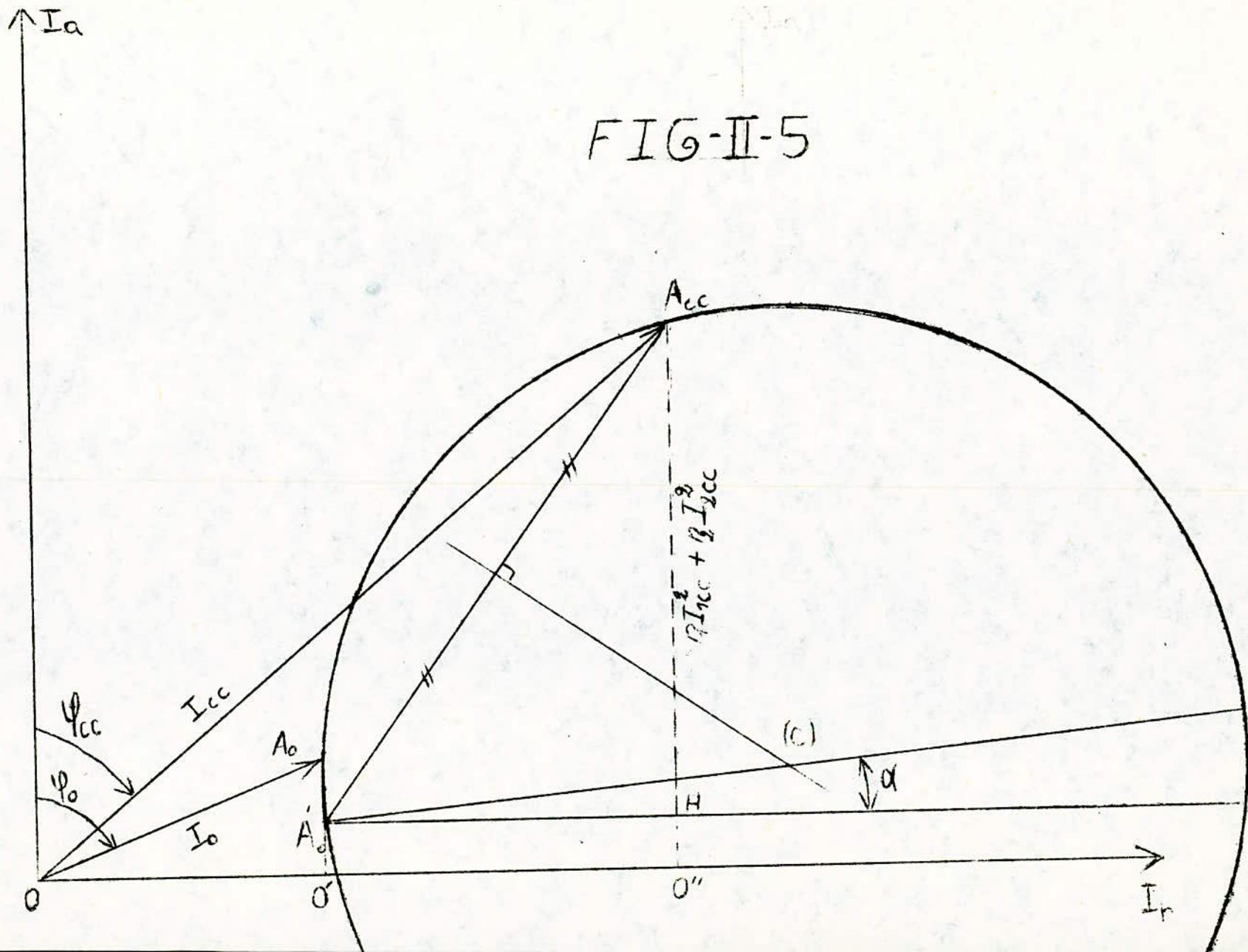


FIG-II-5

Si le segment mn est divisé en 100 parties égales la division sur laquelle se trouve le point P donne directement le glissement en pourcent (g %).
Notant qu'il est possible d'étendre la graduation au delà des limites mn.

4- Puissance absorbée: La puissance absorbée est nulle sur l'axe des courants réactifs (I_r) donc on prendra cette droite comme référence pour cette grandeur.

Remarque: Pour un point de fonctionnement donné (P) on a : en notant par m_1 l'échelle du courant et $m_1 V$ celle des puissances (V étant la tension nominale constante)

$$I_1 = m_1 \overline{OP}$$

$$I_2 = m_1 \overline{AoP}$$

qu'on ramènera au secondaire puisque le diagramme donne le courant secondaire ramené au primaire (stator).

$$P_{\text{absorbée}} = m_1 V \cdot \overline{TP}$$

$$P_t = m_1 V \cdot \overline{PL}$$

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega} = \frac{m_1 V \cdot \overline{PL}}{\Omega} \quad (\Omega = \text{vitesse de synchronisme})$$

$$P_u = \overline{PN} \cdot m_1 V \approx \overline{PQ} \cdot m_1 V = P_{\text{mec}}$$

$$C_u = \frac{P_u}{\Omega'} = \frac{m_1 V \cdot \overline{PN}}{\Omega'} \approx \frac{m_1 V \cdot \overline{PQ}}{\Omega'} = C_{\text{mec}} \quad (\Omega' : \text{vitesse du rotor (rd/s)})$$

$$P_{JR} = m_1 V \cdot \overline{QL}$$

$$P_{JS} = m_1 V \cdot \overline{LT}$$

$$p_{\text{mec}} = m_1 V \cdot \overline{NQ}$$

$$p_{\text{fs}} = m_1 V \cdot \overline{AoO''} = m_1 V \cdot \overline{MT}$$

$$g = \frac{\overline{ms}}{\overline{mn}} \quad ; \quad \varphi = (\widehat{V_1 I_1}) \text{ tel que } \cos \varphi = \frac{\overline{TP}}{\overline{OP}}$$

CHAPITRE III

ESSAI D'UN

MOTEUR

ASYNCHRONE

PLAQUE SIGNALÉTIQUE

TYPE : LEROY

PUISSANCE : 3,7 KW

STATOR : Montage étoile ; 380V/220/V ; 13A / 7,5 A

ROTOR : Montage étoile ; N= 1420 tr/mn ; rotor bobiné

III. 1 IDENTIFICATION DE LA MACHINE

III. 1. 1. Mesure des résistances : elle se fait à chaud.

On prendra la moyenne des mesures effectuées. Le montage est donné fig. III.1

Les essais ont donné :

a- STATOR

U (v)	13,8	11,2	8,6
I (A)	9,8	8	6
$R = \frac{U}{I}$ (Ω)	1,41	1,40	1,43

$R_s \text{ moy} = 1,42 \Omega$

La résistance statorique par phase est :

$r_1 = \frac{R_s \text{ moy}}{2} = \frac{1,42}{2} = 0,71 \Omega$

$r_1 = 0,71 \Omega$

b- ROTOR

U (v)	4,6	2,4	1,24
I (A)	19,8	10	5,2
$R = \frac{U}{I}$ (Ω)	0,23	0,24	0,24

$R_r \text{ moy} = 0,24 \Omega$

La résistance rotorique par phase est :

$r_2 = \frac{R_r \text{ moy}}{2} = \frac{0,24}{2} = 0,12 \Omega$

$r_2 = 0,12 \Omega$

III. 1. 2. Mesure des inductances cycliques et le coefficient de dispersion

a- Inductance cyclique statorique L_{1w} :

On réalise le montage fig. III.2

Le rotor étant ouvert, on alimente le stator sous sa tension nominale soit $V_n = 220$ V et on relève le courant.

l'essai a donné :

$V_n = 220$ V $I_o = 4,8$ A

$L_{1w} = \frac{V_n}{I_o} = \frac{220}{4,8} = 45,8 \Omega$

$L_{1w} = 45,8 \Omega$

Remarque : Le rotor étant en étoile sans neutre donc la mesure de $\phi_{L_2 w}$ en monophasé est impossible, pour sa détermination on utilisera une méthode qu'on citera dans le paragraphe (C).

b- Mesure du coefficient de dispersion σ :

b-1 Par connaissance des rapports de transformation

+ Le rotor étant ouvert, on alimente le stator sous sa tension nominale $U_n = 380$ et on relève U_2 aux bornes du rotor
L'essai a donné :

$$U_1 = 380 \text{ V} \quad , \quad U_2 = 110 \text{ V}$$

d'où

$$K_1 = \frac{U_2}{U_1} = \frac{110}{380} = 0,29$$

=+ Le stator étant ouvert, on alimente le rotor sous une tension supérieure de $5 \div 7\%$ à la valeur trouvée précédemment et on relève U'_1 aux bornes du stator

l'essai a donné : $U'_2 = 115 \text{ V}$ $U'_1 = 356 \text{ V}$

d'où $K_2 = \frac{U'_1}{U'_2} = \frac{356}{115} = 3,10$

Il vient : $\sigma = 1 - K_1 K_2 = 1 - 0,29 \cdot 3,1 = \underline{0,10}$

b-2 Méthode de Dreyfus :

Le moteur tourne à vide sous sa tension nominale $U = 380 \text{ V}$, on coupe une des phases statoriques et on mesure la tension V entre la phase coupée et le point neutre.

l'essai a donné : $U = 380 \text{ V}$ $V = 176 \text{ V}$

$$\sigma = \frac{U - \sqrt{3} V}{U + \sqrt{3} V} = \frac{380 - \sqrt{3} \cdot 176}{380 + \sqrt{3} \cdot 176} = 0,1097$$

$\sigma = 0,11$

c- Détermination de $\phi_{L_2 w}$:

La connaissance de $\phi_{L_1 w}$, et K_1 ou K_2 permet de déterminer la valeur de $\phi_{L_2 w}$ en effet,

$$1 - \sigma = K_1 K_2 = \frac{M^2}{L_1 L_2} = \frac{M^2 L_2}{L_2^2 L_1} = K_2^2 \frac{\phi_{L_2 w}}{\phi_{L_1 w}}$$

d'où $\phi_{L_2 w} = \frac{1 - \sigma}{K_2^2} \phi_{L_1 w}$

où encore : $1 - \sigma = \frac{M^2}{L_1^2} \cdot \frac{\phi_{L_1 w}}{\phi_{L_2 w}}$ d'où $\phi_{L_2 w} = \frac{K_1^2}{1 - \sigma} \cdot \phi_{L_1 w}$

$\sigma = 0,11$; $\phi_{L_1 w} = 45,8 \Omega$; $K_1 = 0,29$; $K_2 = 3,1$

$$P_{2w} = \frac{1 - 0,11}{(3,1)^2} \cdot 45,8 = \underline{4,24 \Omega}$$

$$\text{ou } P_{2w} = \frac{(0,29)^2}{1 - 0,11} \cdot 45,8 = \underline{4,33 \Omega}$$

On prendra comme valeur de P_{2w} la moyenne des deux valeurs précédentes :

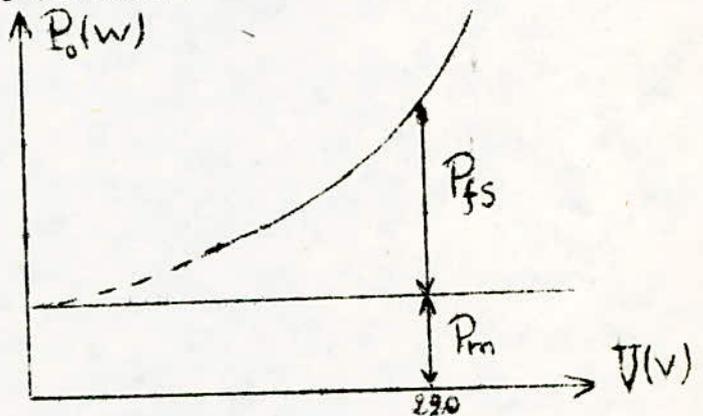
$$P_{2w} = 4,28 \Omega \neq 4,3 \Omega$$

$$P_{2w} = 4,3 \Omega$$

III. 2. ESSAIS PERMETTANT LE TRACE DU DIAGRAMME :

III. 2. 1. Séparation des pertes à vide

Un essai à vide en fonctionnement normal, le stator étant alimenté sous une tension variable, permet la séparation des pertes mécaniques en traçant la courbe $P_0 = f(u)$ (voir fig. ci-dessous). Le montage est donné fig.III.4 mais au lieu d'appliquer au moteur une tension alternative constante on lui applique une tension variable.



