

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ÉTUDE DE LA
MACHINE SYNCHRONE
A ROTOR MASSIF

Proposé par :

M.E.H. ZAÏM

Etudié par :

TAHI
ZERHOUG

Dirigé par :

M. ZAÏM

PROMOTION :

Janvier - 85



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT ÉLECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

INGÉNIEUR D'ÉTAT EN ÉLECTROTECHNIQUE

— SUJET —

**ÉTUDE de la MACHINE SYNCHRONES
à ROTOR MASSIF**

Proposé par :

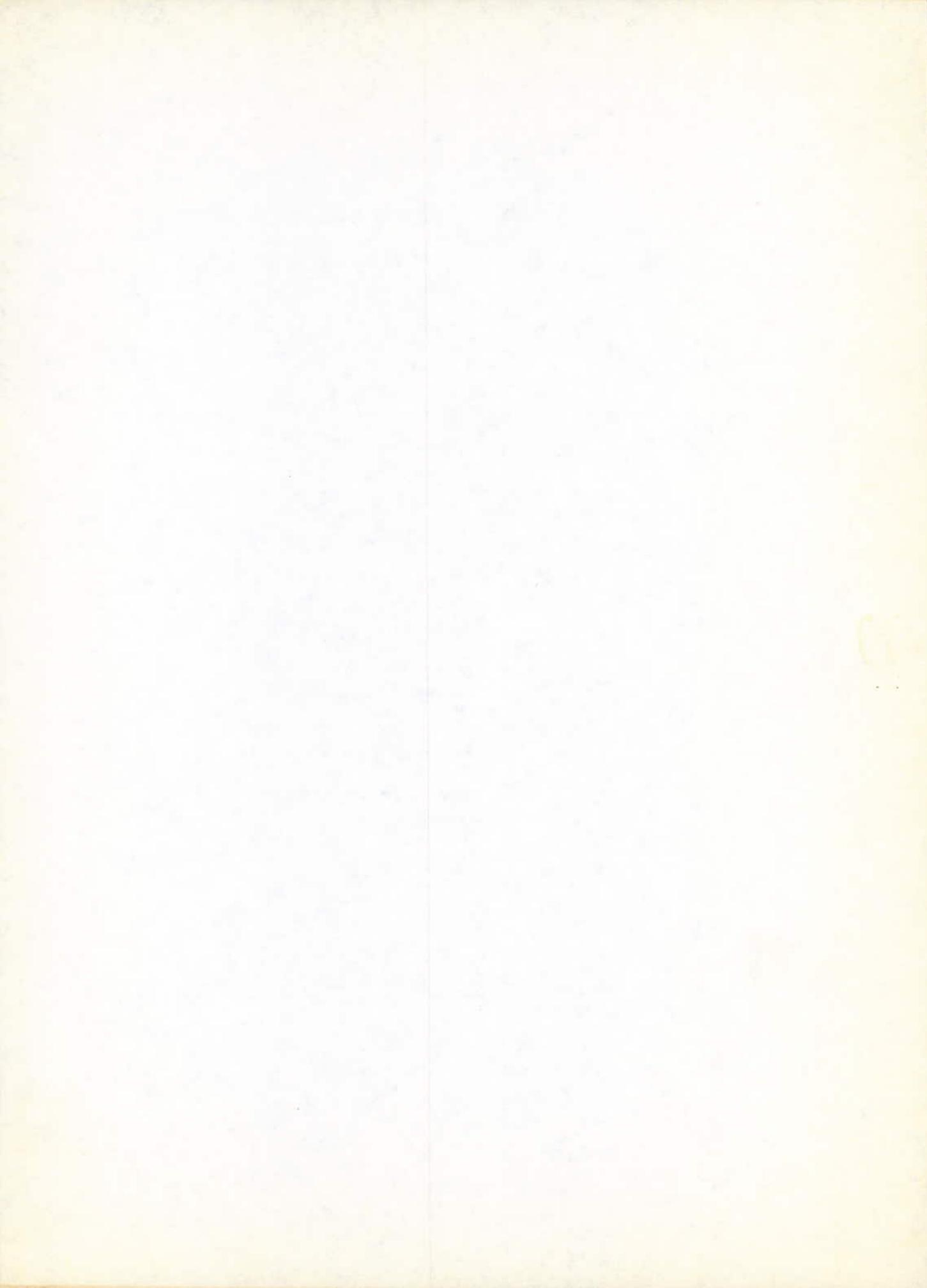
E. H. ZAIM

Etudié par :

TAHI Slimane

ZEROUG Houcine

Promotion Janvier 1985



R E M E R C I E M E N T S

Nous tenons à remercier vivement notre promoteur Monsieur ZAIM pour son dévouement et son aide précieuse qu'il nous a apportée.

Nous tenons aussi à remercier tous les professeurs qui ont contribué de près et de loin à notre formation.

Nous exprimons nos plus vifs remerciements aux personnels de la SINAMP et l'ENEL et en particulier à Monsieur BOUMHRAT qui nous a facilité la tâche.

Nos remerciements vont également à tous ceux qui ont contribué de près et de loin à l'élaboration de ce modeste ouvrage, en particulier à Monsieur MABROUKI Kada et à Monsieur BATATA Nouredine.

Nous n'oublions pas de remercier Monsieur KAMAL, agent au labo d'électrotechnique de l'ENPA.

La dactylographie de ce travail est due à Madame BOUAQUINA qu'elle trouve ici l'expression de nos sincères remerciements.



D E D I C A C E S

A MES PARENTS

A MES FRERES ET SOEURS

A TOUS MES AMIS INTIMES

A TOUS CEUX QUI ONT CONTRIBUE A MA FORMATION

JE DEDIE CE TRAVAIL

TAHI Slimane

A MON PERE

A MA MERE

A MES FRERES ET SOEURS

A TOUS CEUX QUI ONT CONTRIBUE DE PRES ET DE LOIN

A MA FORMATION

A TOUTE MA FAMILLE

A TOUS MES AMIS

JE DEDIE CE TRAVAIL

ZEROUG Houcine

S O M M A I R E

I N T R O D U C T I O N

- CHAPITRE I GENERALITES sur les machines à réluctance variable.
- 1.- Structure de base
 - 1.1- Circuit à un seul enroulement.
 - 1.2- Circuits à plusieurs enroulements.
 - 2.- Structure à faible nombre de dents.
 - 2.1- Machine hétéropolaire.
 - 2.2- Machine à réluctance avec excitation homopolaire.
 - 3.- Structure à double denture et grand nombre de dents.
- CHAPITRE II Modèle théorique de la machine à réluctance variable
- 1.- Etablissement des équations de fonctionnement.
 - 1.1- Expression des flux dans les différents enroulements.
 - 1.2- Expression développée des courants.
 - 1.3- Expression développée des flux.
 - 1.4- Etablissement des équations de fonctionnement par les composantes de Park.
 - 1.5- Régime permanent synchrone.
 - 2.- Cas de la M.R.V. non excitée.
 - 2.1- Equations de fonctionnement.
 - 2.2- Expression du couple électromagnétique.
 - 2.3- Fonctionnement à tension constante.
 - 2.4- Etude de la stabilité.

- 3.- Cas de la machine homopolaire.
- 3.1- Principe de fonctionnement.
- 3.2- Equations de fonctionnement.
- 3.3- Expression du couple.
- 3.4- Diagramme du courant.
- 3.5- Puissance, limite de fonctionnement.

CHAPITE III ETUDE EXPERIMENTALE

- 1.- Essais sur la M.R.V. non excitée
 - 1.1- Mesure de la résistance.
 - 1.2- Mesure des selfs et mutuelles inductances.
 - 1.2.1- Détermination des constantes de la machine.
 - 1.3- Essais directs.
 - 1.3.1- Essai à vide.
 - 1.3.2- Essai en charge.
 - 1.3.2.1- Rendement et facteur de puissance.
 - 1.3.2.2- Diagramme du cercle dans le plan P - Q.
 - 1.4- Récapitulatif de l'identification de la M.R.V.
- 2.- Machine homopolaire.
 - 2.1- Mesure des réactances.
 - 2.2- Caractéristique de magnétisation.
 - 2.3- Caractéristique de court-circuit.
 - 2.4- Essai en charge
 - 2.4.1- Caractéristique externe.
 - 2.4.2- Caractéristique de réglage.
 - 2.4.3- Courbes de Mordey.
 - 2.4.4- Rendement et facteur de puissance.
 - 2.4.5- Diagramme du cercle dans le plan P - Q.
 - 2.5- Résumé de l'identification.
- 3.- Comparaison entre les résultats expérimentaux et théoriques.
- 4.- Comparaison des performances des deux machines.
- 5.- Conclusion.

NOTATIONS

SYMBOLE	DESIGNATIONS	UNITE
R_s	Résistance d'une phase statorique.	Ω
R_r	Résistance du circuit d'excitation.	Ω
I_r	Valeur du courant d'excitation.	A
i_1	Valeur instantanée du courant statorique.	A
i_2	Valeur instantanée du courant statorique.	A
i_3	Valeur instantanée du courant statorique.	A
Ψ_1	Flux statorique dans la phase une.	Wb
Ψ_2	Flux statorique dans la phase deux.	Wb
Ψ_3	Flux statorique dans la phase trois.	Wb
L_0	Fondamental de l'inductance statorique.	H
L_1	Coéfficient du 1er harmonique de l'inductance.	H
M_0	Fondamental de la mutuelle statorique.	H
M_1	Coéfficient du 1er harmonique de la mutuelle.	H
M'_0	Fondamental de la mutuelle stator-rotor.	H
M'_1	Coefficient du 1er harmonique de la mutuelle stator-rotor.	H
L_r	Inductance du circuit d'excitation.	H
φ	Déphasage entre la tension et le courant.	rd
δ	angle interne.	rd
P	Nombre de paire de pôle.	-
Z_R	Nombre de dent rotorique.	-
Z_s	Nombre de dent statorique.	-
X_d	Réactance longitudinale (directe).	Ω
X_q	Réactance transversale.	Ω
I	Valeur efficace du courant	A
V_i	Valeur efficace de la tension de la phase (i)	V

I N T R O D U C T I O N

La conversion d'énergie électromagnétique dans les machines tournantes nécessite en général la présence de deux enroulements réels ou fictifs parcourus par des courants.

Cependant le fonctionnement avec une seule armature alimentée est possible lorsque le circuit magnétique présente une anisotropie liée à la position du rotor.

Les machines dites à réluctance variable ne comportent généralement pas d'enroulement au rotor, elles sont utilisées depuis fort longtemps pour des applications particulières; par exemple en alternateurs à haute fréquence pour l'alimentation en puissance de postes émetteurs.

Les machines à réluctance variable ont une puissance massique (1) inférieure à celle des machines classiques et n'ont donc pas connu un grand développement. Leur intérêt s'est affirmé avec l'extension des possibilités en électronique de puissance: alimentation à des fréquences élevées, alimentation en pas à pas.

Les petits moteurs sont très répandus dans la robotique, l'informatique ou la machine outil. Ils fonctionnent le plus souvent en pas à pas où l'effet de positionnement est primordial.

Les moteurs à réluctance variable peuvent concurrencer(2) les moteurs classiques dans la gamme de vitesses très élevées mais également à vitesse très basse permettant ainsi de supprimer les réducteurs.

Les recherches actuelles se développent suivant ces deux axes:

- Machines rapides à haute performances
- Machines lentes à couple élevé.

Nous nous sommes intéressés à la première catégorie et nous avons entrepris l'étude d'une machine à faible nombre de dents au rotor.

Nous nous limitons à l'aspect électrotechnique du problème en ne considérant que le fonctionnement synchrone à fréquence d'alimentation fixe.

Dans la première partie de notre travail, nous décrivons brièvement les différents types de machines à réluctance variable existants en insistant sur l'importance du nombre de dents au rotor et au stator lié à l'influence d'une excitation supplémentaire au stator.

Nous proposons ensuite, un modèle d'étude lié à la structure des machines étudiées. Celles ci concernent:

- Les machines à réluctance pure, dans lesquelles seule la variation de l'inductance propre est créatrice d'énergie mécanique.
- Les machines à réluctance mixte pour lesquelles coexistent un circuit alternatif et une excitation continue.

Dans ce cas c'est le couplage variable entre les deux circuits qui doit être pris en compte.

Moyennant certaines hypothèses simplificatrices, nous développons les équations de fonctionnement électrique et mécanique en mettant en relief les conditions d'existence d'un couple synchrone.

A partir des résultats expérimentaux que nous développons au troisième chapitre, nous comparons les performances de ces deux types de machines et nous étudions la validité du modèle théorique choisi.

CHAPITRE 1

GENERALITES

1.- LES STRUCTURES DE BASE

ENERGIE - COENERGIE - COUPLE

Considérons un circuit magnétique simple sans hystéresis comportant un enroulement parcouru par courant;

Nous appelons Ψ le flux total à travers cet enroulement. Dans le cas général Ψ est fonction du courant à cause de la saturation magnétique.

Si i varie entre 0 et la valeur finale I et Ψ entre 0 et Ψ_f nous définissons l'énergie W_e emmagasinée dans le circuit magnétique ainsi que la coénergie W_c par

$$W_e = \int_0^{\Psi_f} i d\Psi ; \quad W_c = \int_0^I \Psi di$$

Lorsque le circuit magnétique comporte n enroulements Les variations élémentaires de l'énergie et de la coénergie sont données par:

$$d W_e = (i_1 \dots \dots \dots i_n) \left\{ \begin{array}{l} d\Psi_1 \\ d\Psi_2 \\ d\Psi_n \end{array} \right\}$$

$$d W_c = (\Psi'_1 \dots \dots \dots \Psi'_n) \left\{ \begin{array}{l} di_1 \\ di_2 \\ di_n \end{array} \right\}$$

L'énergie s'exprime en fonction des flux et la coénergie en fonction des courants.

Les convertisseurs électromagnétiques comprennent un circuit déformable et nous sommes amenés à introduire, en plus, des variables géométriques traduisant la position des parties mobiles. Cette dernière est repérée par un angle α et nous avons:

$$W_e = W_e (\Psi_1, \dots, \Psi_n, \alpha)$$

$$W_c = W_c (i_1, \dots, i_n, \alpha)$$

Le couple qui s'exerce sur la partie mobile peut être calculé à partir des variations de l'énergie ou de la coénergie en fonction de la position (3), ainsi

$$\Gamma = - \frac{\partial W_e}{\partial \alpha} \quad \text{pour un déplacement à flux constant}$$

$$\Gamma = \frac{\partial W_c}{\partial \alpha} \quad \text{pour un déplacement à courant constant.}$$

1.1. circuit comportant un seul enroulement.

Considérons un circuit magnétique défini en coupe sur la fig. I-1 comprenant un stator muni d'un seul enroulement et un rotor présentant deux axes de symétrie.

Nous pourons noter deux valeurs particulières de α

$$\alpha = \alpha_2 \quad \text{flux maximum}$$

$$\alpha = \alpha_1 \quad \text{flux minimum}$$

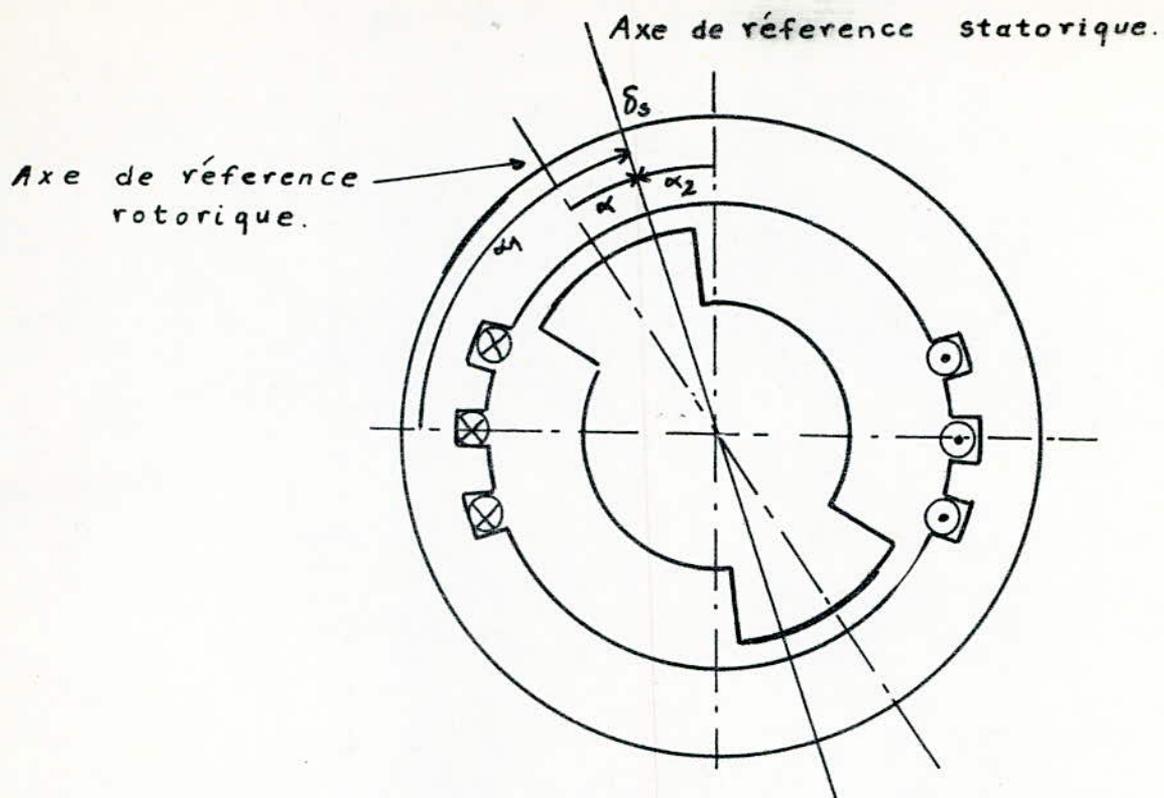


Fig-I.1 Machine à réluctance variable.

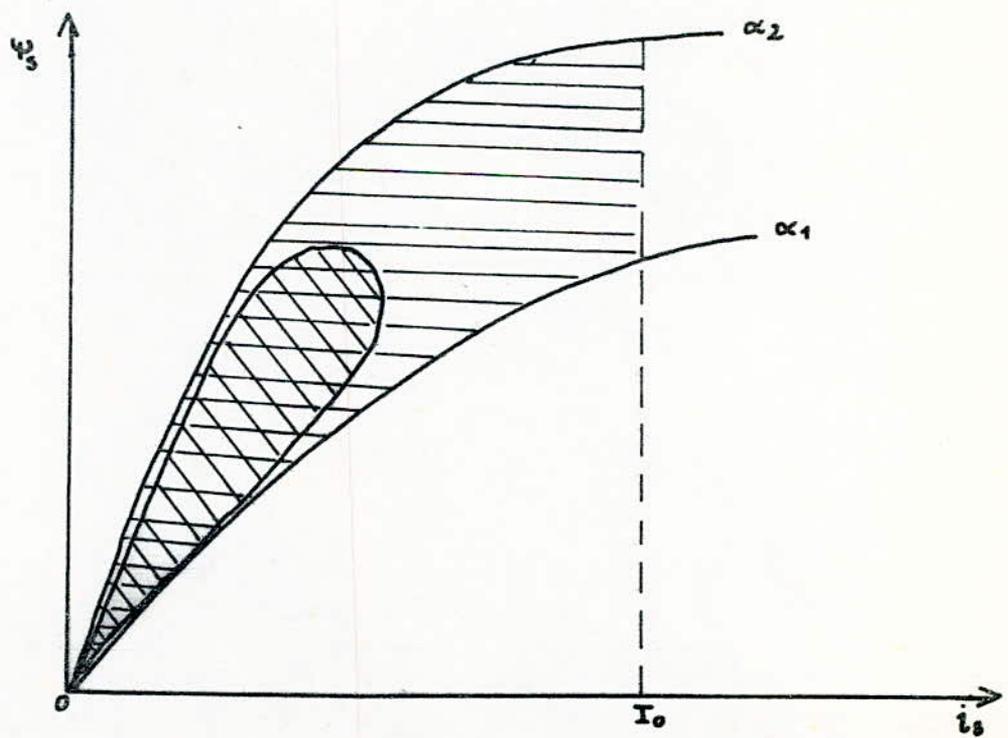


Fig-I. 2 . Variation du flux statorique.

Les courbes de variations du flux en fonction du courant pour ces deux positions sont données sur la fig. 1-2 où nous avons tenu compte de la saturation.

Dans le cas d'un déplacement du rotor à courant constant et égal à I_0 , la variation de la coénergie magnétique est représentée par l'aire hachurée.

Cette aire définit le travail maximal par cycle que peut fournir la machine. En fait le courant n'est pas constant lors d'un cycle, le point (Ψ_s, i_s) décrit une courbe fermée comprise dans la zone hachurée, lorsque le rotor a effectué un tour entier ou suivant sa géométrie, une fraction de tour.

C'est le cycle de fonctionnement de la machine; son aire est proportionnelle au travail fourni (zone quadrillée) circuit en régime linéaire, avec un seul enroulement.

Si le flux est proportionnel au courant, nous avons:

$$\Psi_s = \mathcal{L}_s(\alpha) i_s$$

L'énergie et la coénergie ont même valeur numérique et

$$W_c = \frac{1}{2} \mathcal{L}_s(\alpha) i_s^2$$

nous en déduisons

$$\Gamma = \frac{1}{2} \frac{\partial \mathcal{L}_s}{\partial \alpha} i_s^2$$

1.2 Circuit en régime linéaire comportant plusieurs enroulements.

Les flux s'expriment en fonction des courants par une relation du type

$$[\Psi] = [L_{ij}(\alpha)] [i]$$

où $[\Psi]$ est la matrice colonne des n flux et $[i]$ la matrice colonne des n courants.

La coénergie magnétique s'écrit dans ce cas:

$$W_c = \frac{1}{2} [i]_t [L_{ij}] [i]$$

L'expression du couple:

$$\Gamma = \frac{1}{2} [i]_t \left[\frac{\partial L_{ij}}{\partial \alpha} \right] [i]$$

Il est possible également de considérer deux armatures distinctes au stator; il est nécessaire d'introduire dans ce cas le couplage magnétique entre les deux circuits.

Ce type de machine est appelé machine à réluctance mixte ou machine hybride.

La deuxième armature est généralement monophasé et alimenté en courant continu.

Nous pourrions dire que le fonctionnement d'une machine à réluctance variable est lié à une variation en fonction de la position soit, des inductances propres, soit de la mutuelle entre deux circuits fixes.

Nous allons décrire dans la suite les machines à réluctance variable les plus caractéristiques en les groupant suivant deux catégories:

- Les machines rapides à faible nombre de dents rotorique
- Les machines à double denture et grand nombre de dents au rotor.

2.- LES STRUCTURES A FAIBLE NOMBRE DE DENTS

Elles sont apparues les premières et ont fait l'objet d'un grand nombre d'études.

Les stator est lisse et alimenté par un système polyphasé à p paires de pôles.

Nous retrouvons des machines fonctionnant sur les deux principes énoncés: réluctance pure et réluctance mixte.

2.1. La machine hétéropolaire.

Cette machine se caractérise par un nombre de dents rotorique vérifiant la relation:

$$Z_R = 2p \quad (1 \text{ dent par pôle})$$

2.2. La machine à réluctance avec excitation homopolaire.

Le stator comporte en plus de l'enroulement hétéropolaire, une excitation continue et le nombre de dents rotoriques

est tel que : $Z_R = p$. (1 dent par paire de pôle)

Les structures à stator lisse ne conviennent pas pour un nombre de paires de pôles élevé. Elles sont intéressantes dans le cas d'une alimentation à fréquence élevée, la construction du rotor autorisant des vitesses importantes

$$(p = 1 \text{ ou } p = 2)$$

3.- LES STRUCTURES A DOUBLE DENTURE ET GRAND NOMBRE DE DENTS

Le stator et le rotor présentent un grand nombre de dents. Les enroulements sont bobinés au stator.

Ces machines peuvent fournir un couple élevé à une vitesse faible. Les nombres de dents rotoriques Z_R et statoriques Z_S doivent être compatibles dans ce cas avec la polarité de la machine.