Les essais donnent :

U (v)	230	220	200	180	170	160	150	120	100	80
P ₀ (w)	215	200	180	160	155	150	140	130	120	110
I ₀ (A)	5,1	4,75	3,9	3,1	2,9	2,65	2,45	2,0	1,6	1,4

P_0 : la puissance consommée à vide par phase.

La courbe $P_0 = f(U)$ donne à 220 V

$$P_0 = 200 \text{ W} \quad ; \quad P_{fs} = 95 \text{ w} \quad ; \quad P_m = 105 \text{ w}$$

$$\underline{P_{fs} = 95 \text{ w}} \quad ; \quad \underline{P_m = 105 \text{ W}}$$

(voir la courbe fig.III.3)

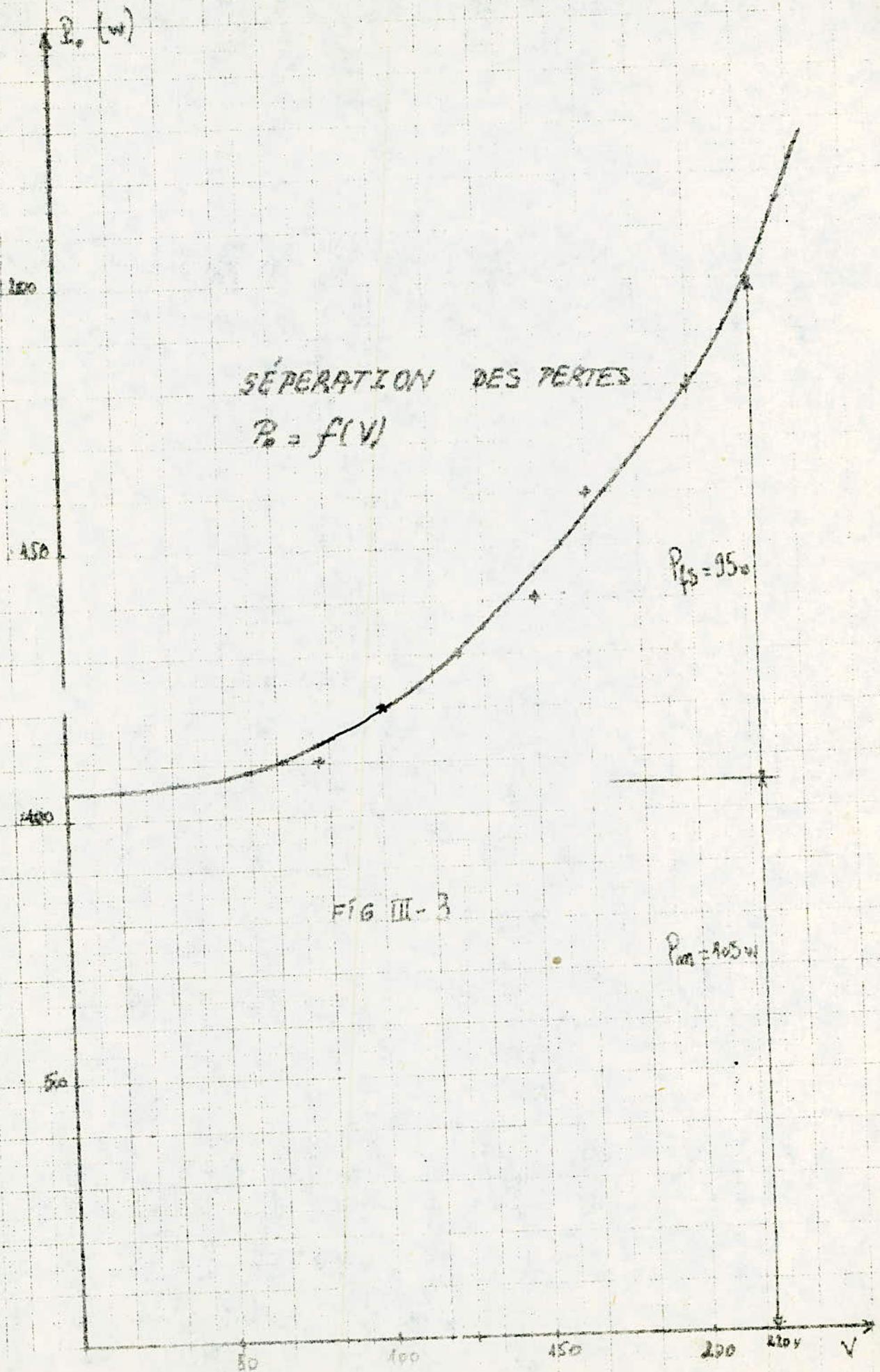


FIG III-3

III. 2.2. Essai à vide

On réalise le montage fig. III.4

Le moteur tournant à vide sous sa tension nominale $V_n = 220$ V

On relève I_o et P_o

L'essai a donné :

$$P_o = 200 \text{ W} ; V_n = 220 \text{ V} ; I_o = 4,75$$

d'où l'on a

$$\cos \psi_o = \frac{P_o}{V_n I_o} = \frac{200}{220 \cdot 4,75} = 0,19$$

$$\psi_o = 79^\circ$$

III. 2.3. Essai à court-circuit (à rotor calé)

Le montage étant le même que précédemment mais avec rotor court-circuité.

On part d'une tension nulle puis on l'augmente progressivement jusqu'à obtenir un courant égal au courant nominal, on relève

alors : V'_{cc} , I'_{cc} , P'_{cc}

L'essai a donné :

$$V'_{cc} = 40 \text{ V} ; I'_{cc} = 7,5 \text{ A} ; P'_{cc} = 120 \text{ W}$$

d'où

$$\cos \psi_{cc} = \frac{P'_{cc}}{V'_{cc} I'_{cc}} = \frac{120}{40 \cdot 7,5} = 0,40$$

$$\psi_{cc} = 67^\circ$$

Le courant de court-circuit sous la tension nominale $V_n = 220$ V est :

$$I_{cc} = I'_{cc} \cdot \frac{V_n}{V'_{cc}} = \frac{7,5 \cdot 220}{40} = 41,25 \text{ A}$$

$$I_{cc} = 41,25 \text{ A}$$

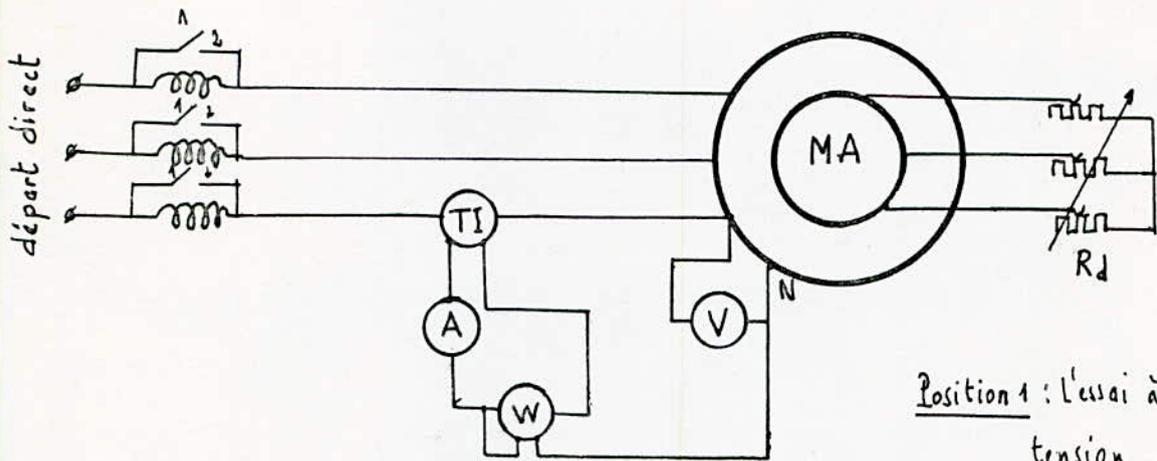
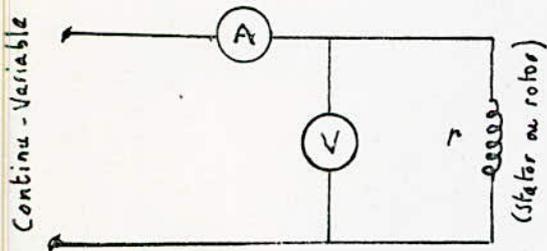


FIG III - 4

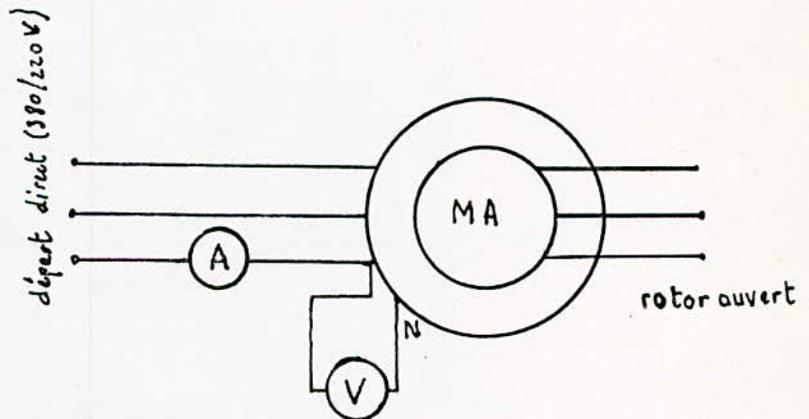
Position 1 : L'essai à vide sous tension variable

Position 2 : démarrage du moteur sous tension nominale.



Mesure des résistances

FIG III - 1



Mesure de L_1w

FIG III - 2

III. 3 TRACE DU DIAGRAMME

III. 3. 1. Méthode classique:

Le diagramme est donné fig. III.5

L'échelle est : 1cm \rightarrow 0,75 A

a) Détermination du point A₀ : Ce point est donné par l'essai à vide

$$A_0 = \begin{cases} OA_0 = 4,75 \text{ A} = I_0 \\ \psi_0 = 79^\circ \end{cases}$$

La composante active du vecteur $\overline{OA_0}$ doit être diminuée de

$$i_m = \frac{P_m}{V} = \frac{105}{220} = 0,48 \text{ A, d'où le point } A'_0 \text{ correspond au}$$

synchronisme exact.

b) Détermination du point A_{cc} : Il est donné par l'essai en court-circuit

$$A_{cc} = \begin{cases} OA_{cc} = 41,25 \text{ A} = I_{cc} \\ \psi_{cc} = 67^\circ \end{cases}$$

c) Détermination du centre de cercle : La direction du diamètre fait un angle α avec la parallèle à l'axe des courants réactifs

$$I_r \text{ tel que : } \sin \alpha = \frac{2 r_1 I_0 \sin \psi_0}{V}$$

$$\sin \alpha = \frac{2 \cdot 0,71 \cdot 4,75 \cdot \sin 79^\circ}{220} \neq 0,03 \quad \text{d'où } \alpha \neq 2^\circ$$

L'intersection de la médiatrice du segment A'₀ A_{cc} avec la direction du diamètre donne le centre (C)

d) Détermination de la droite des couples A'₀ A_∞ :

Les pertes joules statoriques en court-circuit sont données par :

$$P_{j\text{sc}} = r_1 I_{cc}^2 = 0,71 \cdot (41,25)^2 = 1208 \text{ W}$$

En échelle de courant :

$$P_{j\text{sc}} = \frac{r_1 I_{1cc}^2}{V} = 5,49 \text{ A qui donne le point B}$$

d'où la droite A'₀ B coupant le cercle en A_∞ (g = ∞)

III. 3. 2. Méthode paramétrique : Le diagramme est donné fig. III. 6.

a) Diagramme d'impédance:

Les paramètres de la machine sont :

$$r_2 = 0,12 \Omega, r_1 = 0,71 \Omega, L_2^p = 4,3 \Omega, L_1^p = 45,8 \Omega, \sigma = 0,11$$

Le point Z_0 à pour coordonnées : $Z_0 (45,8 \Omega ; 0,71 \Omega)$

Le point Z_{00} à pour coordonnées : $Z_{00} (5,04 \Omega ; 0,71 \Omega)$

Le centre du cercle a pour coordonnées : $C = (25,42 \Omega, 0,71 \Omega)$

Le point Z_1 correspondant à $g = 1$ a pour coordonnées :

$$Z_1 = (5,07 \Omega , 1,85 \Omega)$$

L'échelle adoptée est de 0,75 par centimètre

b) Diagramme de courant : il est obtenu par inversion du précédent diagramme (voir ch. II).