On peut montrer que la condition nécessaire à l'existence d'un couple moyen normal se traduit par

$$Z_R - Z_S = \pm 2p$$

La variation des inductances en fonction de la position résulte de l'effet combiné des structures du stator et du rotor suivant la géométrie de l'enroulement statorique, nous distinguons deux types de machines:

- La première correspond à un enroulement réparti dans les encoches statoriques toutes identiques fig. I-3
- Le second correspond à une configuration localisée autour de plots dentés Fig. I-4

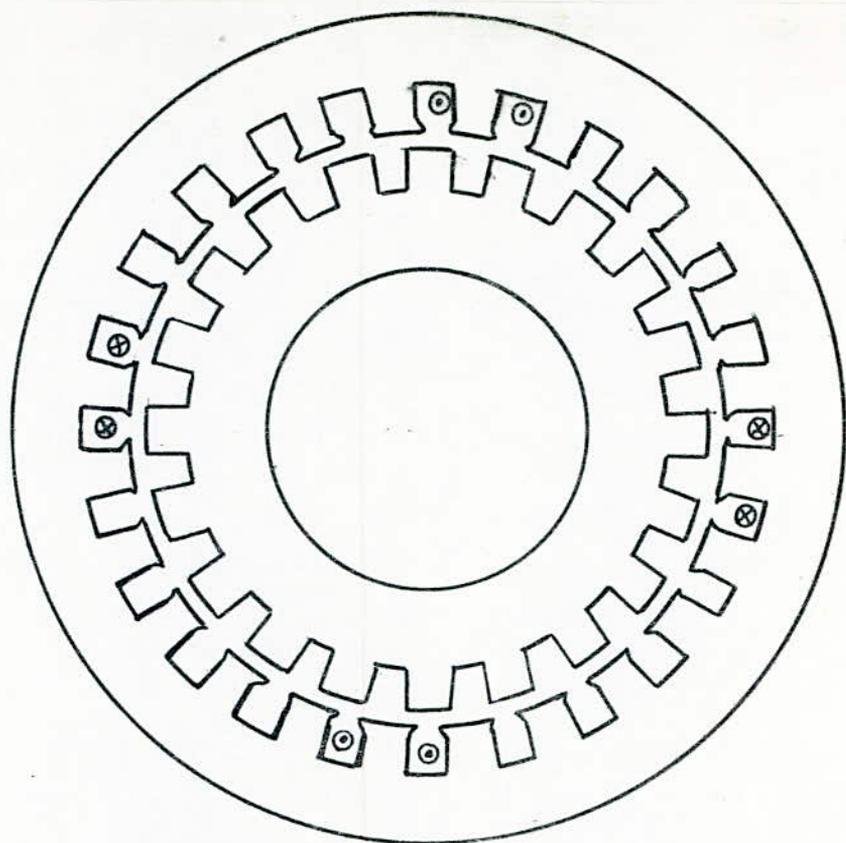


Fig. I-3. Machine Vernier à enroulement réparti

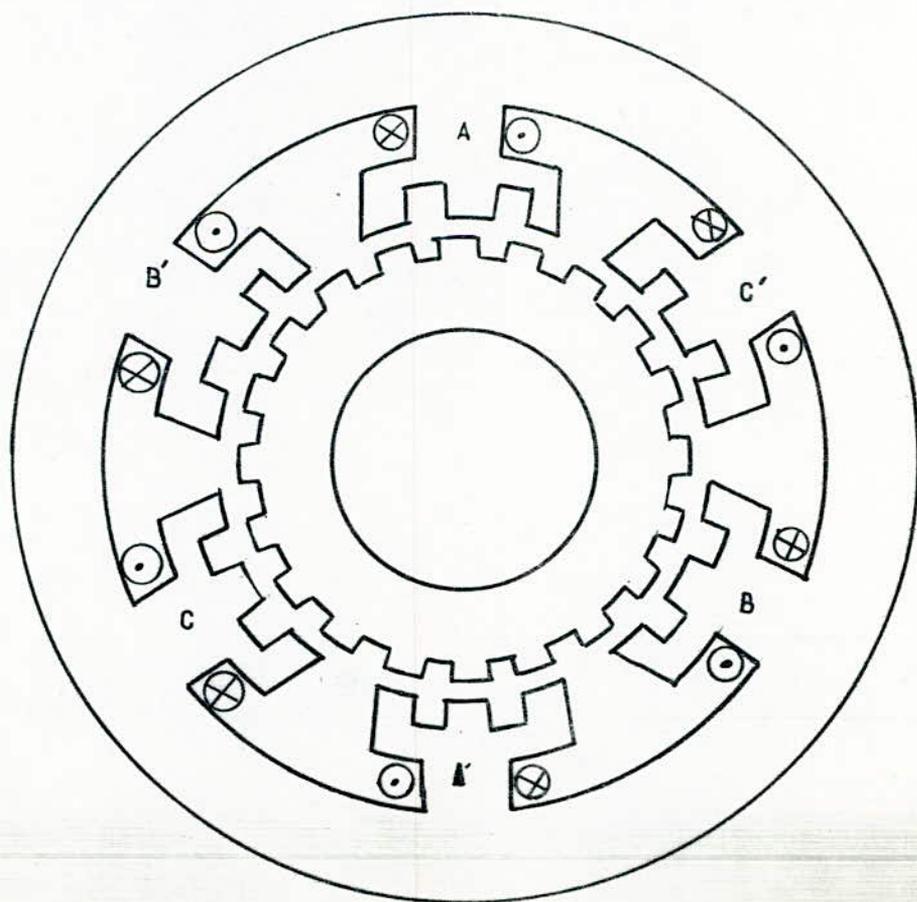


Fig. I-4. Machine à plots.

On retrouve parmi ces dernières, les machines pas à pas où la structure en plots permet un positionnement précis et peut conduire à des couples statiques importants.

Dans le cadre de notre projet, nous nous intéressons à la configuration à faible dents rotoriques et nous étudions les **M.R.V** à réluctance pure et mixte (excitation homopolaire).

La machine homopolaire que nous présentons se distingue par rapport à celles déjà existantes [6] par la simplicité relative de son rotor et de son stator.

Nous restreignons notre étude au régime permanent synchrone où les pièces massives n'interviennent pas.

Avant de définir les équations de fonctionnement de ces deux types de machines, nous présentons un modèle d'étude les groupant.

CHAPITRE 2

ETUDE THEORIQUE

MODELE THEORIQUE DE LA MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE

1.- Etablissement des Equations de Fonctionnement.

Nous envisageons dans ce chapitre de présenter un modèle d'étude permettant de calculer les performances de la M R V avec ou sans excitation continue.

Nous supposons un fonctionnement en régime stationnaire, équilibré et non saturé, ainsi les flux traversant les différents enroulements s'expriment en fonction des courants et des coefficients de self-induction.

Moyennant certaines hypothèses, nous passerons ensuite aux axes d - q à l'aide de la transformation de Park en projetant les tensions et les courants suivant les axes mobiles liés au rotor.

1.1- EXPRESSION DES FLUX DANS LES DIFFERENTS ENROULEMENTS

La machine peut être modélisée par le schéma de la Fig. II.1

(1), (2), (3) sont respectivement les trois phases statoriques et R représente l'enroulement d'excitation lié au rotor. θ est l'angle électrique positionnant le rotor par rapport au stator.

Les relations entre les flux et les courants sont exprimées par:

$$\begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \\ \Psi_3 \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{1r} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{2r} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{3r} \\ M_{r1} & M_{r2} & M_{r3} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

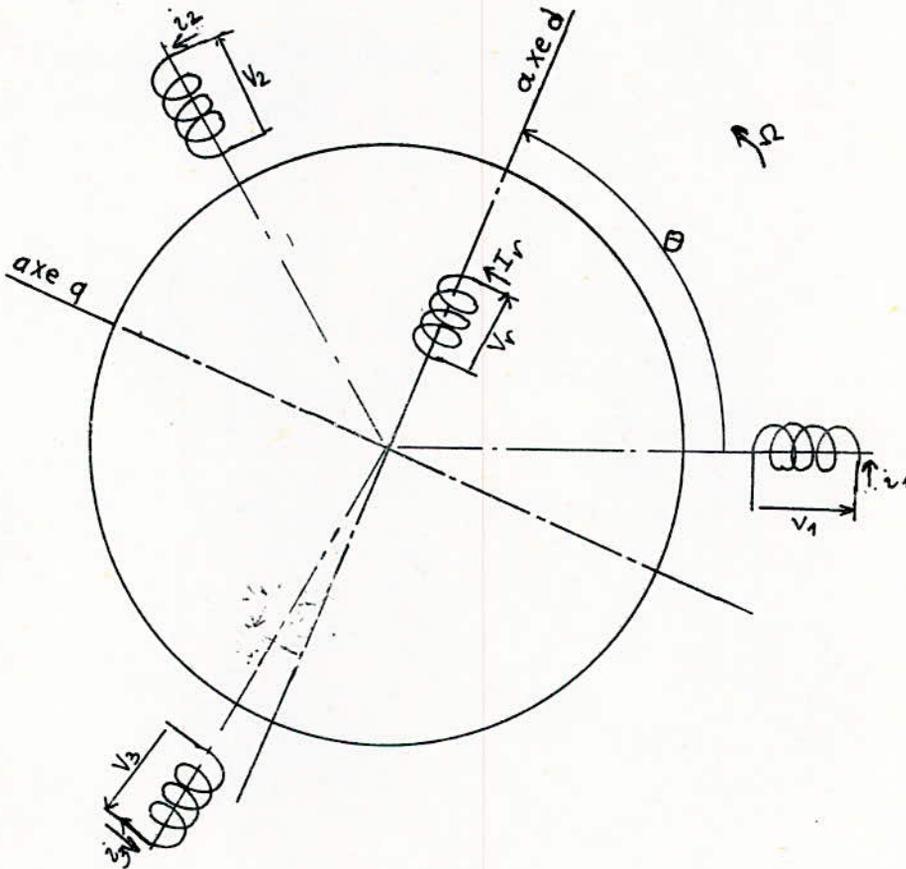


Fig - II. 1. Représentation de la M.R.V

En notation matricielle

$$[\Psi] = [L] [I]$$

La matrice (\mathcal{L}) est symétrique et l'expression des flux induits et inducteurs peuvent se mettre sous la forme condensée suivante:

$$\begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}^s & \mathcal{L}^{sr} \\ \mathcal{L}_t^{sr} & \mathcal{L}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^s \\ I^r \end{bmatrix}$$

avec $\begin{bmatrix} \mathcal{L}_t^{sr} \end{bmatrix}$: matrice transposée de $\begin{bmatrix} \mathcal{L}^{sr} \end{bmatrix}$
en posant:

$$\begin{bmatrix} \Psi^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \\ \Psi_3 \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} I^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Psi^r \end{bmatrix} = \Psi_r ; \quad \begin{bmatrix} I^r \end{bmatrix} = I_r$$

$$\begin{bmatrix} \mathcal{L}^r \end{bmatrix} = L_r ; \quad \begin{bmatrix} \mathcal{L}^{sr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{1r} \\ M_{2r} \\ M_{3r} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \mathcal{L}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{12} & L_{22} & M_{23} \\ M_{13} & M_{23} & L_{33} \end{bmatrix}$$

1.1.1- VARIATION DE M_{1r} en FONCTION DE θ

La mutuelle induction entre le rotor et la phase 1 statorique est une fonction périodique de θ , de période 2π ; elle peut s'écrire:

$$M_{1r} = \sum_{\substack{\ell=0 \\ \ell=-1/2}}^{\infty} M'_{2\ell+1} \cos (2\ell+1) (\theta - \theta_0)$$

θ_0 : étant le déphasage initial

Les autres mutuelles M_{2r} et M_{3r} s'en déduisent respectivement en remplaçant par:

$$\theta - \frac{2\pi}{3} \quad \text{et} \quad \theta - \frac{4\pi}{3}$$

1.1.2- VARIATION DES SELFS et MUTUELLES STATORIQUES EN FONCTION DE θ

L_{11} ; Coefficient selfique de la phase 1, est fonction périodique de θ , de période π , dont le développement en série de Fourier peut s'écrire:

$$L_{11} = \sum_{k=0}^{\infty} L_{2k} \cdot \cos 2k (\theta - \theta_0)$$

on a aussi:

$$L_{22} = \sum_{k=0}^{\infty} L_{2k} \cdot \cos 2k \left(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$L_{33} = \sum_{k=0}^{\infty} L_{2k} \cdot \cos 2k \left(\theta - \theta_0 - \frac{4\pi}{3} \right)$$

La mutuelle statorique M_{12} est également fonction de θ de période π , extrême quand l'inducteur occupe la position bissectrice entre les axes des phases 1 et 2 soit $\theta = \frac{\pi}{3}$: d'où son développement en série de Fourier :

$$M_{12} = \sum_{k=0}^{\infty} M_{2k} \cos 2k \left(\theta - \theta_0 - \frac{\pi}{3} \right)$$

M_{23} et M_{13} s'en déduisent en remplaçant θ respectivement

par $\theta - \frac{2\pi}{3}$ et $\theta - \frac{4\pi}{3}$.

1.2- EXPRESSION DEVELOPPEE DES COURANTS.

Dans le cas général et en régime équilibré, les courants circulant dans les trois phases de l'induit se décomposent de la manière suivante :

$$I_1 = \sum_{m=1}^{\infty} I_m \sqrt{2} \cos m (\omega t - \varphi_m)$$

$$I_2 = \sum_{m=1}^{\infty} I_m \sqrt{2} \cos m \left(\omega t - \varphi_m - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$I_3 = \sum_{m=1}^{\infty} I_m \sqrt{2} \cos m \left(\omega t - \varphi_m + \frac{2\pi}{3} \right)$$

I_m étant la valeur efficace de l'harmonique d'ordre m .

1.3- EXPRESSION DEVELOPPEE DES FLUX.

Les matrices de couplage s'expriment elles aussi sous la forme d'un développement en série de Fourier.

$$\begin{aligned} \left[\mathcal{L}^s \right] &= \sum_{k=0}^{\infty} \left[\mathcal{L}_{2k}^s \right] \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} \begin{bmatrix} L_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0) & M_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & M_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 + \frac{\pi}{3}) \\ M_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 - \frac{\pi}{3}) & L_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & M_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 - \pi) \\ M_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 + \frac{\pi}{3}) & M_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 - \pi) & L_{2k} \cos 2k(\theta - \theta_0 - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left[\mathcal{L}^{sr} \right] &= \sum_{\substack{\ell=0 \\ \ell=-\frac{1}{2}}}^{\infty} \left[\mathcal{L}_{2\ell+1}^{sr} \right] \\ &= \sum_{\substack{\ell=0 \\ \ell=-\frac{1}{2}}}^{\infty} M'_{2\ell+1} \begin{bmatrix} \cos(2\ell+1)(\theta - \theta_0) \\ \cos(2\ell+1)(\theta - \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\ell+1)(\theta - \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\left[\mathbf{I}^s \right] = \sum_{m=1}^{\infty} \left[\mathbf{I}_m^s \right]$$

Les relations précédentes se mettent sous la forme:

$$\begin{bmatrix} \Psi^s \\ \Psi^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^{\infty} \mathcal{L}_{2k}^s & \sum_{\substack{\ell=0 \\ \ell=-\frac{1}{2}}}^{\infty} \mathcal{L}_{2\ell+1}^{sr} \\ \sum_{\substack{\ell=0 \\ \ell=-\frac{1}{2}}}^{\infty} \mathcal{L}_{2\ell+1}^{sr} & \mathcal{L}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^{\infty} I_m^s \\ I^r \end{bmatrix}$$

L'étude d'un tel système permet de rendre compte de la contribution des harmoniques dans la conversion électromagnétique de l'énergie. Cependant sa résolution est complexe.

1.4- ETABLISSEMENT DES EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT PAR LES COMPOSANTES DE PARK.

1.4.1- EXPRESSION SIMPLIFIEE DES INDUCTANCES ET DES MUTUELLES.

En se limitant au premier harmonique de la décomposition en série de Fourier, Les expressions des inductances et des mutuelles se mettent sous la forme :

$$\begin{aligned} L_{11} &= L_0 + L_1 \cos 2\theta & ; & \quad L_{22} = L_0 + L_1 \cos \left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{33} &= L_0 + L_1 \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) . \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} M_{12} &= M_0 + M_1 \cos \left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & ; & \quad M_{23} = M_0 + M_1 \cos 2\theta \\ M_{13} &= M_0 + M_1 \cos \left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) . \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} M'_{1r} &= M'_0 + M'_1 \cos \dots \theta & ; & \quad M'_{2r} = M'_0 + M'_1 \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M'_{3r} &= M'_0 + M'_1 \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

$$L_r = L_r .$$

1.4.2- EQUATIONS GENERALES DES TENSIONS.

Les tensions aux bornes de chaque enroulement s'écrivent:

$$\begin{aligned} V_1 &= R_s i_1 + \frac{d}{dt} \psi_1 \\ V_2 &= R_s i_2 + \frac{d}{dt} \psi_2 \\ V_3 &= R_s i_3 + \frac{d}{dt} \psi_3 \\ V_r &= R_r I_r + \frac{d}{dt} \psi_r \end{aligned} \quad (2)$$

En explicitant les expressions des flux et en mettant les équations sous la forme matricielle on a:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V^s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} \mathcal{L}^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{L}^{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^r \end{bmatrix} \right\} \\ \begin{bmatrix} V^r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} \mathcal{L}^{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{L}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^r \end{bmatrix} \right\} \end{aligned}$$

Toutes ces matrices ont déjà été explicitées.

1.4.3- UTILISATIONS DES COMPOSANTES DE PARK.

Nous allons appliquer aux différentes grandeurs statoriques (courants, tensions) la transformation de Park qui permet une simplification des équations en éliminant l'angle θ

Matrice de Park

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

Cette matrice qui ramène le référentiel statorique à celui du rotor (d-q) est orthogonale.

car on a :
$$\begin{bmatrix} P_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} = 1$$

Elle permet ainsi de conserver la puissance instantanée.

1.4.4- EQUATION SIMPLIFIEES DES TENSIONS

Dans le système d'équations précédent, effectuons le changement de variable:

$$\begin{bmatrix} V^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^{cs} \end{bmatrix} \quad ; \quad \begin{bmatrix} I^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^{cs} \end{bmatrix}$$

$\begin{bmatrix} P(\theta) \end{bmatrix}$ étant la matrice de passage des grandeurs statoriques

V_1, V_2, V_3 et I_1, I_2, I_3 à leurs composantes V_0, V_d, V_q et I_0, I_d, I_q

on a :
$$\begin{bmatrix} V^{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_0 \\ V_d \\ V_q \\ V_r \end{bmatrix} \quad ; \quad \begin{bmatrix} I^{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix}$$

En posant:

$$L_d = L_0 - M_0 + \frac{3}{2} L_1$$

$$L_q = L_0 - M_0 - \frac{3}{2} L_1$$

$$L'_0 = L_0 + 2M_0$$

$$M_0 = -\frac{L_0}{2}$$

$$; \quad M_r = M'_1 \sqrt{\frac{3}{2}}$$

(3)

On obtient l'équation matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_o \\ V_d \\ V_q \\ V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s + L_d \frac{d}{dt} & -L_q \Omega & M_r \frac{d}{dt} \\ 0 & L_d \Omega & R_s + L_q \frac{d}{dt} & M_r \Omega \\ 0 & M_r \frac{d}{dt} & 0 & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ i_d \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

Ω : vitesse angulaire du rotor

Nous supposons par la suite, la composante homopolaire nulle.

1.4.5- EXPRESSION SIMPLIFIEE DU COUPLE:

L'expression générale du couple électromagnétique est donnée par:

$$\Gamma = \frac{p}{2} \begin{bmatrix} [I^s]_t & [I^r]_t \end{bmatrix} \left\{ \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} [Z^s] & [Z^{sr}] \\ [Z^{rs}] & [Z^r] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I^s] \\ [I^r] \end{bmatrix}$$

p : étant le nombre de paire de pôle.

qui peut s'écrire:

$$\Gamma = p \left[\frac{1}{2} [I^s]_t \left\{ \frac{d}{d\theta} [Z^s] \right\} [I^s] + [I^s]_t \left\{ \frac{d}{d\theta} [Z^{sr}] \right\} [I^r] \right]$$

en introduisant la transformation de Park, celle-ci devient:

$$\Gamma = 3p L_1 i_d i_q + \sqrt{\frac{3}{2}} p M'_1 i_r i_q \quad (5)$$

1.5- REGIME PERMANENT SYNCHRONE

Etudions le fonctionnement de la machine lorsqu'elle est alimentée par un système de tensions et de courants équilibrés, donné par:

$$\begin{aligned}
 v_1 &= V\sqrt{2} \sin \omega t & i_1 &= I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) \\
 v_2 &= V\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & i_2 &= I\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_3 &= V\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) & i_3 &= I\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned}$$

En posant $\theta = \omega t - \delta$

Dans le système (d-q) les composantes de ces tensions et de ces courants deviennent:

$$(6) \quad \begin{aligned}
 V_d &= \sqrt{3} V \sin \delta & ; & & I_d &= -\sqrt{3} I \sin(\varphi - \delta) \\
 V_q &= -\sqrt{3} V \cos \delta & ; & & I_q &= -\sqrt{3} I \cos(\varphi - \delta)
 \end{aligned}$$

Ces grandeurs sont constantes et continues pour un régime de fonctionnement donné.

Ainsi les deux premières équations de l'expression (4) s'écrivent:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -X_q \\ X_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ M_r \omega I_r \end{bmatrix}$$

Avec $X_d = L_d \omega$ et $X_q = L_q \omega$

A l'aide de ces relations, nous allons étudier le fonctionnement en régime stationnaire des deux machines.

2.- CAS DE LA M R V NON EXCITEE

2.1- EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT

Cette machine se compose d'un stator à 2 p pôles et d'un rotor massif ayant Z_R dents vérifiant la relation:

$$Z_R = 2p \text{ (1 dent par pôle)}$$

Ses équations se déduisent de celles obtenues au paragraphe précédent en considérant un courant d'excitation nul.

La matrice tension est alors:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -X_q \\ X_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

Les représentations complexes de la tension et du courant sont données par:

$$\bar{V} = V_d + j V_q \quad \text{et} \quad \bar{I} = I_d + j I_q$$

Nous pouvons écrire:

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

En prenant la tension comme origine des phases on aura:

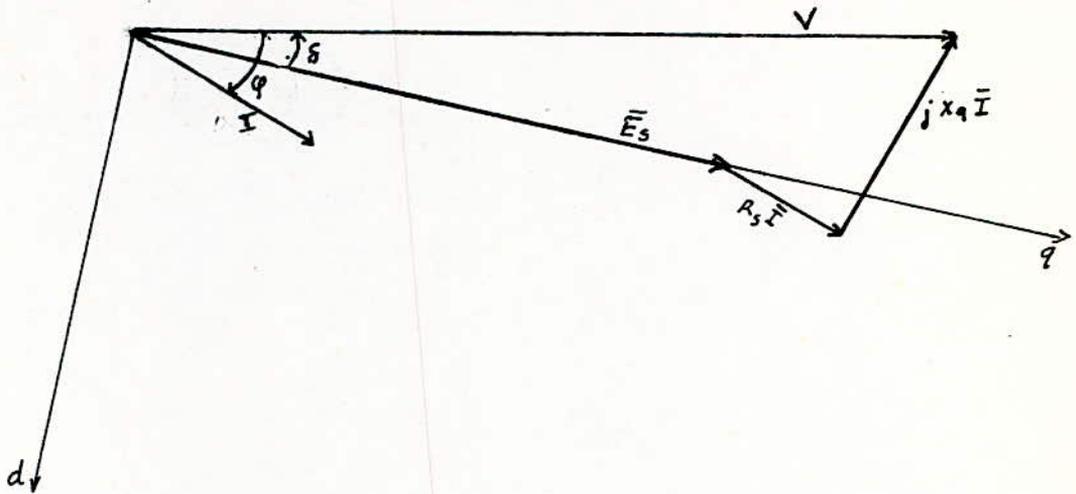
$$V = (R_s + j X_q) \bar{I} + j (X_d - X_q) \bar{I}_d$$

avec $\bar{I} = I e^{-j\psi}$; $\bar{I}_d = I_d e^{-j(\delta + \frac{\pi}{2})}$

Le terme $j (X_d - X_q) \bar{I}_d = (X_d - X_q) I_d e^{-j\delta}$ correspond à une f.e.m E_s due à la saillance du rotor. L'angle δ correspond donc au déphasage entre cette f.e.m et la tension d'alimentation