Le courant I_0 ($g=0$) est donné par la formule

$$I_0 = \frac{V}{|Z_0|} = \frac{220}{\sqrt{(45,8)^2 + (0,71)^2}} = 4,8 \text{ A}$$

or en se servant du diagramme d'impédance on trouve pour

I_0 en centimètre : $I_0 = 6,6 \text{ cm}$

d'où l'échelle de courant : $1 \text{ cm} \rightarrow 0,725 \text{ A}$

III. 4. DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES: $C(N)$, $P_a(N)$, $I_a(N)$

III.4.1. D'après les diagrammes du cercle

III.4.1.1. Méthode classique

a) courant absorbé (I_a): Pour une vitesse (glissement) donnée

on mesure en centimètres la longueur du segment compté de l'origine des vecteurs au point de fonctionnement considéré,

on a ainsi la valeur du courant absorbé en centimètres. Si l'on reste par m_i l'échelle des courant utilisée pour la construction

du diagramme, le courant en ampères sera $I_a(\text{A}) = m_i I(\text{cm})$

b) Puissance absorbée (P_a) : De même que précédemment pour une

vitesse donnée, on mesure la longueur du segment(en cm) compté du point de fonctionnement à la droite des puissances absorbées,

on a ainsi P_a en cm. Le diagramme étant tracé à une tension constante $V = 220 \text{ V}$, la valeur de la puissance absorbée en Watts est :

$P_a(\text{W}) = 220 \cdot m_i \cdot P_a(\text{cm}) = m_p P_a(\text{cm})$ où m_p est l'échelle des puissances

c) Couple transmis (C_t): Toujours pour une vitesse donnée, on relève en centimètres la valeur de la puissance transmise comptée du point de fonctionnement à la droite des couples (puissances transmises), le couple dans ce cas est obtenu par :

$$C_t \text{ (N.m)} = \frac{P_t \text{ (W)}}{\Omega} = \frac{220 \cdot n_p \cdot P_t \text{ (cm)}}{50 \pi} = \frac{m_p \cdot P_t \text{ (cm)}}{50 \pi}$$

$$C_t \text{ (N.m)} = m_c \cdot P_t \text{ (cm)} \text{ où } m_c \text{ est l'échelle des couples.}$$

Les caractéristiques sont données fig.III.8; fig.III.9 et fig.III.10.

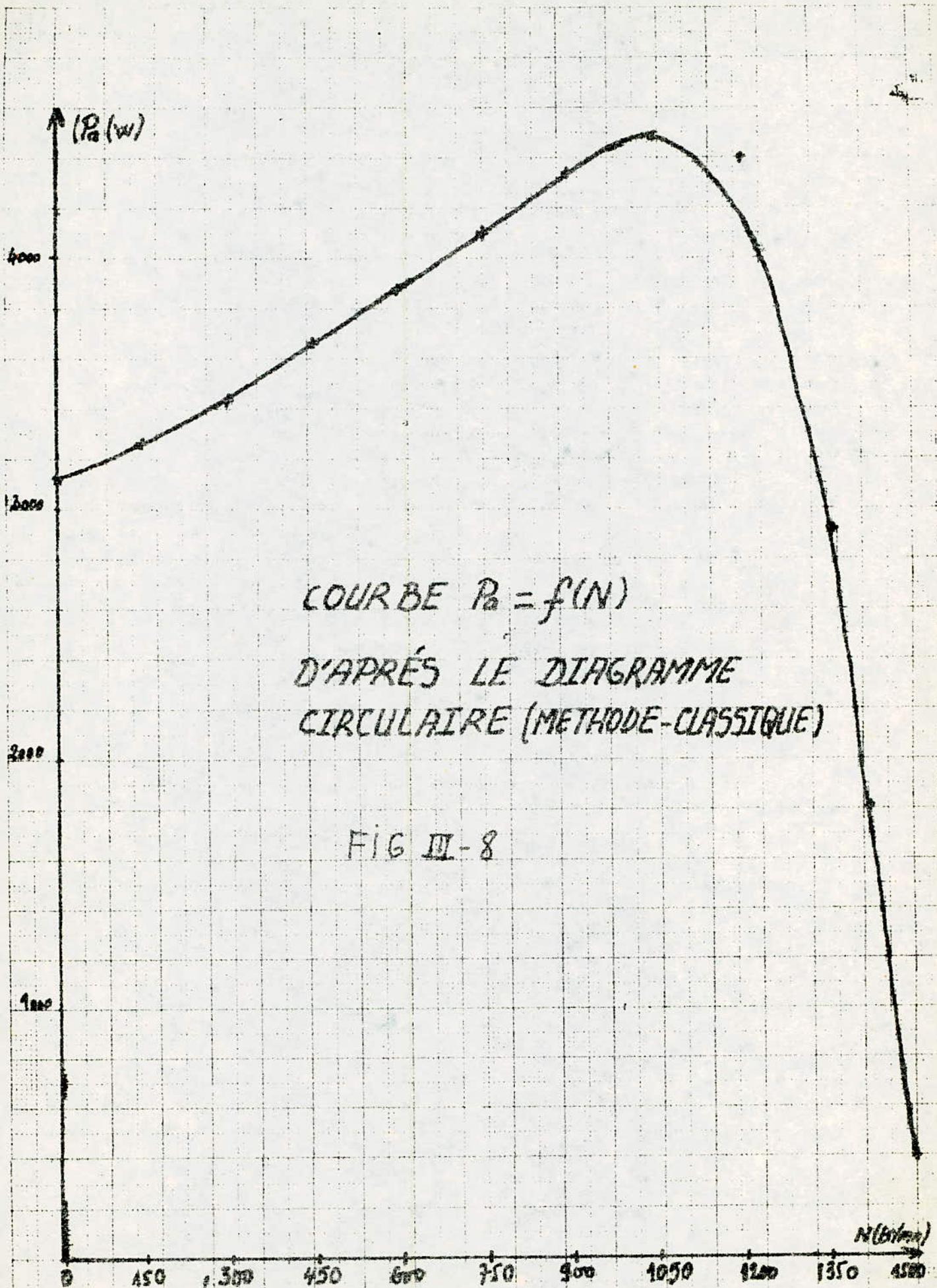
III.4.1.2. Méthode paramétrique :

Le procédé est le même que précédemment, seule l'échelle des courants change.

Les caractéristiques $P_a(N)$, $I_a(N)$, $C(N)$ sont données respectivement fig. III. 11 ; fig.III.12 et fig.III.13 .

III.4.2 D'après le schéma équivalent

A titre indicatif et pour nous permettre de vérifier que les paramètres mesurés sont acceptables, on tracera la caractéristique mécanique $C(N)$ d'après le schéma équivalent qu'on comparera à celle trouvée expérimentalement.



$I = f(N)$ COURBE TRACÉE À PARTIR DU
DIAGRAMME CIRCULAIRE "METHODE
CLASSIQUE"

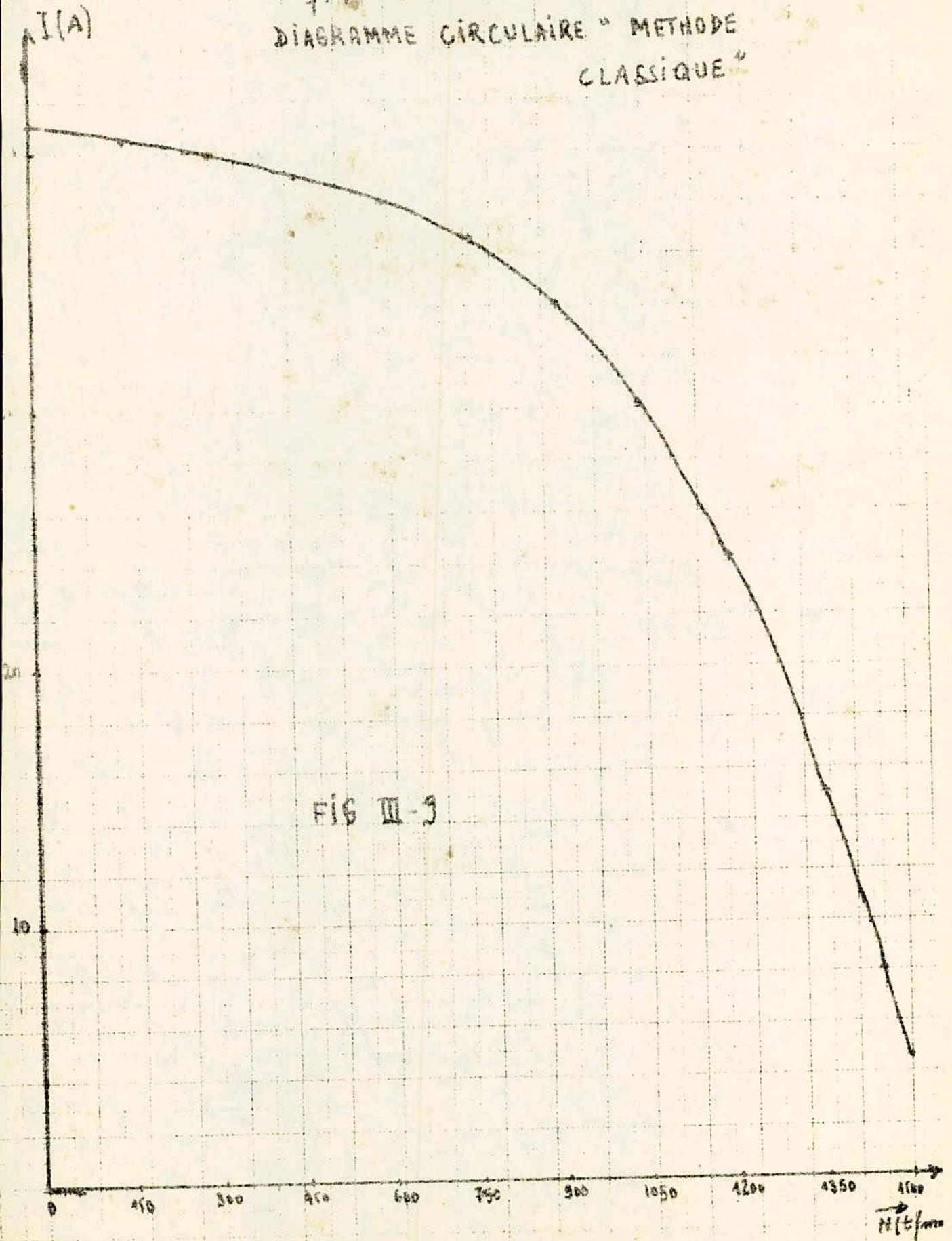
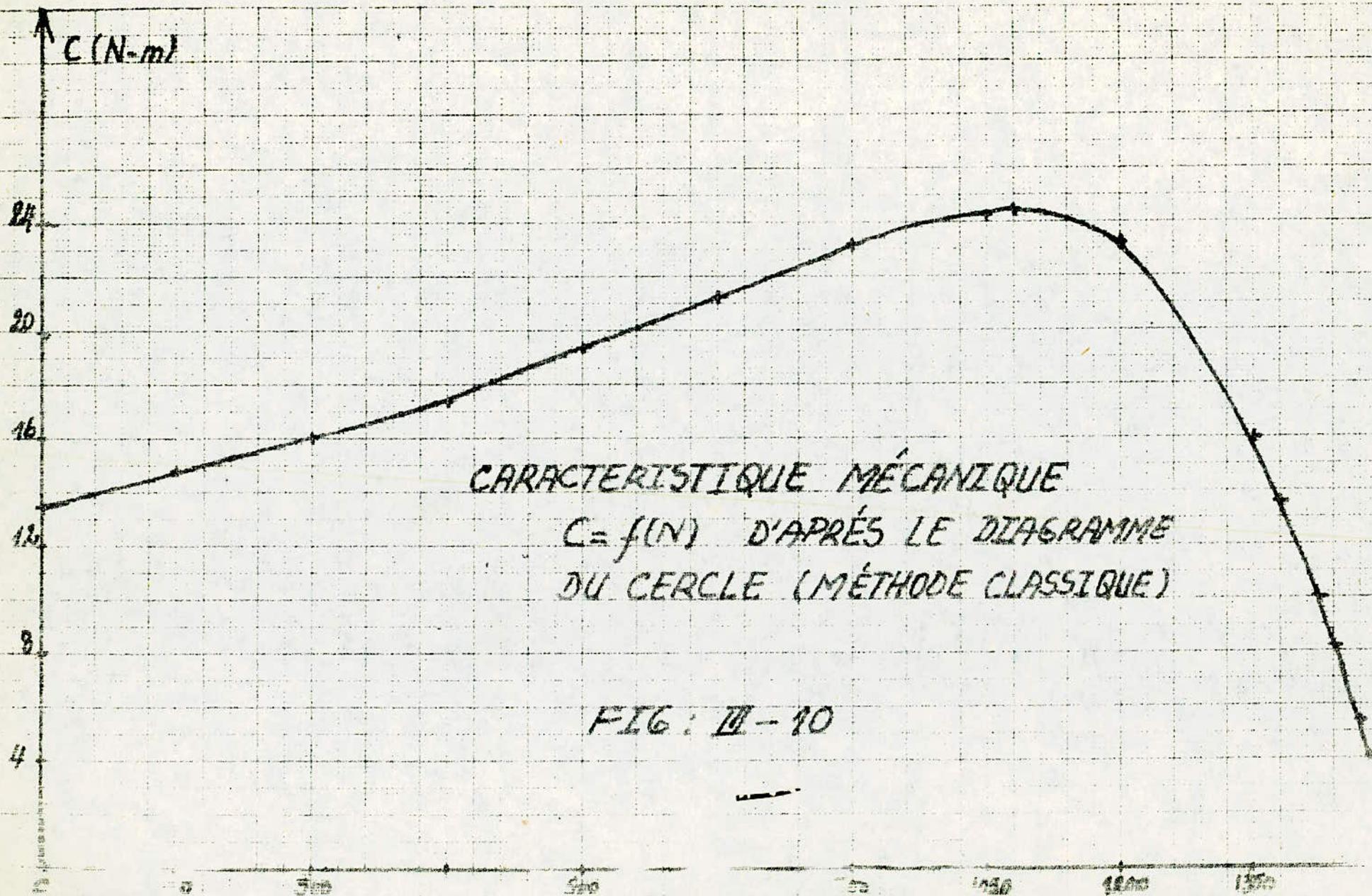
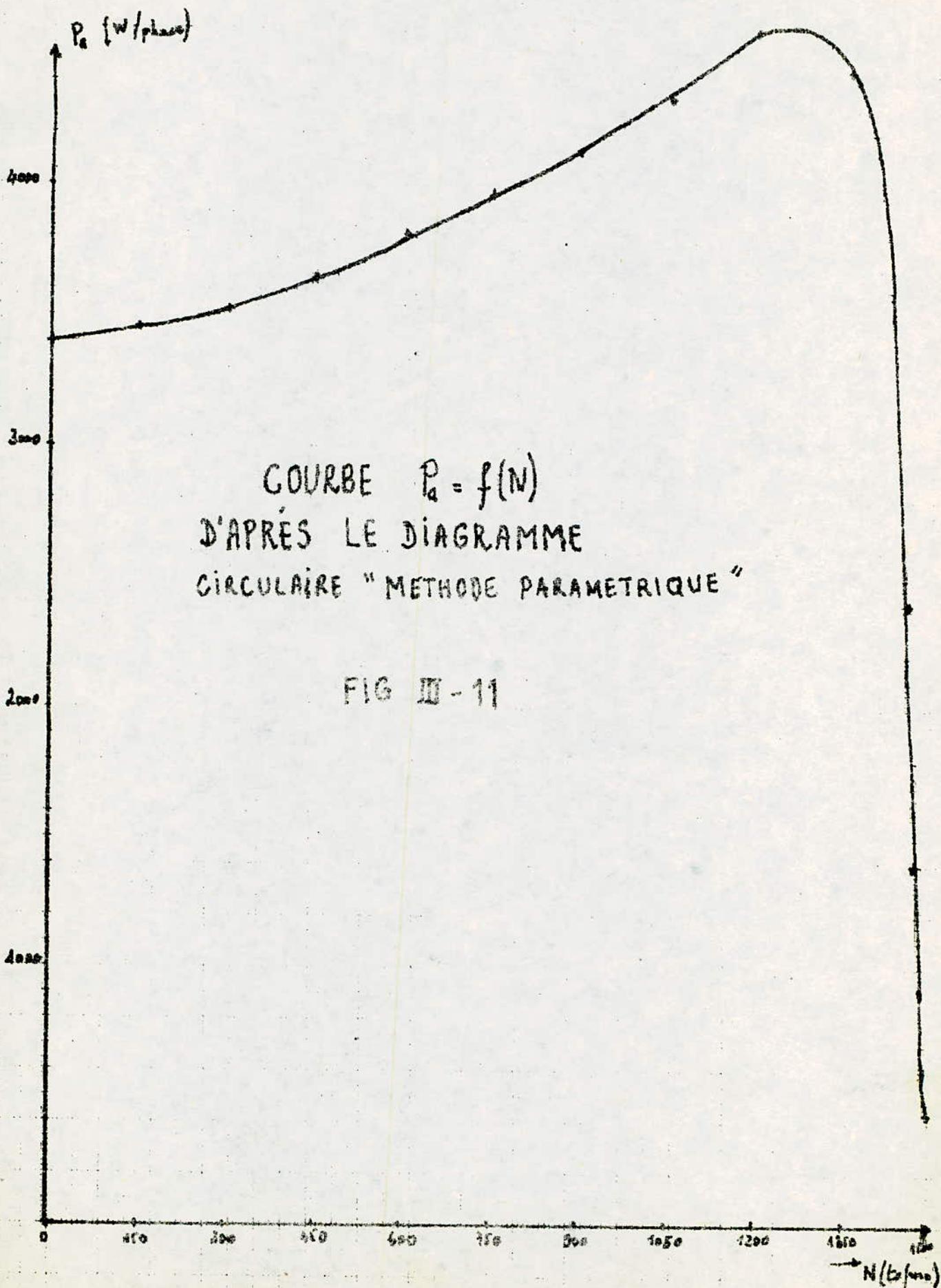


FIG III-9





$I = f(N)$ COURBE TRACÉE A PARTIR DU
DIAGRAMME CIRCULAIRE
"METHODE PARAMETRIQUE"

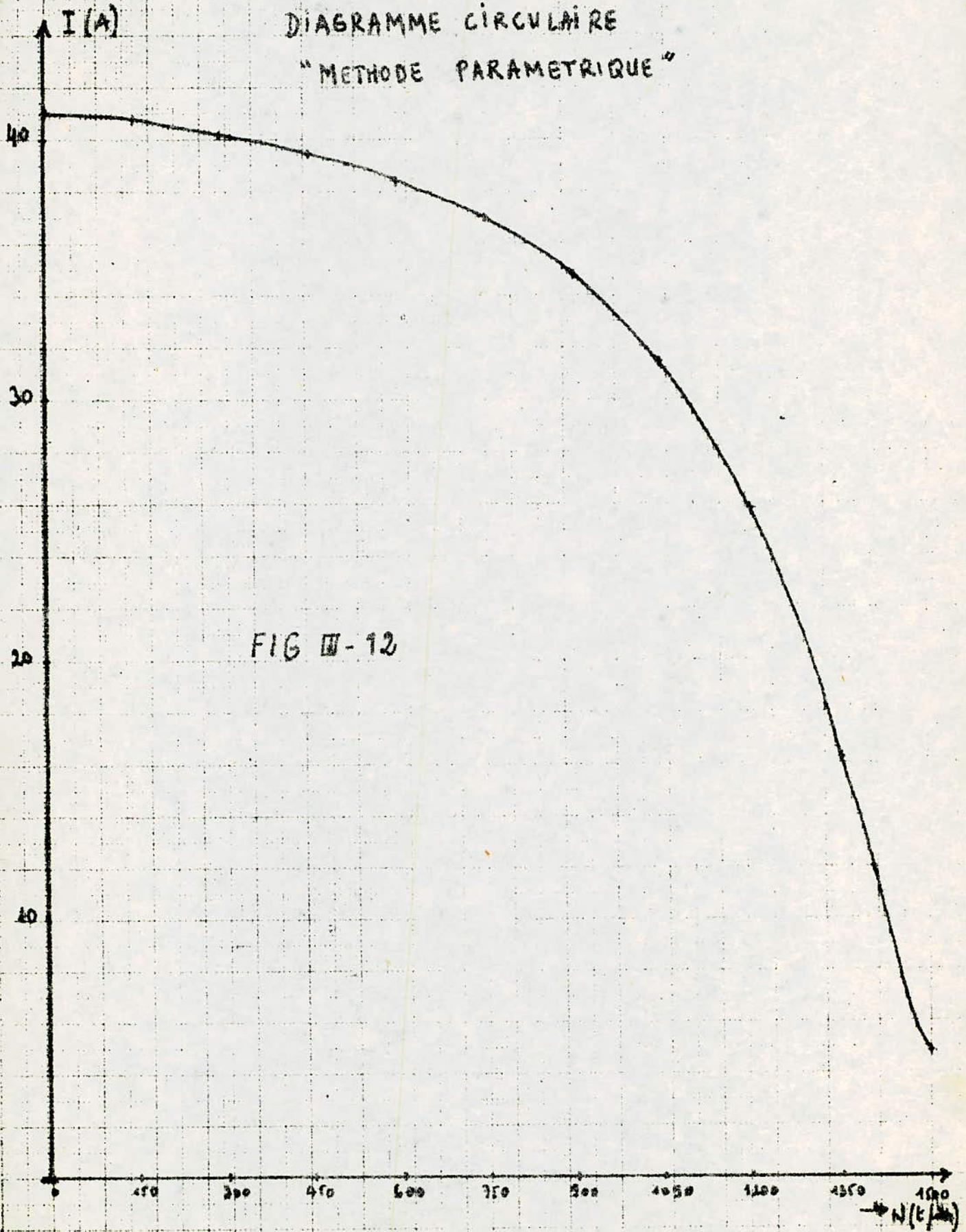
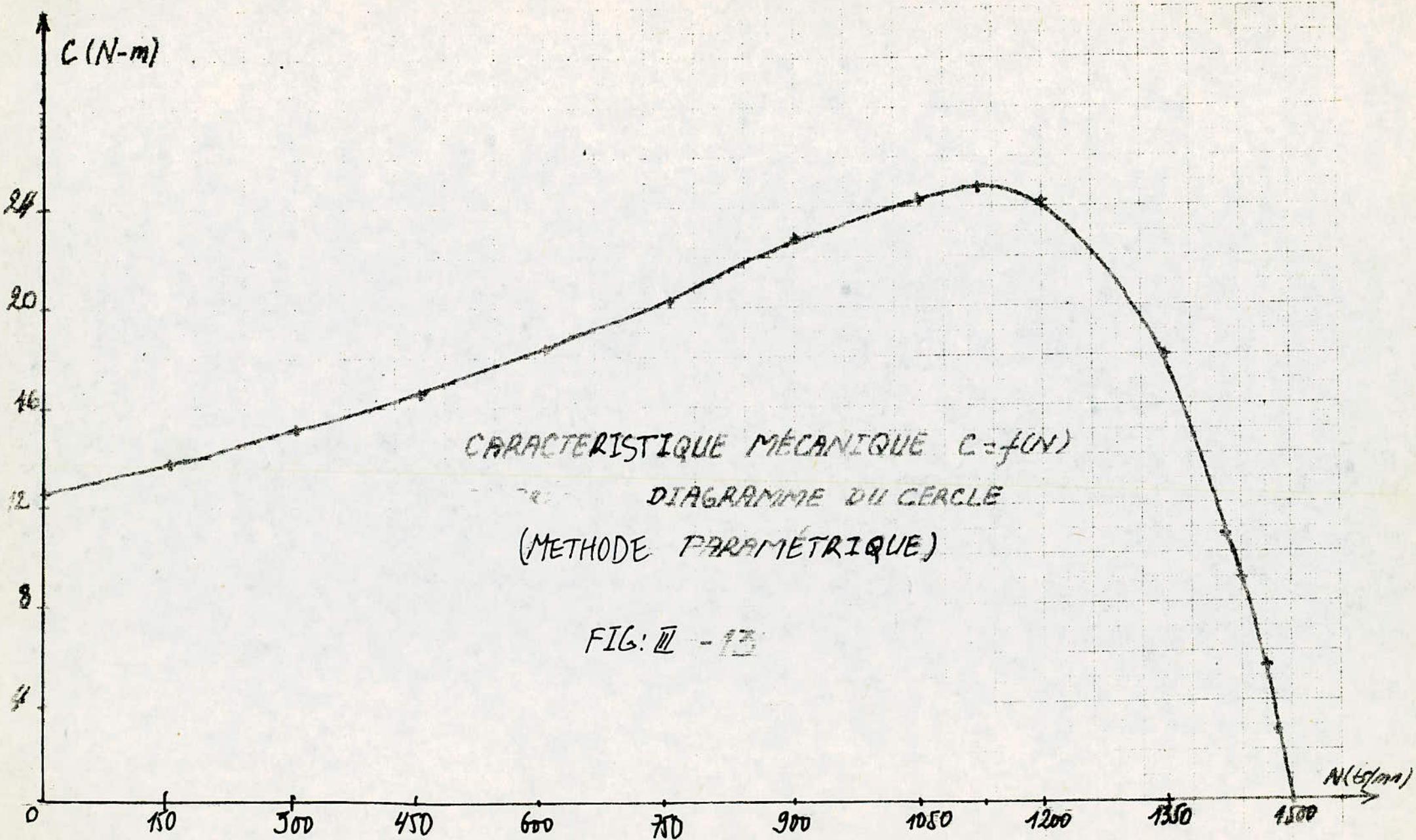