On a : $V = (R_s + j X_q) \bar{I} + \bar{E}_s$ [7']

qui correspond au diagramme suivant:



- Diagramme des tensions de la machine non excitée

2.2- EXPRESSION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Elle est donnée par (5) : qui devient en mettant $I_R=0$

$$\Gamma_e = 3 p L_1 I_d I_q$$

Soit X_d , X_q les réactances suivant les axes d et q respectivement, elles correspondent aux valeurs maximales et minimales de la réactance d'une phase statorique.

on a :

$$X_d = L_d \omega = \frac{3}{2} (L_0 + L_1) \omega$$

$$X_q = L_q \omega = \frac{3}{2} (L_0 - L_1) \omega$$

$$X_d - X_q = 3 L_1 \omega$$

d'où :

$$\Gamma_e = \frac{P}{\omega} (X_d - X_q) I_d I_q$$

Il apparait donc que le couple est proportionnel à la différence $(X_d - X_q)$

2.2.1- CONDITION D'OBTENTION D'UN COUPLE SYNCHRONE

Reportons les expressions de I_d et I_q dans la relation ci-dessus, on obtient:

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} \frac{P}{\omega} (X_d - X_q) I^2 \sin(\theta - \omega t + \varphi)$$

Posons $\theta = p \Omega t - \delta$

La valeur moyenne du couple synchrone est non nulle pour:

$$\Omega = \frac{\omega}{p} = \frac{2 \omega}{Z}$$

et a pour valeur: $\Gamma_m = \frac{3}{2} \frac{P}{\omega} I^2 (X_d - X_q) \sin 2(\varphi - \delta)$ (8)

dont la valeur maximale est:

$$\Gamma_{max.} = \frac{3}{2} \frac{P}{\omega} I^2 (X_d - X_q)$$

Le couple Γ électromagnétique peut s'exprimer en fonction des seuls paramètres V et δ :

$$\Gamma = \frac{3P V^2 (X_d - X_q)}{\omega (R_s^2 + X_d X_q)^2} \left[(X_d X_q - R_s^2) \frac{\sin 2\delta}{2} - R_s X_d \sin^2 \delta + R_s X_q \cos^2 \delta \right]$$

2.3- FONCTIONNEMENT A TENSION CONSTANTE

Nous allons exprimer toutes les grandeurs caractéristiques externes en fonction du décalage interne δ .

2.3.1- DIAGRAMME DES COURANTS

EXPRESSION DU COURANT

Les courants sont obtenus par inversion de l'équation (7)

d'où

$$I_d = \frac{R_s V_d + X_q V_q}{R_s^2 + X_d X_q} \quad (9)$$

$$I_q = \frac{R_s V_q - X_d V_d}{R_s^2 + X_d X_q}$$

En prenant la tension comme origine des phases, la représentation complexe du courant total s'exprime par:

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

c'est à dire:

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

seule l'angle interne intervient dans cette relation

lorsque δ varie, c'est à dire lorsque la charge varie,

Le lieu des valeurs de \bar{I} dans le plan complexe est un cercle de rayon r , centre en Ω_0 fig (II.2)

On a :

$$\overline{O\Omega_0} = \frac{V}{R_s^2 + X_d X_q} \left(R_s - j \frac{X_d + X_q}{2} \right)$$

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

Ce cercle permet d'analyser le fonctionnement de la

machine et de déterminer ses performances à un régime donné.

2.3.2- PUISSANCES, LIMITE DE FONCTIONNEMENT

La puissance active est donnée par:

$$P = 3 V I \cos \varphi$$

on a: $\cos \varphi = \cos (\varphi - \delta) \cos \delta - \sin (\varphi - \delta) \sin \delta$

Les termes $\cos (\varphi - \delta)$ et $\sin (\varphi - \delta)$ sont donnés par les équations (6 et 9) donc,

on obtient ainsi:

$$\cos \varphi = \frac{V}{I (R_s^2 + X_d X_q)} \left[R + (X_d - X_q) \frac{\sin 2\delta}{2} \right]$$

$$P = \frac{3V^2}{2(R_s^2 + X_d X_q)} \left[2R + (X_d - X_q) \sin 2\delta \right] \quad (10)$$

la puissance maximale est obtenue pour $\delta = \frac{\pi}{4}$ et elle vaut:

$$P = \frac{3V^2}{2(R_s^2 + X_d X_q)} (2R + X_d - X_q)$$

De la même manière, on peut montrer que la puissance réactive s'écrit:

$$Q = 3 V I \sin \varphi = \frac{3V^2}{(R_s^2 + X_d X_q)} \left[\frac{X_d + X_q}{2} + \frac{X_d - X_q}{2} \cos 2\delta \right]$$

Le facteur de puissance est donné par:

$$\cos \varphi = \cos \left[\arctg \frac{Q}{P} \right] \quad (11)$$

où:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{(X_d + X_q) + (X_d - X_q) \cos 2\delta}{2R + (X_d - X_q) \sin 2\delta} \quad (12)$$

Sur le diagramme du cercle, le facteur de puissance est maximal au point M telque OM est tangent au cercle. La lecture des puissances actives et réactives absorbées est obtenue en multipliant respectivement les composantes active et réactive du courant par $3V$

2.4- ETUDE DE LA STABILITE

Considérons un fonctionnement moteur. Pour une valeur du couple Γ_R résistant, cherchons la condition de stabilité en cas d'accroissement du décalage angulaire d'une quantité $\Delta \delta$. Dans ce cas, il faudrait que le couple électromagnétique Γ_M devienne supérieur à Γ_R pour exercer un effet ralentisseur tendant à ramener δ à sa valeur initiale.

L'équation dynamique s'écrit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_M - \Gamma_R = \frac{J}{P} \frac{d^2\theta}{dt^2}$$

En se limitant à l'étude de la stabilité locale, c'est à dire en considérant un accroissement $\Delta \delta$ petit, on peut écrire:

$$\frac{J}{P} \frac{d^2(\Delta \delta)}{dt^2} - \left(\frac{d\Gamma_M}{d\delta} \right) \Delta \delta = 0$$

où J est le moment d'inertie des parties tournantes.

La condition nécessaire à la stabilité est donc donnée par:

$$\frac{d\Gamma_M}{d\delta} > 0$$

on a:

$$\frac{d\Gamma_M}{d\delta} = \frac{3pV^2(X_d - X_q)}{\omega(R_s^2 + X_d X_q)} \left[(X_d X_q - R_s^2) \cos 2\delta - (R_s X_q + R_s X_d) \sin 2\delta \right]$$

La condition de stabilité se traduit donc par :

$$-\frac{\pi}{4} + \delta_0 < \delta < \frac{\pi}{4} + \delta_0 \quad (13)$$

avec:

$$\delta_0 = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{X_d X_q - R_s^2}{R_s (X_d + X_q)}$$

Les points de fonctionnement stables sont définis par le demi-cercle F E, décrit de F à E, dans le sens trigonométrique fig (II.1)

En marche à vide, la puissance interne est nulle, ce qui correspond au point D appartenant à la droite ($0 \Omega'$)

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

En fonctionnement alternateur, la machine doit absorber de l'énergie réactive du réseau ou d'une batterie de condensateurs. En plus, ce fonctionnement n'est possible que lorsque le rayon du cercle est supérieur à la quantité

$$\frac{V R_s}{X_d X_q + R_s^2}$$

du courant obtenu pour $\delta = 0$.

Ceci se traduit par la condition:

$$X_d - X_q > 2 R_s$$

Conclusion

Il apparaît que le diagramme du cercle résume l'étude théorique de la M R V. Par conséquent les caractéristiques de la machine peuvent être prédéterminées pour une tension d'alimentation donnée, moyennant la connaissance des paramètres X_d , X_q et R_s .

3.- CAS DE LA MACHINE HOMOPOLAIRE

3.1- PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Dans cette machine, l'enroulement d'excitation crée un flux qui traverse toujours les enroulements du stator dans le même sens. Ce flux est modulé par la variation de l'entrefer et l'induction est maximum au voisinage des dents rotoriques, elle est minimum sur l'axe interpolaire.

Le couple électromagnétique est engendré par la variation de la mutuelle statorique-rotorique et la variation des selfs et mutuelles statoriques.

Le retour du flux est assuré par un circuit magnétique spécialement conçu à cet effet.

Pour une même force magnétomotrice, la variation du flux est donc deux fois moins importante que pour une machine de type hétéropolaire, il en résulte une mauvaise utilisation de la puissance spécifique des machines homopolaires (1)

3.2- EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT

Elles sont établies au paragraphes (1) de ce chapitre et s'écrivent:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -X_q \\ X_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ M_r \omega I_r \end{bmatrix}$$

La f.e.m. supplémentaire d'axe à l'excitation est définie par:

$$\bar{E} = j \frac{M_r \omega I_r}{\sqrt{3}}$$

En notation complexe et en prenant la tension V comme origine des phases, l'équation des tensions s'écrit:

$$V = (R_s + j X_q) \bar{I} + \bar{E}_s + \bar{E} \quad (14)$$

\bar{E} et \bar{E}_s représentent respectivement la f.e.m. supplémentaire d'axe à l'excitation et la f.e.m. d'axe à la saillance du rotor

on a:

$$\bar{E} = E e^{-j\delta}$$

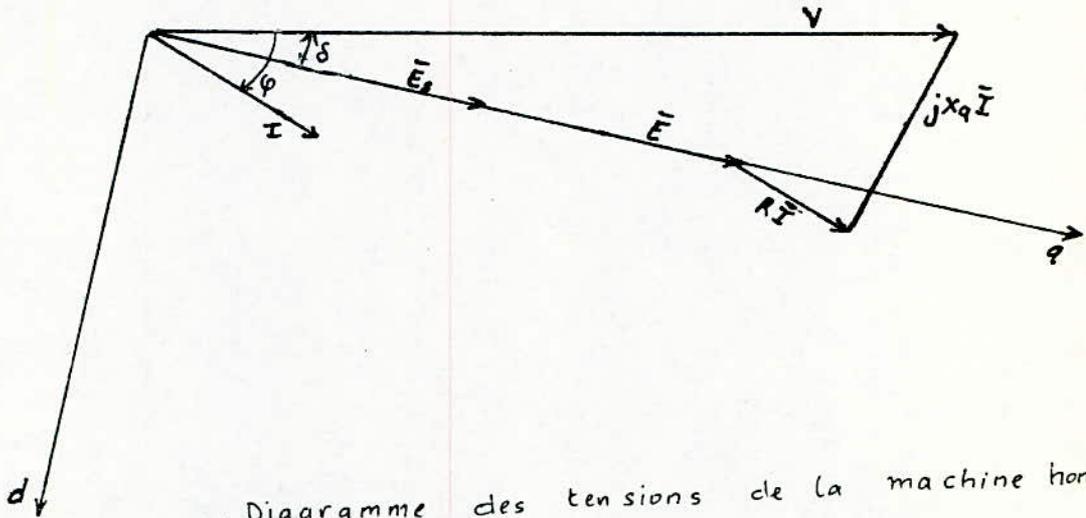
$$\bar{E}_s = E_s e^{j\delta}$$

avec:

$$E = \frac{M_r \omega I_r}{\sqrt{3}}$$

$$E_s = (X_d - X_q) I_d$$

Les deux f.e.m. sont en phases et dirigées suivant l'axe q.
On obtient alors le diagramme de tension suivant:



3.3- EXPRESSION DU COUPLE

Il est donné par l'équation (5) on a :

$$\Gamma_e = 3 L_1 p I_d I_q + \frac{\sqrt{3}}{2} p M'_1 I_r I_q$$

En remplaçant I_d et I_q par leurs expressions définies en (6) on obtient :

$$\Gamma_e = \frac{9}{2} L_1 p I^2 \sin 2(\theta - \omega t + \varphi) - \frac{3}{2} M'_1 I_r p \sqrt{2} I \cos(\theta - \omega t + \varphi) \quad (15)$$

qui peut se mettre sous la forme :

$$\Gamma_e = \Gamma_1 \sin 2(\theta - \omega t + \varphi) - \Gamma_2 \cos(\theta - \omega t + \varphi)$$

Le premier terme composant le couple est dû à la variation de la réluctance statorique, tandis que le second terme correspond à l'excitation I_r .