FIG III-12

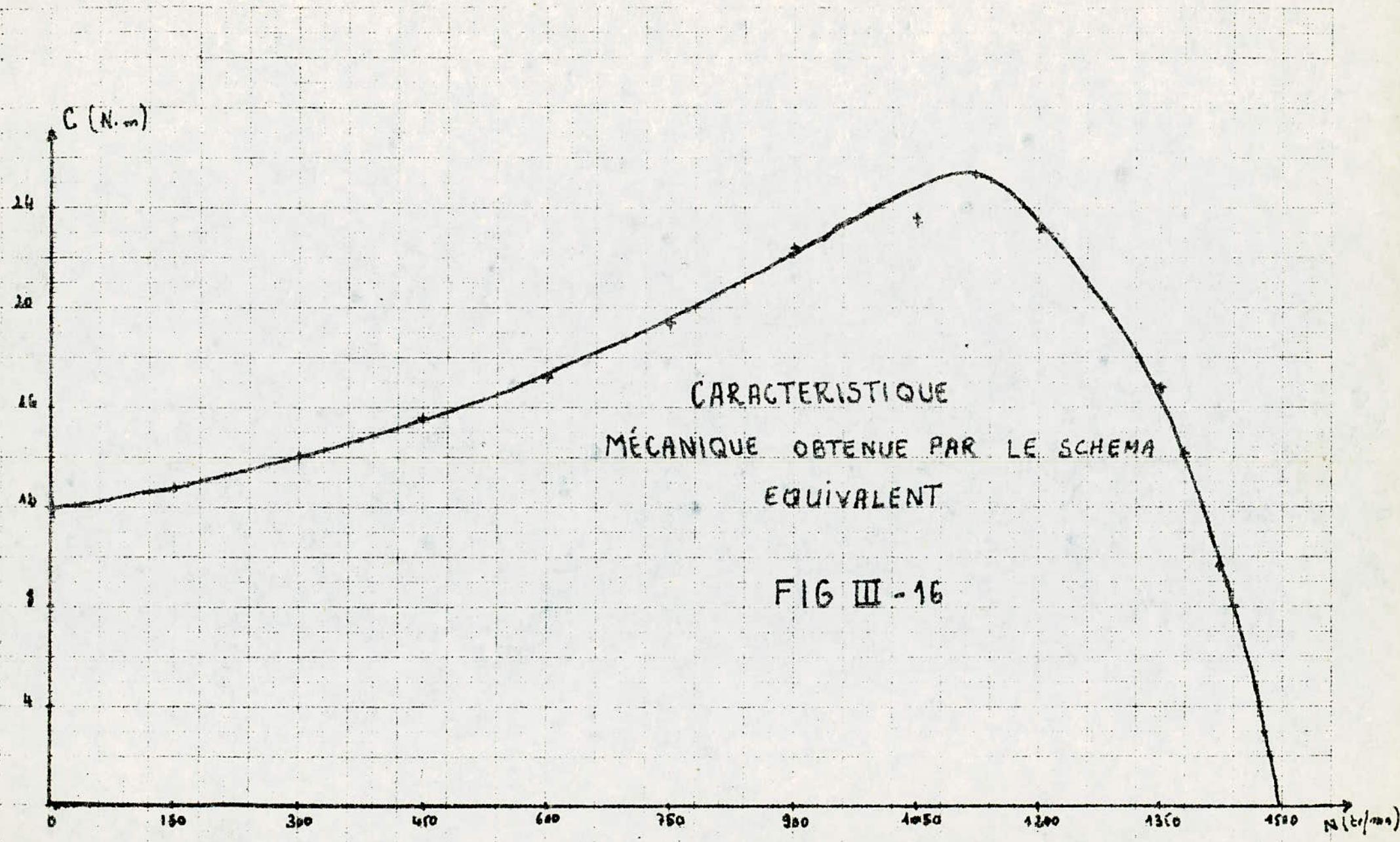
-45-



CARACTERISTIQUE MECANIQUE $C=f(N)$
DIAGRAMME DU CERCLE
(METHODE PARAMETRIQUE)

FIG: III - 13

-46-



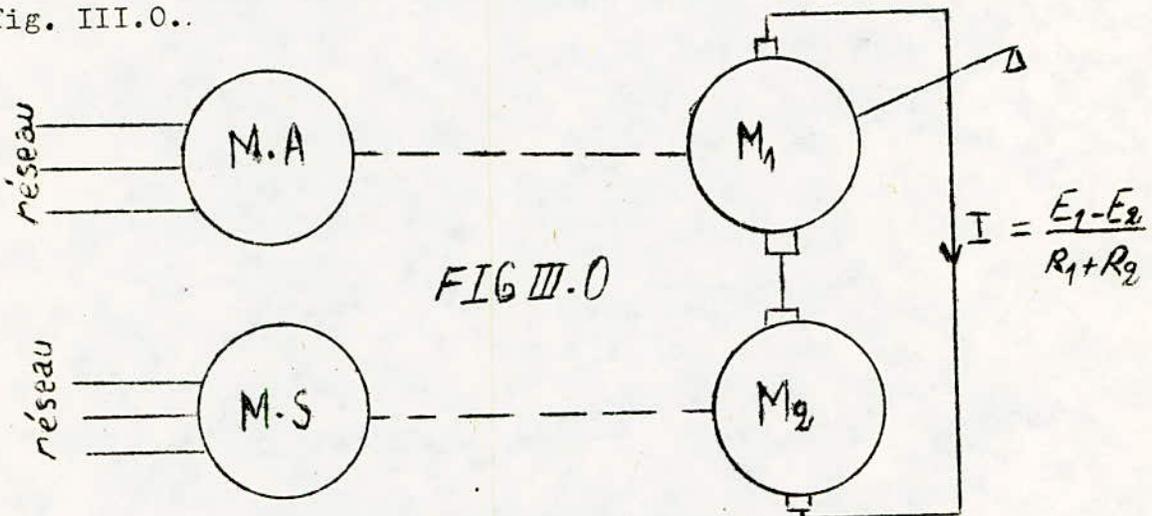
III. 4. 3. Tracé de la caractéristique expérimentale

III. 4. 3. 1. : fonctionnement et utilité du groupe Ward Léonard

Le tracé de la caractéristique entière c'est à dire jusqu'au un glissement de 100 % n'est pas possible par la méthode usuelle (moteur chargé par des résistances), car une fois la partie instable atteinte le moteur décroche, c'est pour cette raison qu'on fait appel au groupe Ward Léonard.

Avant de passer au tracé des caractéristiques, il est raisonnable de se poser la question : comment ce groupe permet le tracé de la caractéristique mécanique entière ?

pour répondre à cette question, considérons le groupe en question fig. III.0..

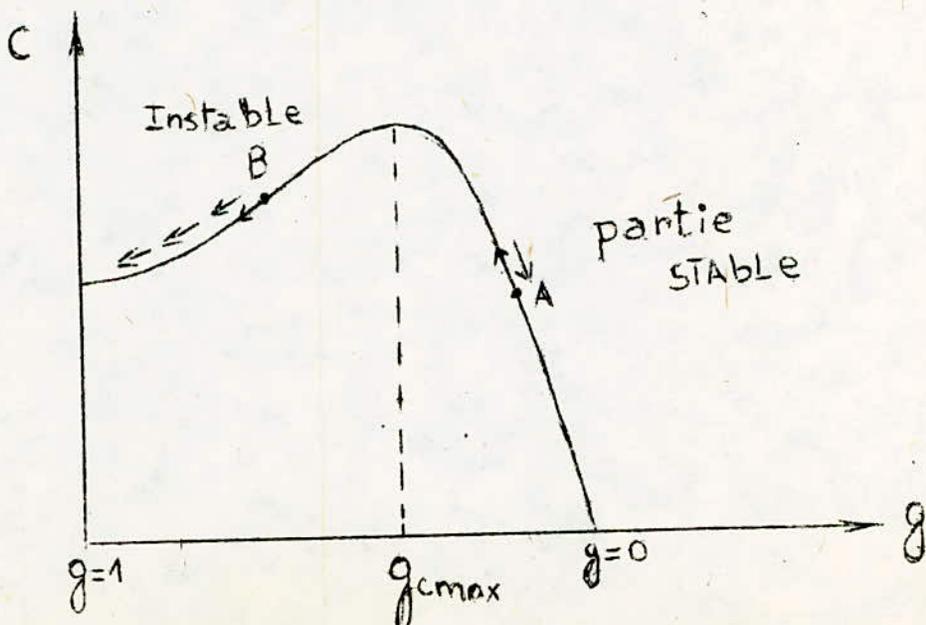


où M.A est le moteur asynchrone dont on veut tracer ses caractéristiques

M_1, M_2 : machines à courant continu

MS : machine synchrone

et la caractéristique mécanique $C(g)$



Supposons que le moteur asynchrone fonctionne normalement dans sa partie stable (point A), si on diminue la vitesse en chargeant le moteur par action sur l'excitation de la machine M_2 alors le couple augmente et ainsi la machine a tendance à revenir à son point de départ (point d'équilibre stable).

Supposons maintenant que le moteur fonctionne dans sa partie instable (point B), une augmentation de la charge entraîne une diminution du couple qui de son côté entraîne une diminution de la vitesse etc... jusqu'à l'arrêt du moteur. Pour remédier à ce problème, on utilise comme charge du moteur asynchrone le groupe Ward Léonard.

Dans le cas où le moteur synchrone (MS) fonctionne en alternateur la machine M_2 en moteur, M_1 en génératrice, M.A étant bien entendu ($0 \leq g \leq 1$) moteur.

Une augmentation de la charge entraîne une diminution de la vitesse du moteur asynchrone et donc une diminution de la fem E_1 de la machine M_1 jusqu'au moment où E_1 devient inférieur à E_2 (fem de la machine M_2) c'est à dire que la machine M_1 deviendra moteur et M_2 génératrice, le moteur M_1 a pour rôle d'empêcher le décrochage du moteur asynchrone en lui fournissant le supplément de puissance pour compenser ses pertes, et on peut ainsi tracer la partie instable de la caractéristique mécanique.

III. 4. 3. Manipulation

a) Montage : on réalise le montage fig. III.17

b) mode opératoire :

- On règle les excitations des machines M_1 et M_2 , l'excitation de M_2 doit être maximum ($J_2 = 1,5A$) et l'excitation de M_1 doit être minimum ($J_1 = 0 A$)

- On vérifie que les interrupteurs K_1 et K_2 sont ouverts

- On démarre le moteur asynchrone (en fermant l'interrupteur K_2 et actionnant sur le rhéostat de démarrage) sous sa tension nominale (les selfs étant court-circuitées).

- On augmente l'excitation J_1 (de M_1) jusqu'à obtenir le synchronisme de l'alternateur, à l'extinction des lampes on ferme l'interrupteur K_1

- Faire varier la vitesse par action sur l'excitation de la machine M_2 et relever la puissance absorbée P_a et le courant absorbé (I_a).

Il est à remarquer que pour glissement g proche de 8 %, le courant I_a devient excessif et dépasse le courant nominal (7,5A), pour parer à cet inconvénient on abaisse la tension d'alimentation de moteur asynchrone jusqu'à 40 V (tension de court-circuit) et on continue les relevés, mais il faut ramener les grandeurs trouvées sous 40 V à la tension de 220 V (voir remarque 3)

N.B.: Il faut régler la tension d'alimentation du moteur asynchrone à 40 V chaque fois qu'on varie la vitesse.

REMARQUES :

1. La vitesse est mesurée à l'aide d'un stroboscope qu'on étalonnera au préalable, pour les faibles vitesses il est difficile de visualiser le trait blanc sur l'arbre du moteur pour cela la vitesse est mesurée à l'aide d'un tachymètre.
2. Le couple mesuré sur le levier de la dynamo-frein (M_1) n'est pas le couple développé sur l'arbre du moteur mais c'est une couple différentiel (différence de deux couples).
3. Pour mesurer le couple mécanique du moteur asynchrone, on procède de la façon suivante :

Connaissant P_a , P_{fs} , r_1 et I_a on a :

$$P_a = P_t + P_{js} + P_{fs} \text{ d'où } P_t = P_a - P_{js} - P_{fs}$$

$$\text{donc } C_t = \frac{P_a - P_{js} - P_{fs}}{\Omega}$$

$$\text{or : } C_m = C_t = \frac{P_t}{\Omega} = \frac{P_{\text{mec}}}{\Omega}$$

d'où

$$\boxed{C_m = \frac{P_t}{\Omega}}$$

TABLEAU DES RELEVES EXPERIMENTAUX

$q(\%)$ N(t _r /mn)	I_a (A)	P_a (w)	C_t (N.m)
1 1485	4,9	440	2,7
2 1470	6	1038,7	5,8
4 1440	7,5	1388,4	8
5 1425	9,8	1875,7	10,9
8 1380	15,4	3037,4	17,2
10 1350	17,2	3205,2	18,5
20 1200	26,4	4262	23,4
25 1125	29,2	4599,4	24,8
30 1050	31,5	4356,2	22,6
40 900	34,5	4147,4	20,4
50 750	35,9	3978,5	18,9
60 600	37,3	3828,1	17,5
70 450	37,7	3638,3	16,1
80 300	38,3	3505,8	15,1
90 150	39,9	3451,4	14,2
100 0	39,1	3329,7	13,7

L.

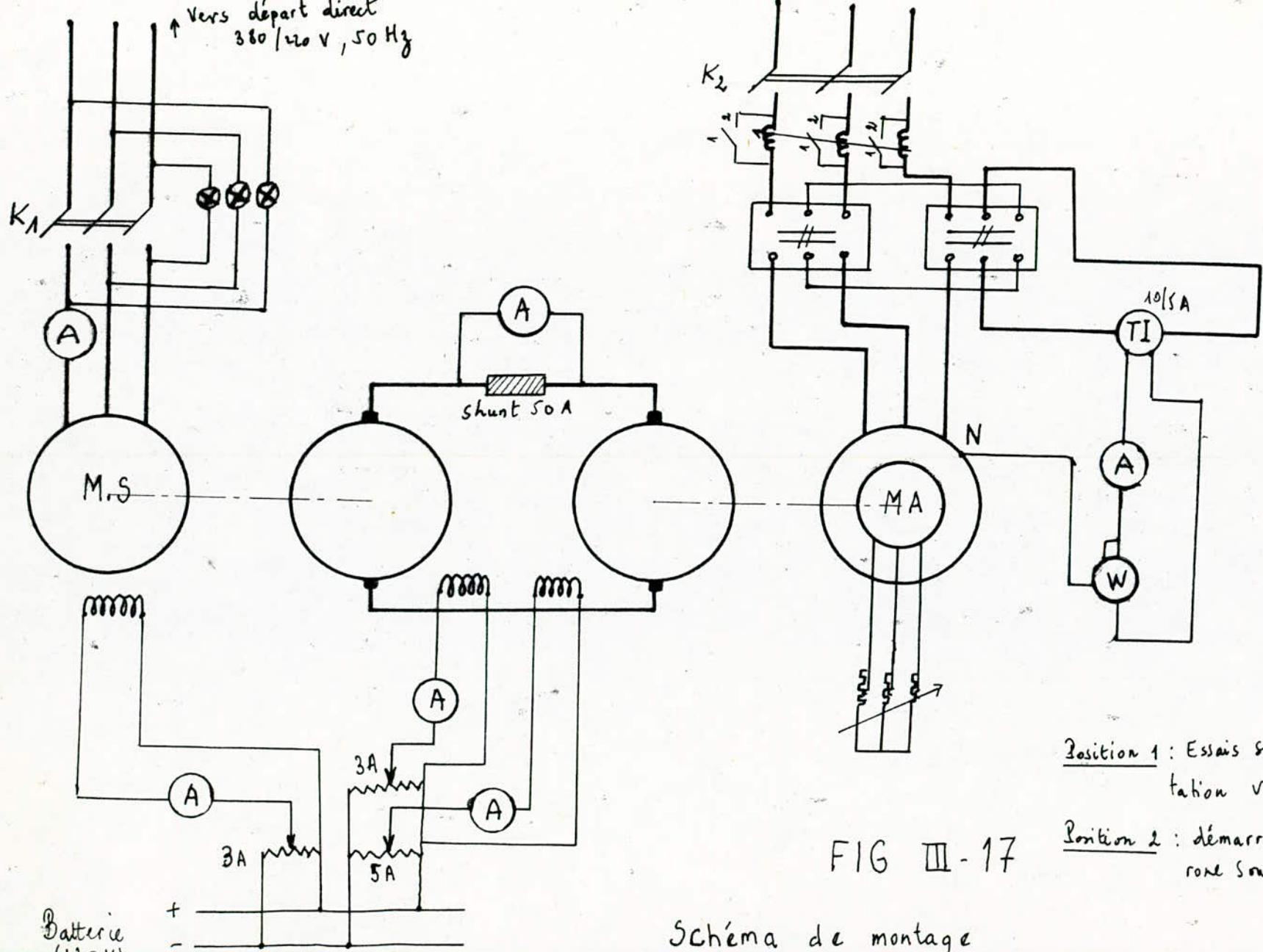
LISTE DU MATERIEL UTILISE

LISTE DU MATERIEL UTILISE

- 1 VOLTMETRE A COURANT ALTERNATIF CALIBRE (300 V, 150V, 50V)
- 3 AMPERMETRES A COURANT CONTINU CALIBRE (3A)
- 1 AMPERMETRE THERMIQUE AVEC SHUNT DE (20A)
- 1 TRANSFORMATEUR D'INTENSITE (10A/5A)
- 1 AMPERMETRE A COURANT ALTERNATIF CALIBRE (5A)
- 1 AMPERMETRE A COURANT ALTERNATIF CALIBRE (10A)
- 1 AMPERMETRE A COURANT CONTINU AVEC SHUNT (50A)
- 1 WATTMETRE MONOPHASE CALIBRE (5A/300V, 150V, 75V)
- 2 INVERSEURS DE PHASES
- 1 INTERRUPTEUR
- 1 SYNCHRONISEUR
- 2 RHEOSTATS DE CHAMP DE 3A
- 1 RHEOSTAT DE CHAMP DE 5A
- 1 RHEOSTAT DE DEMARRAGE
- 1 SELF TRIPHASEE
- 1 STROBOSCOPE
- 1 TACHYMETRE

réseau 380/220 V, 50 Hz

Vers départ direct
380/220 V, 50 Hz



Position 1 : Essais sous tension d'alimentation variable

Position 2 : démarrage du moteur asynchrone sous tension nominale.

FIG III - 17

Schéma de montage

- 52 -

Batterie (120 V)

* Grandeurs ramenées à 220 V :

On sait qu'à vitesse constante, le couple est proportionnel au carré de la tension donc :

$$\frac{C \text{ (à 220 V)}}{C \text{ (à } V') } = \left(\frac{220}{V'} \right)^2 \Rightarrow C \text{ (220 V)} = \left(\frac{220}{V'} \right)^2 C \text{ (à } V')$$

or : $P_t \text{ (220 V)} = C_t \text{ (220 V)} \cdot \Omega$

$$P_t \text{ (220V)} = \left(\frac{220}{V'} \right)^2 P_t \text{ (à } V')$$

- Le courant est ramené à 220 V par la formule

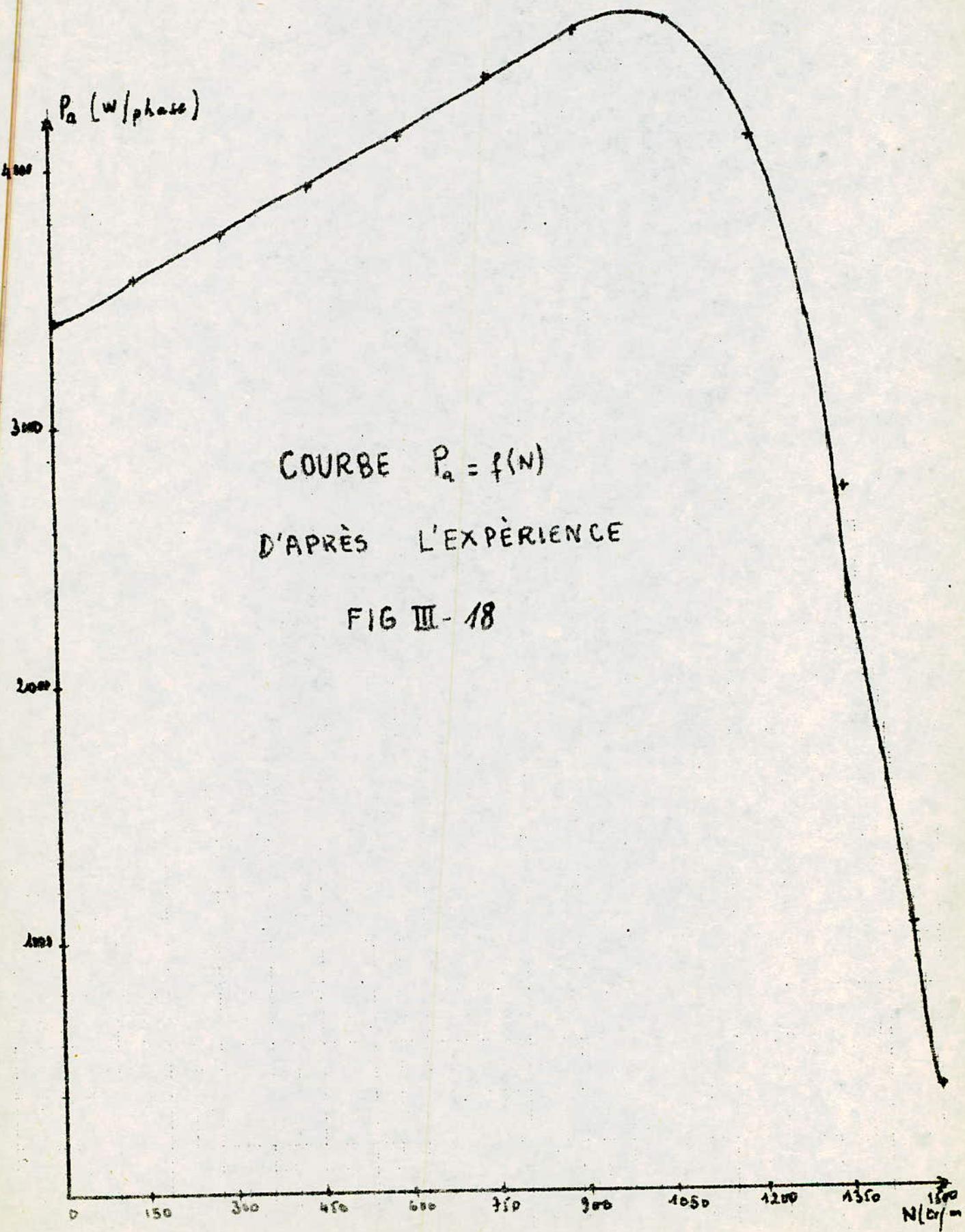
$$I \text{ (220 V)} = I \text{ (} V') \frac{220}{V'} \quad (\text{voir l'essai en C.C})$$