La valeur moyenne de Γ_e est non nulle pour :

$$\Omega = \frac{\omega}{P} = \frac{\omega}{Z}$$

ce qui correspond à un couple moyen

$$\Gamma_m = \frac{g}{2} L_1 p I^2 \sin 2(\varphi - \delta) + \frac{3}{2} M'_1 p I_r \sqrt{2} I \cos(\varphi - \delta). \quad (16)$$

qui peut s'exprimer uniquement en fonction de V, E, et δ :

$$\Gamma_m = \frac{3P}{\omega (R_s^2 + X_d X_q)} \left\{ V^2 (X_d - X_q) \left[(R_s^2 - X_d X_q) \frac{\sin 2\delta}{2} - R_s X_d \sin^2 \delta + R_s X_q \cos^2 \delta \right] + VE \left[(R_s^2 + 2X_q^2 - X_d X_q) \times \right. \right. \\ \left. \left. R_s \cos \delta - (2R_s^2 X_d + X_d X_q^2 - R_s^2 X_q) \sin \delta \right] - E^2 R_s (R_s^2 + X_q^2) \right\} \quad (17)$$

3.4- DIAGRAMME DE COURANT

Les composantes I_d et I_q s'expriment en fonction de V_d , V_q et E par les relations suivantes :

$$I_d = \frac{R_s V_d + X_q (V_q - E)}{R_s^2 + X_d X_q} \quad (18)$$

$$I_q = \frac{-X_d V_d + R_s (V_q - E)}{R_s^2 + X_d X_q}$$

Dans le plan complexe, l'expression du courant est :

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

Le lieu des images de I dans le plan complexe décrit une conchoïde lorsque δ varie à E constant.

Le cercle de base est centré en Ω_0 tel que :

$$\overline{O\Omega_0} = \frac{V}{R_s^2 + X_d X_q} \left(R_s - j \frac{X_d + X_q}{2} \right)$$

et a pour rayon:

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

D'après l'expression du courant, il apparaît qu'à excitation nulle, le diagramme du courant fig(II.3) se transforme à celui de la MRV non excitée. Cependant ceci n'est possible que si la condition d'existence d'un couple synchrone est assurée, c'est à dire quand il y a compatibilité entre le nombre de paires de pôles et le nombre de dents rotoriques. Néanmoins, on verra dans la partie expérimentale qu'on peut fonctionner à excitation nulle grâce au rémanent.

L'exploitation de ce cercle de base se fait de la même manière que précédemment (MRV non excitée)

Pour une f.e.m. E (c'est à dire pour une excitation I_r) et pour un angle de décalage δ (charge donnée), on peut déterminer le point de fonctionnement, en partant du cercle de base. En effet soit M_0 correspondant à $E = 0$ (sur le cercle de base), on prolonge la droite M_0 d'une longueur égale à $E \cdot \sqrt{R^2 + X_q^2}$ ayant un angle d'inclinaison $(\delta - \theta_0)$ tel que $\text{tg } \theta_0 = X_q/R$ dans le sens convenu (fonctionnement moteur ou alternateur) L'extrémité de ce segment permet de positionner le lieu de fonctionnement.

La partie supérieure du diagramme correspond à la marche moteur tandis que celle de dessous correspond à la marche générateur.

Soit qu'on diminue ou qu'on augmente l'excitation, le diagramme du courant rejoint le cercle de base ou se déplace vers les puissances réactives négatives, ce qui correspond à l'état surexcité où la machine fournit de l'énergie réactive.

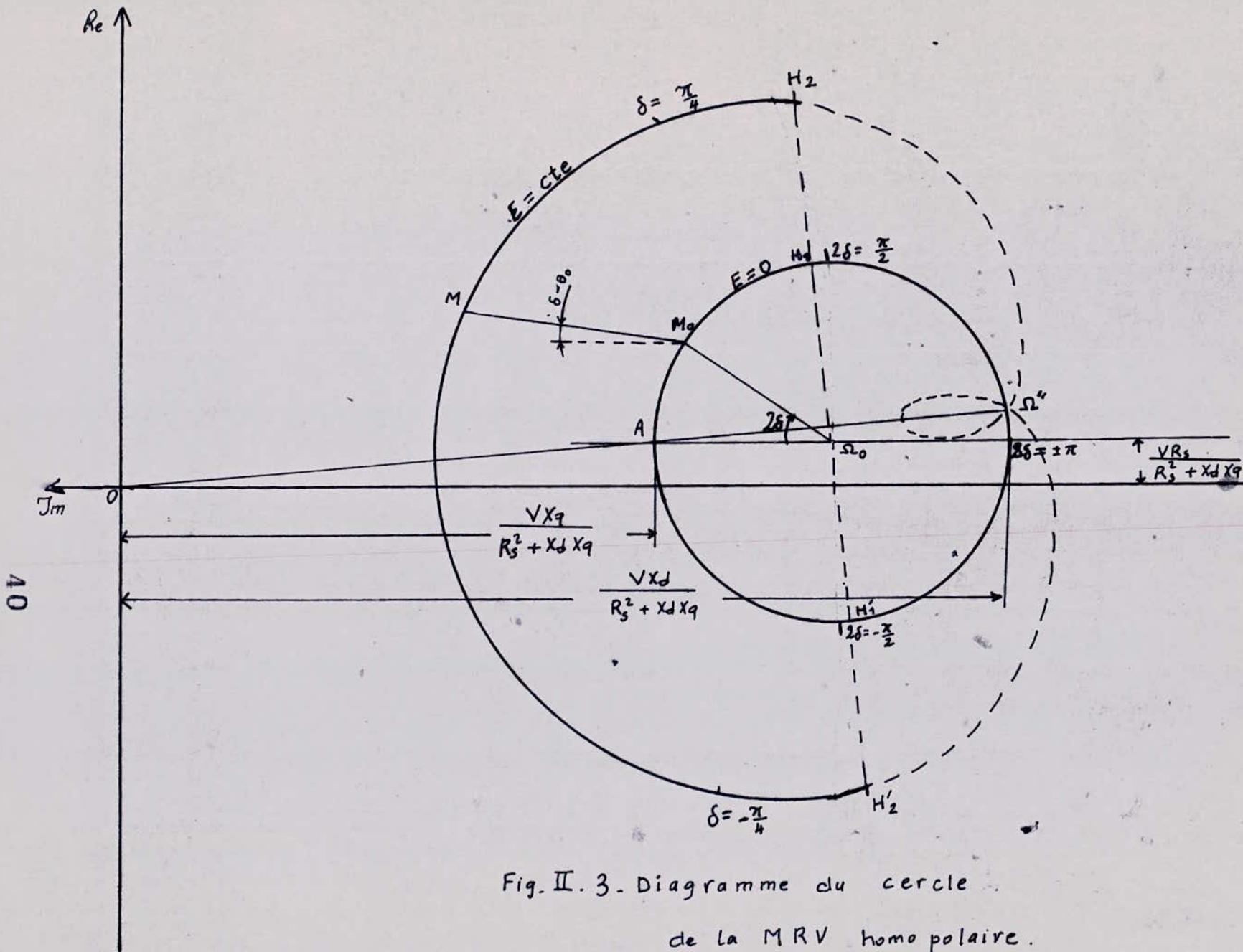


Fig. II. 3. Diagramme du cercle

de la MRV homo polaire.

Les points H_1 , H_2 , H'_1 , H'_2 ... situés sur le diagramme du courant pour différentes valeurs de la f.e.m. d'excitation (correspondant aux valeurs maximales de la composante active du courant et de la puissance sont réunis par une courbe (en traits discontinus). Cette dernière représente la ligne de stabilité et à droite de cette courbe sont situés les régimes instables (5)

3.5- PUISSANCE , LIMITE DE FONCTIONNEMENT

Suivant le même raisonnement que précédemment, les puissances active: et réactive: absorbées par la MRV homopolaire sont données par :

$$P = \frac{3V^2}{2(R_s^2 + X_d X_q)} \left[2R_s + (X_d - X_q) \sin 2\delta + \frac{2E}{V} (X_q \sin \delta - R_s \cos \delta) \right] \quad (19)$$

$$Q = \frac{3V^2}{(R_s^2 + X_d X_q)} \left[X_q \cos^2 \delta + X_d \sin^2 \delta - \frac{E}{V} (R_s \sin \delta + X_q \cos \delta) \right] \quad (20)$$

Le facteur de puissance est déterminé par:

$$\tan \varphi = \frac{2 X_q \cos^2 \delta + X_d \sin^2 \delta - E/V (R_s \sin \delta + X_q \cos \delta)}{2 R_s + (X_d - X_q) \sin 2\delta + 2E/V (X_q \sin \delta - R_s \cos \delta)} \quad (21)$$

La lecture des puissances absorbées est obtenue à 3 V près, à partir des composantes du courant

Le facteur de puissance est déterminé par l'angle φ que fait la droite OM avec la droite des réels.

CONCLUSION

Ce diagramme permet de prédéterminer les caractéristiques de la machine homopolaire en régime linéaire.

Les paramètres X_d , X_q peuvent être déterminés à partir du cercle à excitation nulle.

L'effet de l'excitation sur l'échange d'énergie réactive avec le réseau est marqué par la position relative de la conchoïde de cercle par rapport à l'axe des réels.

Nous allons envisager dans le prochain chapitre, l'étude expérimentale des deux MRV, et comparer les résultats obtenus avec les modèles théoriques.

CHAPITRE 3

ETUDE EXPERIMENTALE

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

PRESENTATION DES DEUX MACHINES.

Nous avons utilisé deux stators identiques de machine asynchrone classique et nous avons procédé au remplacement des rotors à cage d'écureuil de ces machines par deux rotors massifs en acier XC 38. Ces deux derniers sont de dimensions identiques et ne diffèrent que par le nombre de dents.

Les machines asynchrones initiales possèdent les caractéristiques suivantes:

Puissance nominale:	3.7 kW
Tension nominale:	220/380 V
Courant nominal:	13,9/8 A
Fréquence d'alimentation:	50 HZ
Nombre de phases :	3
Nombre de pôles:	4
Nombre d'encoches :	36
Alésage intérieur du stator:	122.8 mm
Longueur du fer utile :	108.6 mm
Diamètre du rotor initial :	122.2 mm
Diamètre du rotor massif:	121.6 mm

1. ESSAIS SUR LA MRV NON EXCITEE

Le rotor de cette machine possède quatre dents vérifiant la relation: $Z_R = 2p$ avec Z_R : nombre de dents rotoriques

Les dimensions du rotor sont mentionnées sur les fig:(III.1 et III.2

1.1- MESURE DE LA RESISTANCE.

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

$$R_s = (1,6 \pm 0,1) \Omega$$

1.2- MESURE DES SELFS ET MUTUELLES INDUCTANCES

Nous avons procédé à la détermination de ces inductances au moyen de deux méthodes:

Première méthode:

Pour chaque position du rotor, nous alimentons une phase statorique avec une tension alternative V_1 et nous relevons le courant I_1 dans cette phase, ainsi que les f.e.m. induites V_2 et V_3 aux bornes des deux autres phases. Cette méthode présente l'inconvénient de faire intervenir le circuit rotorique nécessairement fermé, ce qui introduit des erreurs dans l'identification.