La puissance absorbée sous la tension de 220 V est

$$P_a = P_t \text{ (220 V)} + P_{js} \text{ (220 V)} + P_{fs} \text{ (220 V)}$$

Les caractéristiques $P_a \text{ (N)}$, $I_a \text{ (N)}$, $C \text{ (N)}$ sont données

respectivement fig. III.18, fig. III.19 et fig. III.20



$I = f(N)$ COURBE EXPÉRIMENTALE

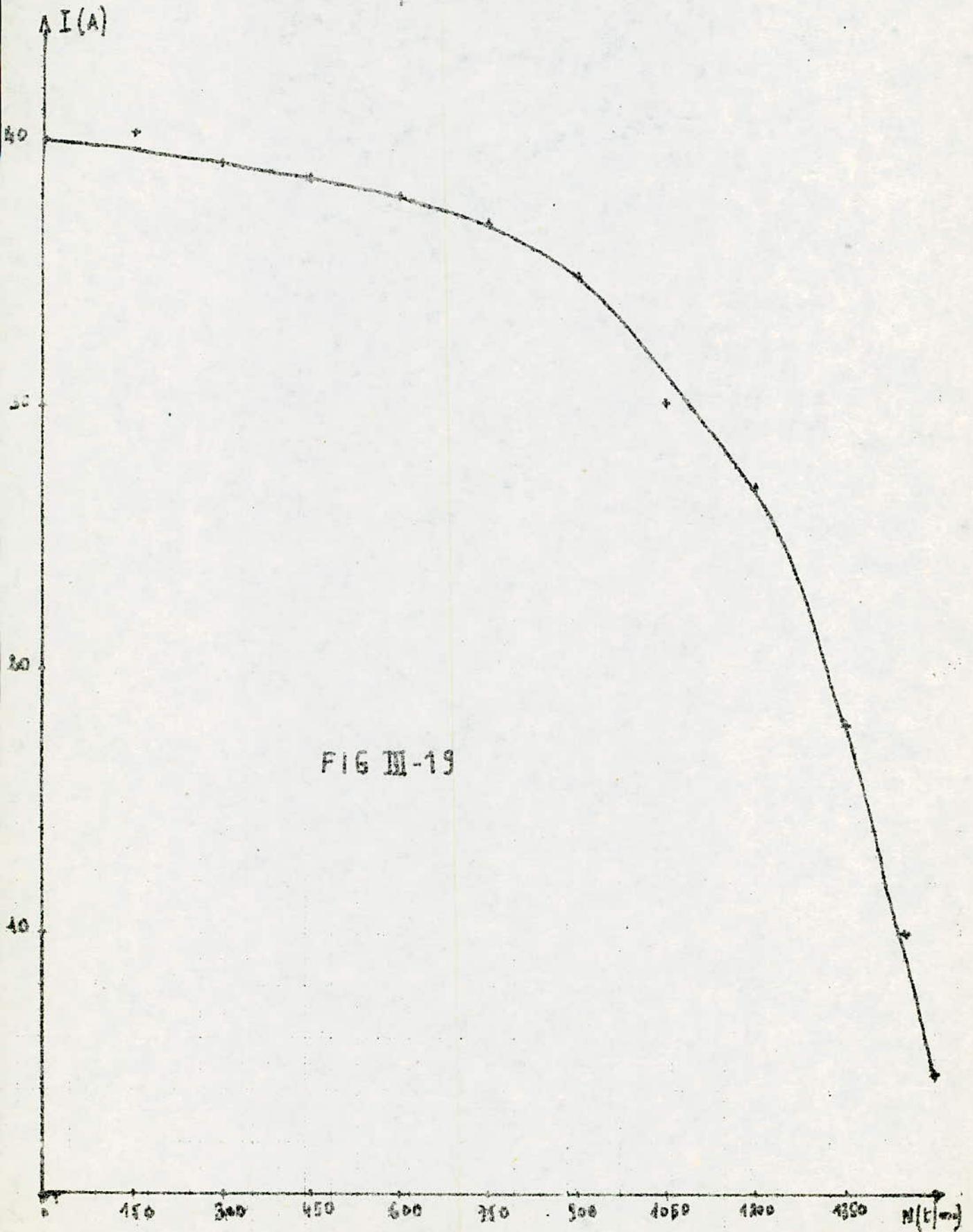
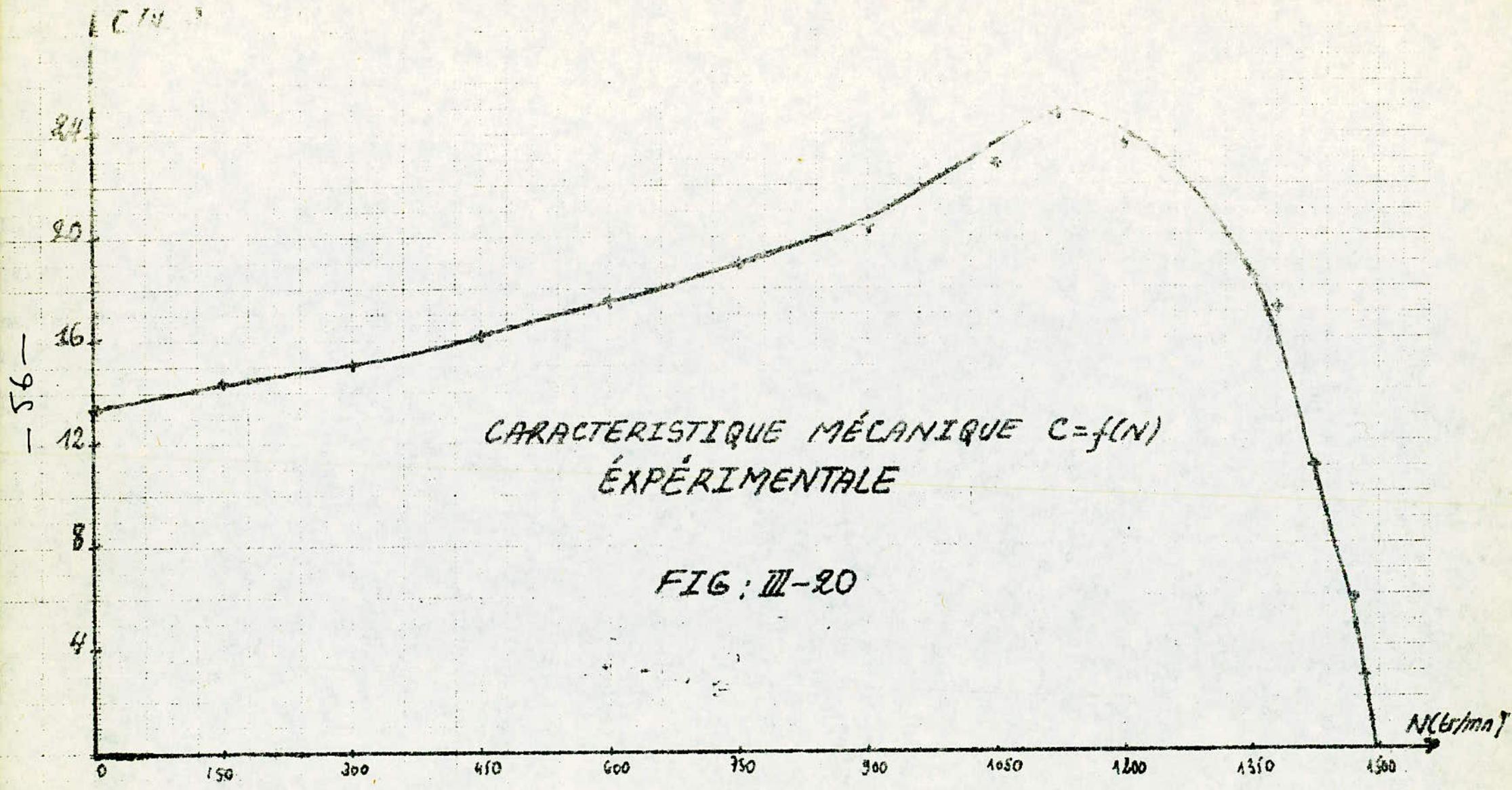


FIG III-19



CHAPITRE IV

ETUDE COMPARATIVE

ET

CHOIX DE LA METHODE

ETUDE COMPARATIVE ET CHOIX DE LA METHODE

Ce chapitre fera l'objet d'une étude comparative entre les résultats obtenus par l'expérience et ceux obtenus par les diagrammes circulaires, et c'est à partir de cette comparaison qu'on pourra donner une décision finale relative au choix de la méthode.

Dans les conditions normales, le point de fonctionnement se trouve sur la partie stable de sa caractéristique mécanique, c'est à dire pour un glissement g inférieur au glissement critique (g donnant le couple maximum). C'est pour cette raison qu'on comparera essentiellement les parties stables des caractéristiques mécaniques obtenues par les diagrammes circulaires à celle obtenue par l'expérience. De plus, nous calculerons les coefficients K_c et K_d respectivement de surcharge et de démarrage du moteur afin de les comparer à ceux obtenus par l'expérience.

Sur la figure (FIG IV-1), on a rassemblé toutes les caractéristiques mécaniques tracées dans le chapitre III, ce qui nous permettra de voir et évaluer l'écart relatif par rapport à l'expérience.

La caractéristique mécanique obtenue par le schéma équivalent servira (comme on l'a déjà indiqué au chapitre III) à vérifier l'identification de la machine en la comparant à celle obtenue expérimentalement.

Vu l'importance de la stabilité et du démarrage du moteur asynchrone, on définit les deux coefficients suivants:

- coefficient de surcharge (ou stabilité) $K_c = \frac{C_{max}}{C_n}$
- coefficient de décollage (démarrage) $K_d = \frac{C}{C_n}$

où:

$-C_n$ est le couple nominale du moteur

$-C_{max}$ est le couple maximum

$-C_d$ est le couple de démarrage

Pour les moteurs à rotor bobiné, les deux coefficients sont généralement compris entre:

$$-K_c = 2 \rightarrow 3 \quad ; \quad K_d \equiv 1,2 - 1,8$$

IV-1 COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS:

IV-1-1 SUR LA PARTIE STABLE:

Les résultats obtenus par l'expérience sont la base de notre comparaison.

En observant la FIG IV-1 on voit que la courbe qui se rapproche le plus de la courbe expérimentale le long de sa partie stable est

bien la courbe obtenue à partir du diagramme du cercle par la méthode paramétrique, son écart relatif étant de 4% (couple

maximum est de 24,8 N.m), elles sont donc presque superposables.

L'écart relatif moyen de la courbe obtenue à partir du diagramme du cercle par la méthode classique est de 10%, il atteint même

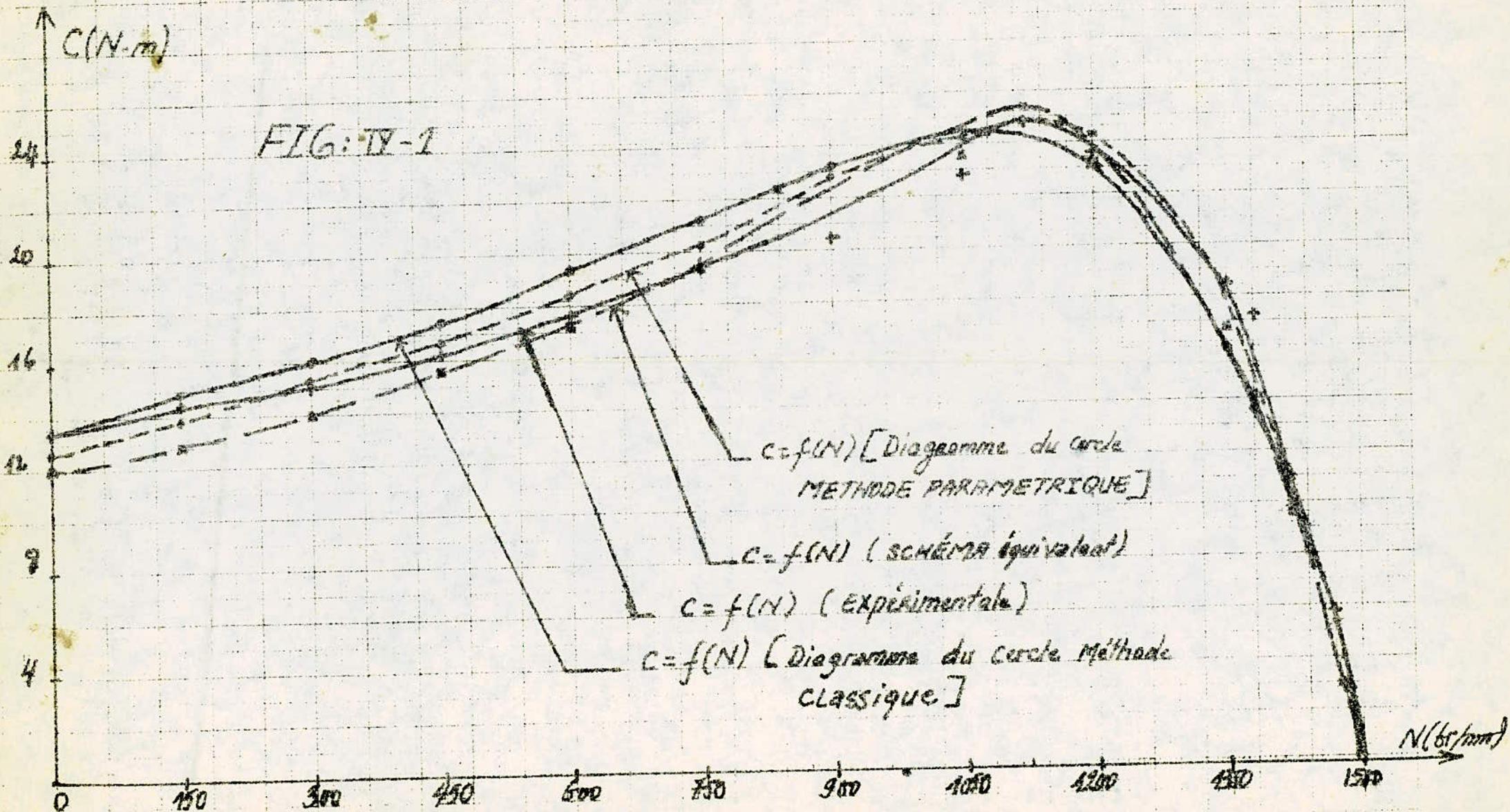
12% dans le cas où le glissement est supérieur au glissement nominal g_n : (Voir FIG IV-1).