47

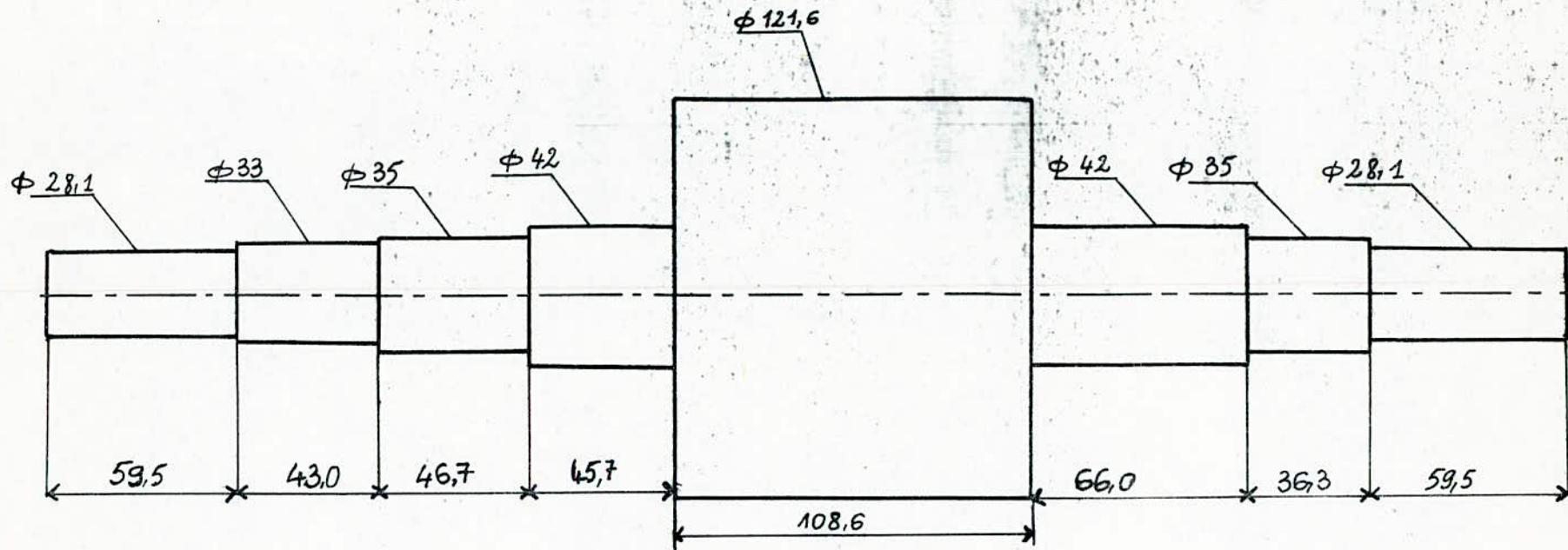


Fig: III.1. SCHEMA DU ROTOR A L'ECHELLE 1/2

Echelle - 1

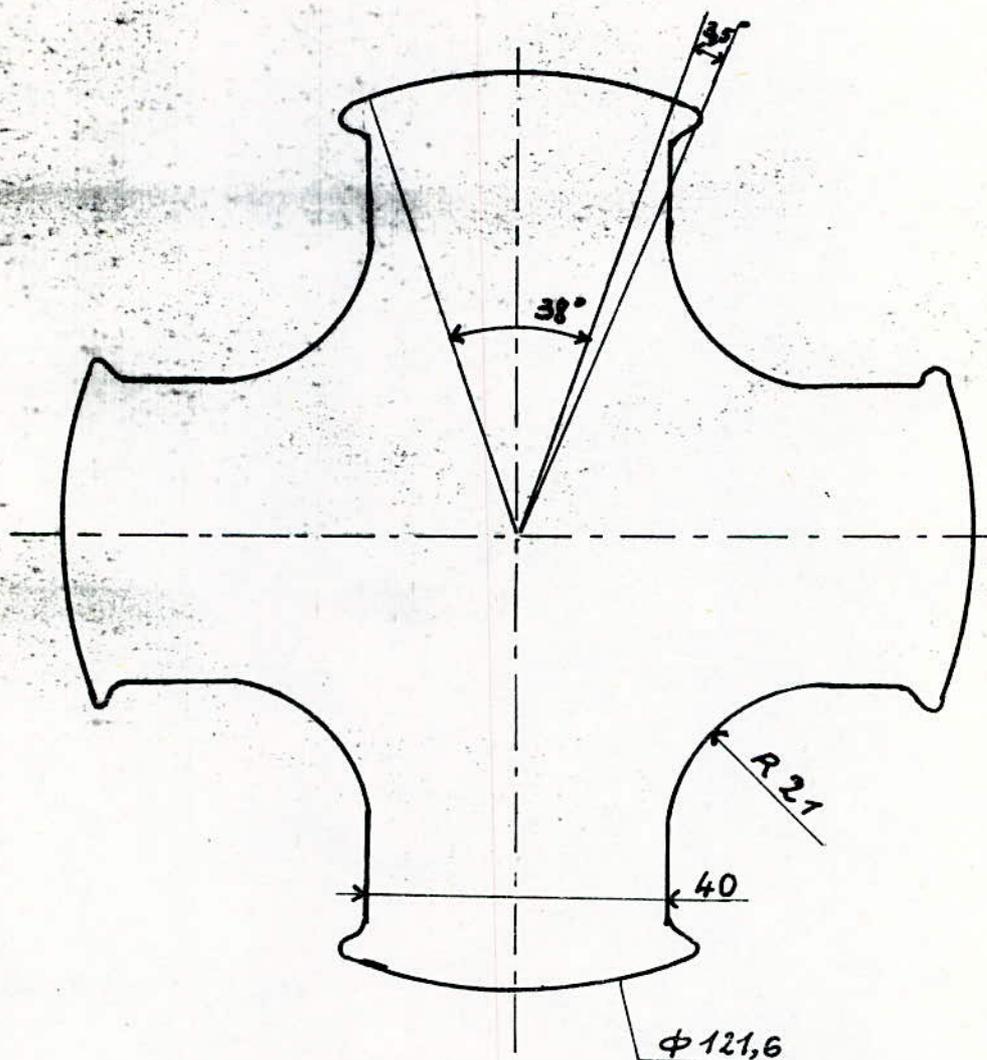


Fig:III 2.Coupe transversale du rotor de la MRV
non excitée ($Z_r = 4$)

On calcule ensuite les selfs et les mutuelles inductances à partir des relations suivantes:

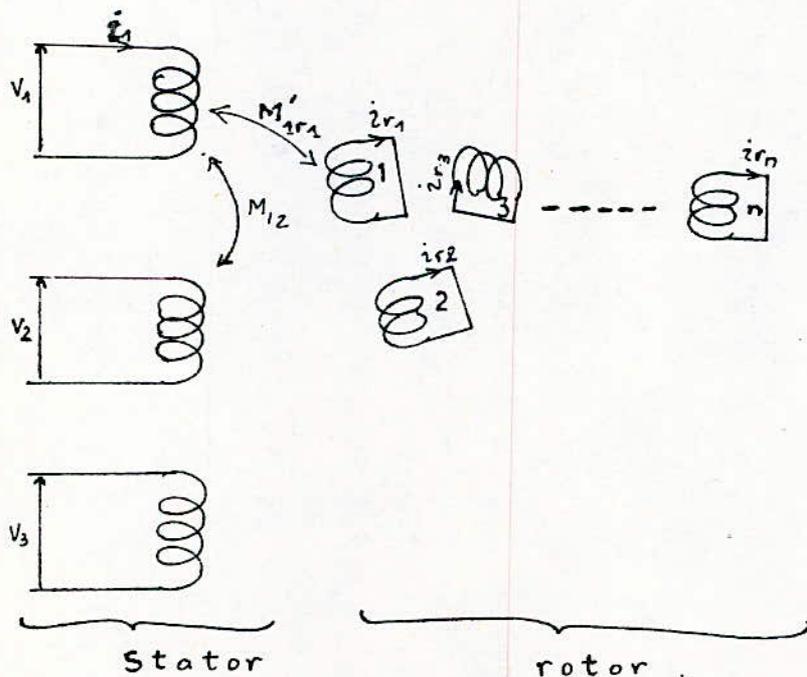
$$V_1 = \sqrt{R_s^2 + L^2 \omega^2} \cdot I_1$$

$$V_2 = M_{12} \omega \cdot I_1$$

$$V_3 = M_{13} \omega \cdot I_1$$

Deuxième méthode:

Le rotor massif peut être considéré comme un ensemble de n circuits couplés soit:



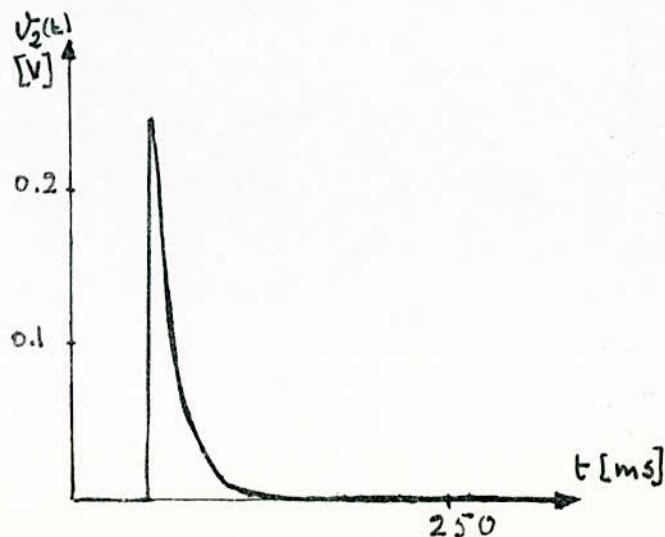
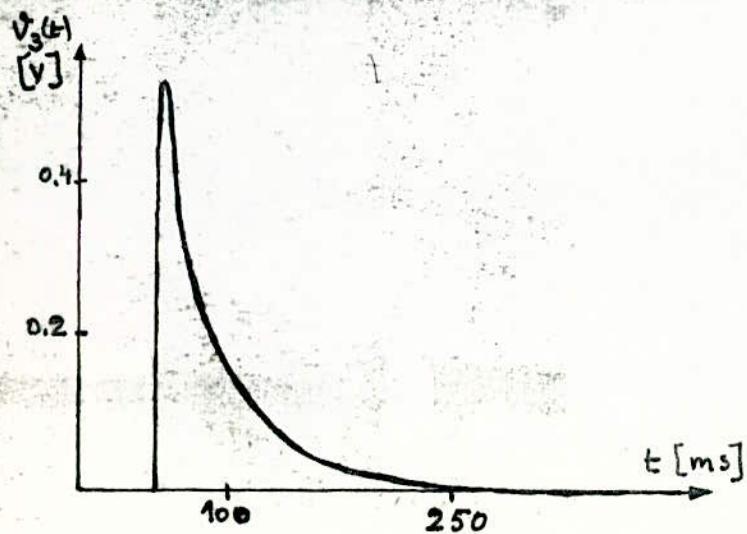
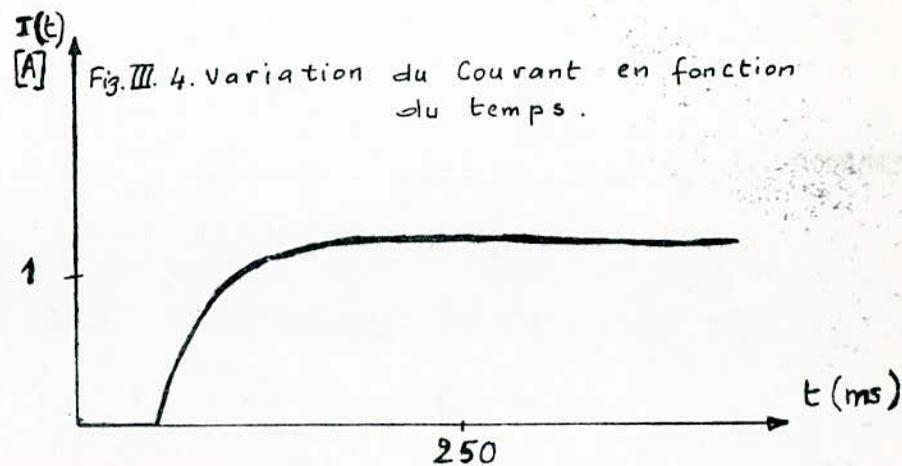
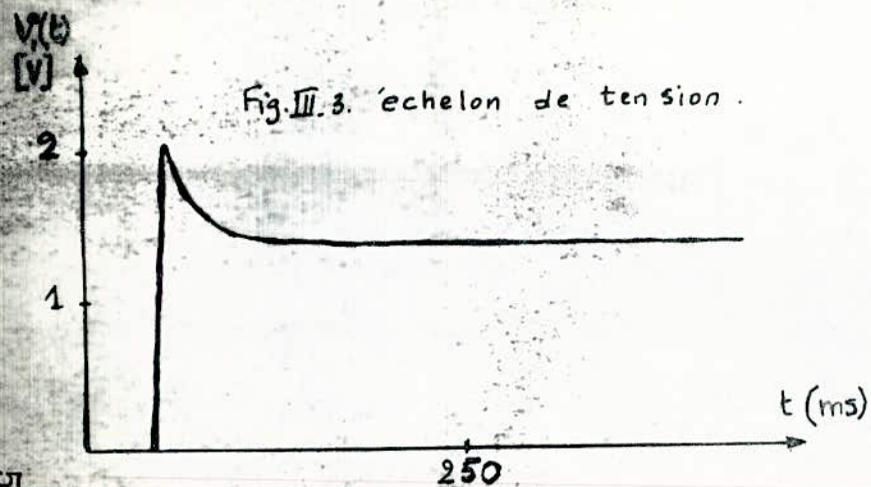


Fig. III. 5. Variation des tensions induites en fonction du temps.