IV-1-2 PAR LES COEFFICIENTS K_c ET K_d :

Dans le tableau ci-dessous, on a regroupé les deux coefficient K_c

et K_d relatifs à chaque méthode ainsi que le glissement critique g_c

qui un élément essentiel de la caractéristique mécanique qu'on comparera à l'expérience.



§ § § §	Expérience	Méthode Paramétrique	Méthode Classique	Schéma Equivalent
$g_c(\%)$	25	25,3	28	25,4
K_c	2,76	2,76	2,73	2,80
K_d	1,52	1,42	1,50	1,40

En examinant attentivement les résultats donnés sur le tableau ci-dessus, on constate que la méthode paramétrique est la méthode qui se rapproche le plus de l'expérience en effet:

-Son glissement critique (25,3%) diffère peu de celui obtenu par l'expérience (25%).

-Son coefficient de surcharge coïncide exactement avec celui de l'expérience (2,76).

-Légère différence du coefficient de décollage.

Par contre, pour la méthode classique, bien que les coefficients K_c et K_d sont très proches de ceux de l'expérience, le glissement critique est différent (28% valeur assez élevée).

CONCLUSION : Suite à ce qui a été dit ci-dessus on choisira comme méthode de tracé du diagramme du cercle la méthode dite METHODE PARAMETRIQUE qui, comme on l'a vu, donne de bons résultats.

IV-2: CARACTERISTIQUE MECANIQUE OBTENUE PAR LE SCHEMA EQUIVALENT EN "L":

Avec les paramètres de la machine mesurés (CHAPITRE III) et qui sont rappelés le:

$$r_1 = 0,71 \Omega \quad ; \quad L_1 \omega = 45,8 \Omega \quad ; \quad \sigma = 0,11$$

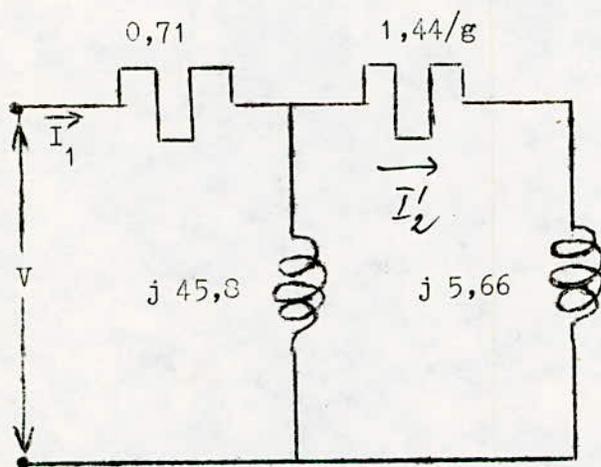
$$r_2 = 0,12 \Omega \quad ; \quad L_2 \omega = 4,3 \Omega$$

on obtient un bon schéma équivalent en "L" et donc une bonne identification de la machine, car en examinant la caractéristique mécanique relative à ce schéma, on constate qu'elle ne diffère que peu de celle obtenue par l'expérience aussi bien dans la partie stable (13%) que dans la partie instable (14%) et cela malgré qu'on a négligé les pertes fer qui sont d'ailleurs faibles (0,5% de la puissance absorbée nominale).

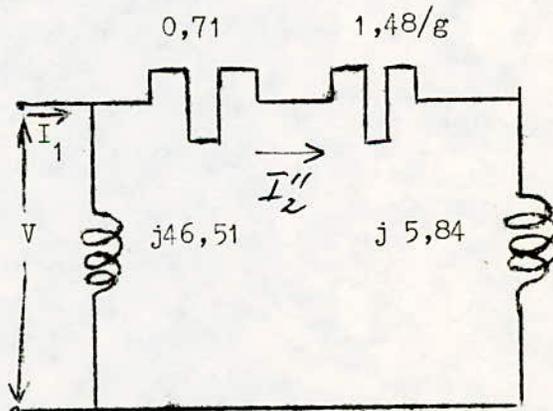
Le tableau précédent montre que le glissement critique ($g_c = r_2 / s L_2 \omega = 25,4\%$) se rapproche du glissement critique expérimental (25%)

N.B : Les valeurs des paramètres données plus haut ne sont qu'une convergence de plusieurs essais effectués sur la machine (toutes les mesures convergent vers ces valeurs).

Tout calcul fait, les deux schémas équivalents sont:



SCHEMA EQUIVALENT EN "T"



SCHEMA EQUIVALENT EN "L"

Remarque: Les valeurs des réactances et des résistances sont données en Ohm (Ω).

CONCLUSION

Notre étude étant terminée on pense que les résultats obtenus sont assez satisfaisants et répondent bien à ce que l'on s'attendait, malgré le manque de matériel et surtout de précision, constaté dans le laboratoire. On tient à remarquer que le travail aurait pu être plus complet si on avait étudié la machine sous ses trois régimes (moteur, frein, génératrice), mais vu l'étroitesse du temps s'est contenté de l'étude de la partie moteur simplement. C'est pourquoi on souhaite que les étudiants des promotions qui viennent prennent la seconde partie en charge (frein, génératrice), tout en y apportant du nouveau telle-que l'élaboration d'un programme permettant le tracé de la caractéristique mécanique complète.

On souhaite également que notre travail trouve un écho au sein de la communauté électrotechnicienne et plus exactement dans le cadre des T-P du module FEN 217.

8 TABLE DES MATIERES

	PAGES
INTRODUCTION -----	1
CHAPITRE I : RAPPELS THEORIQUES -----	2
I-1 : GENERALITES -----	3
I-1-a : DEFINITION -----	3
I-1-b : CONSTITUTION -----	3
I-1-c : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT -----	3
I-2 : GLISSEMENT -----	3
I-3 : ETABLISSEMENT DES EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR -----	4
I-3-a : rapport de transformation -----	8
I-4 : SCHEMAS EQUIVALENTS -----	9
I-4-1 : SCHEMA EQUIVALENT REEL -----	9
I-4-2 : SCHEMA EQUIVALENT EN "T" -----	9
I-4-3 : SCHEMA EQUIVALENT EN "L" -----	11
I-5 : PUISSANCES - RENDEMENT -----	13
I-6 : ETUDE DE LA CARACTERISTIQUE MECANIQUE -----	14
I-7 : DETERMINATION DES PARAMETRE DE LA MACHINE -----	16
I-7-1 : MESURE DES RESISTANCES -----	16
I-7-2 : MESURE DES INDUCTANCES CYCLIQUE L_1 ET L_2 -----	16
I-7-3 : MESURE DU COEFFICIENT DE DISPERSION σ -----	16
CHAPITRE II : ETUDE DE LA FONCTION HOMOGRAPHIQUE -----	18
II-1 : GENERALITES -----	19
II-2 : PROPRIETES DE "F" -----	20
II-3 : TRACE DU DIAGRAMME -----	20
II-3-a : POINTS CARACTERISTIQUES -----	20
II-3-b : TANGENTES -----	21

TABLE DES MATIERES

	PAGES
II-4 : DIAGRAMME CIRCULAIRE DU MOTEUR ASYNCHRONE -----	22
II-4-1 : GENERALITES -----	22
II-4-2 : FORME DU DIAGRAMME -----	22
FORME	
II-4-3 : TRACE DU DIAGRAMME -----	22
II-4-3-1 : METHODE PARAMETRIQUE -----	22
a) Diagramme d'impédance -----	22
b) Diagramme du courant -----	23
II-4-3-2 : METHODE CLASSIQUE	
a) Essai à vide sous une tension nominale	
$v (g \neq 0)$ -----	23
b) Essai en court circuit à rotor calé	
$(g = 1)$ -----	25
c) Determination du centre du cercle -----	26
II-4-4 : ECHELLES -----	26
1) Droite des couples -----	26
2) Droite des puissances utiles (P_u) -----	26
3) Droite des glissements -----	26
4) Droite des puissances absorbées (P_a) -----	29
CHAPITRE III : ESSAI D'UN MOTEUR ASYNCHRONE -----	30
III-1 : IDENTIFICATION DE LA MACHINE -----	31
III-1-1 : MESURE DES RESISTANCES	
a) stator	
b) rotor	
III-1-2 : MESURE DES INDUCTANCES CYCLIQUES ET	
LE COEFFICIENT DE DISPERSION -----	31
a- Inductance cyclique statorique -----	31
b- Mesure du coefficient de dispersion -----	32

TABLE DES MATIERES

	PAGES
b-1: Par la connaissance des rapport de trans- -formation -----	32
b-2: Méthode de DREYFUS -----	32
c-Determination de $L_2 \omega$ -----	32
III-2: ESSAIS PERMETTANT LE TRACE DES DIAGRAMMES -----	33
III-2-1:SEPARATION DES PERTES à VIDE -----	33
III-2-2:ESSAI à VIDE -----	35
III-2-3:ESSAI EN COURT-CIRCUIT -----	35
III-3 : TRACE DU DIAGRAMME -----	37
III-3-1: METHODE CLASSIQUE -----	37
a) Détermination du point A_0 -----	37
b) Détermination du point A_{cc} -----	37
c) Détermination du centre du cercle -----	37
d) Détermination de la droite des couples A_{CA} -----	37
III-3-2: METHODE PARAMETRIQUE -----	38
a)Diagramme d'impédance -----	38
b)Diagramme de courant -----	38
III-4: DETERMINATION DES CARACTERISTIQUE $C(N), P_a(N), I_a(N)$ -----	38
III-4-1: D'APRES LES DIAGRAMMES DU CERCLE -----	38
III-4-1-1: METHODE CLASSIQUE -----	38
a) Courant absorbé -----	38
b) Puissance absorbée -----	38
c) Couple transmis -----	38

TABLE DES MATIERES

	PAGES
III-4-1-2: METHODE PARAMETRIQUE -----	39
III-4-2: D'APRES LE SCHEMA EQUIVALENT -----	39
III-4-3: TRACE DE LA CARACTERISTIQUE EXPERIMENTALE --	47
III-4-3-1: FONCTIONNEMENT ET UTILITE DU GROUPE WARD LEONARD -----	47
III-4-3-2: MANIPULATION -----	48
a) Montage -----	48
b) Mode opératoire -----	49
c) Tableau des résultats -----	50
CHAPITRE IV: ETUDE COMPARATIVE ET CHOIX DE LA METHODE -----	57
IV-1 :COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS -----	59
IV-1-1: SUR LA PARTIE STABLE -----	59
IV-1-2: PAR LES COEFFICIENT K_c ET K_d -----	59
IV-2: CARACTERISTIQUE MECANIQUE OBTENUE PAR LE SCHEMA EQUIVALENT -----	61
CONCLUSION: -----	63

BIBLIOGRAPHIE

ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE (GUY SEGUIER)

MACHINES ELECTRIQUES A COURANT ALTERNATIF

(M KOSTENKO ET L PIOTROVSKI)

MACHINES A INDUCTION . MACHINES A COLLECTEUR

(E . PILLET)

REVUE GENERALE D'ELECTRICITE TOME VII (6 MARS 1920)

ELECTROTECHNIQUE A L'USAGE DES INGENIEURS

(A. FOUILLE)