Si nous alimentons la première phase par un échelon de tension continue fig.(III.3) , les variations dans le temps du courant i_1 et de la tension V_1 dans la première phase, ainsi que celles des f.e.m. induites V_2, V_3 aux bornes des deux autres sont exprimées par les relation suivantes:

$$V_1 = R_s i_1 + L \frac{di_1}{dt} + M'_{1r1} \frac{dir_1}{dt} + \dots + M'_{1rj} \frac{dir_j}{dt}$$

$$V_2 = M_{12} \frac{di_1}{dt} + M'_{2r1} \frac{dir_1}{dt} + \dots + M'_{2rj} \frac{dir_j}{dt}$$

$$V_3 = M_{13} \frac{di_1}{dt} + M'_{3r1} \frac{dir_1}{dt} + \dots + M'_{3rj} \frac{dir_j}{dt}$$

Où M'_{irj} ($i = 1 \dots 3 ; j = 1 \dots n$) représente la mutuelle entre le circuit rotorique j et la phase statorique i .

Au bout d'un temps t_1 suffisamment long, les courants rotoriques s'annulent et on peut montrer que:

$$L = \frac{\int_0^{t_1} V_1 dt - R_s \int_0^{t_1} i_1 dt}{I_f}$$

Où I_f est le courant final dans la phase une.

On a aussi :

$$M_{12} = \frac{\int_0^{t_1} v_2 dt}{I_f}$$

$$M_{13} = \frac{\int_0^{t_1} v_3 dt}{I_f}$$

Ainsi ces inductances peuvent être déterminées par la mesure des aires de courbes des différentes grandeurs enregistrées.

Nous effectuons ces mesures pour différentes positions du rotor. Les variations des selfs et mutuelles inductances en fonction de la position obtenues par les deux méthodes sont données par les figures III. 6, 7.

Les selfs et les mutuelles inductances dépendent de la position et admettent la période π électrique prévue théoriquement. Pour une position donnée, la variation de l'inductance en fonction du courant est donnée par la fig.(III.8) dans laquelle on constate que l'effet de la saturation n'est pas importante pour les courants inférieurs à 3 A.

La deuxième méthode donne des valeurs plus grandes que celles obtenues par la première.

1.2.1- DETERMINATION DES CONSTANTES DE LA MACHINE

En décomposant en série de Fourier les variations des inductances en fonction de la position, la méthode des moindres carrés nous permet d'obtenir les réactances longitudinale et transversale de la machine

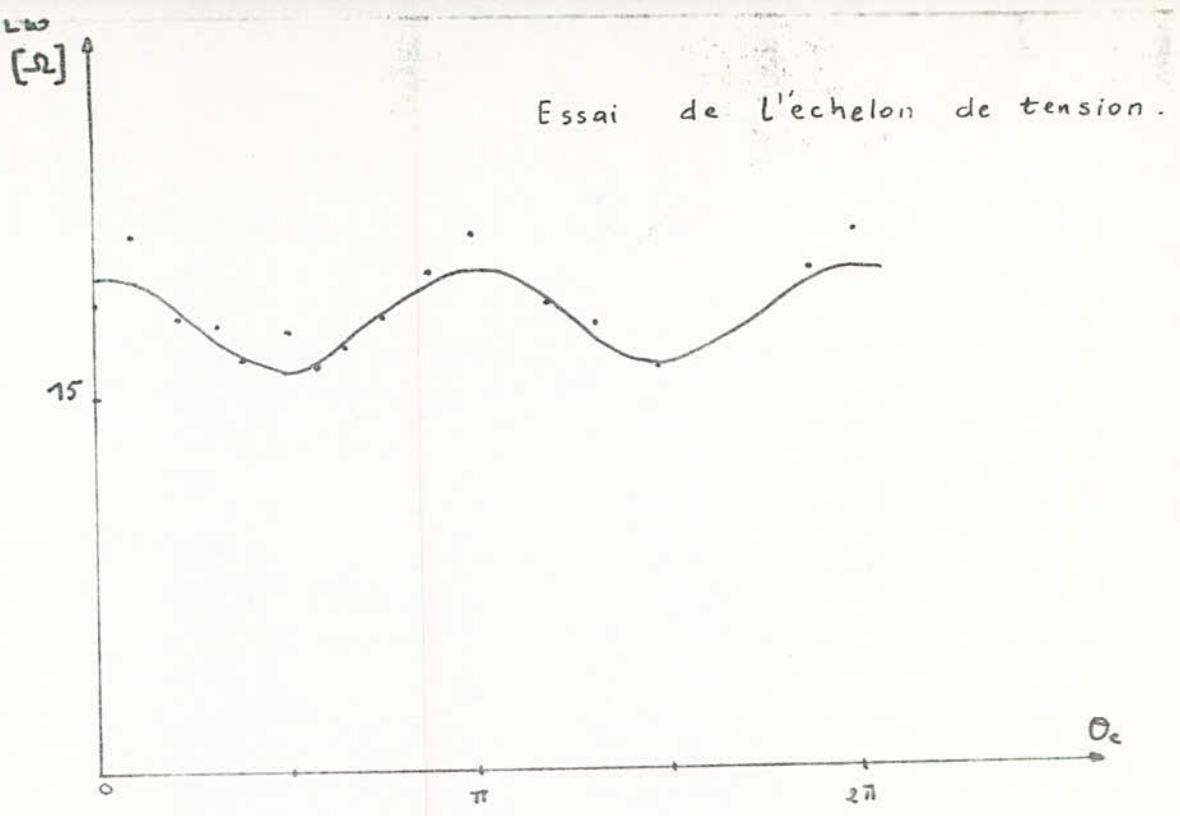


Fig. III.6. Variation de la self-inductance statorique en fonction de la position du rotor.

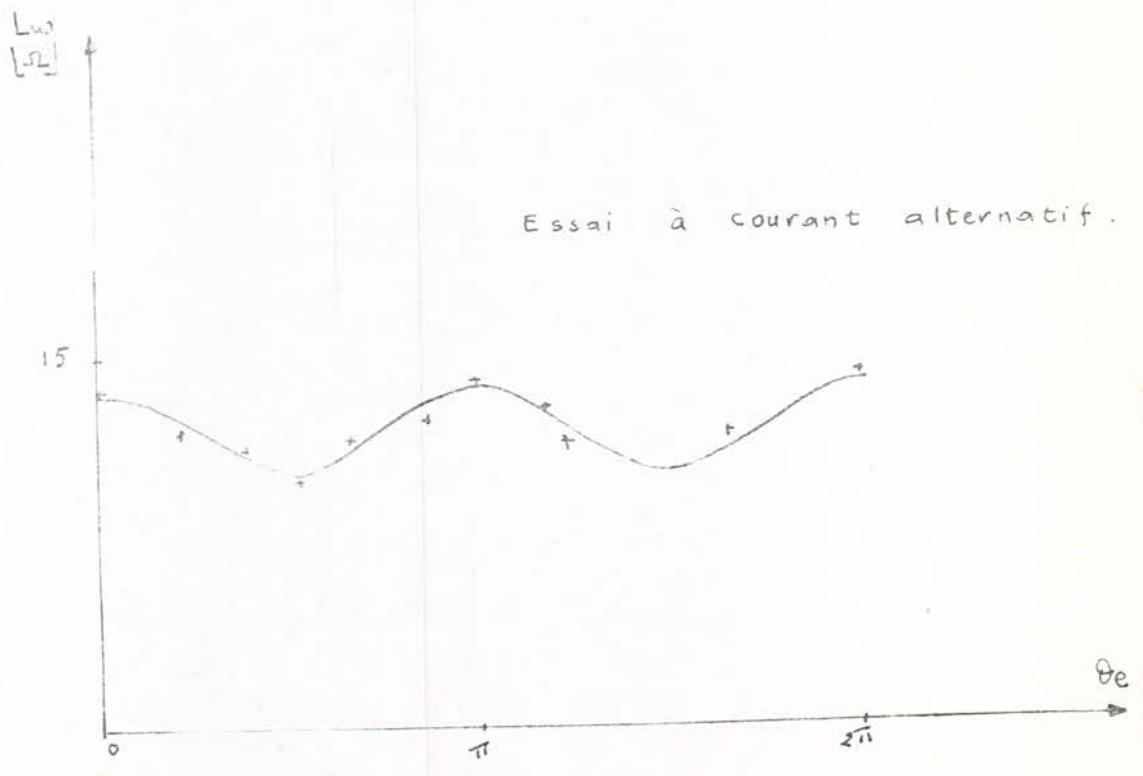
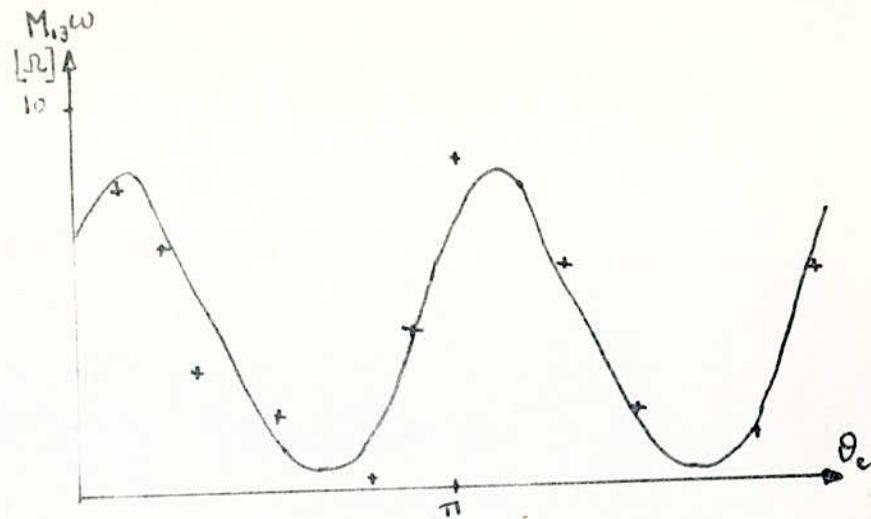
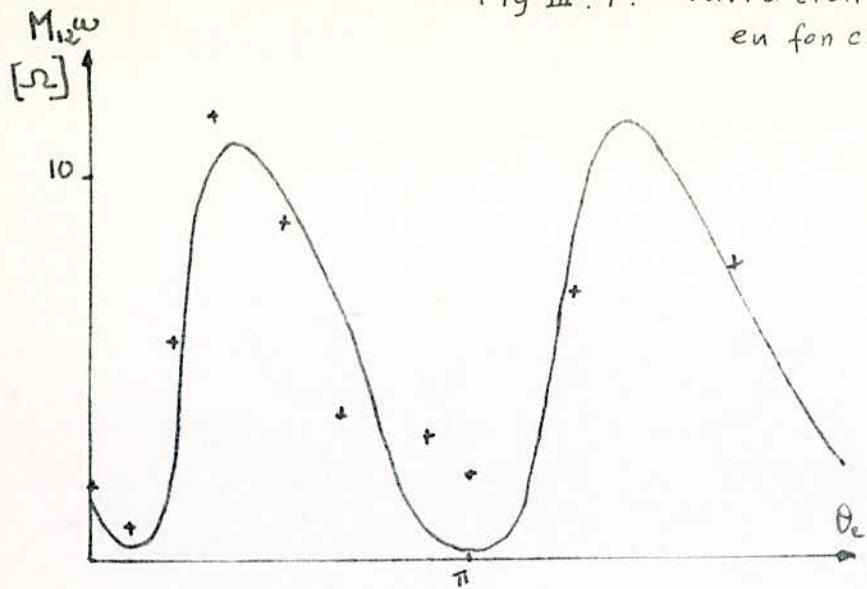
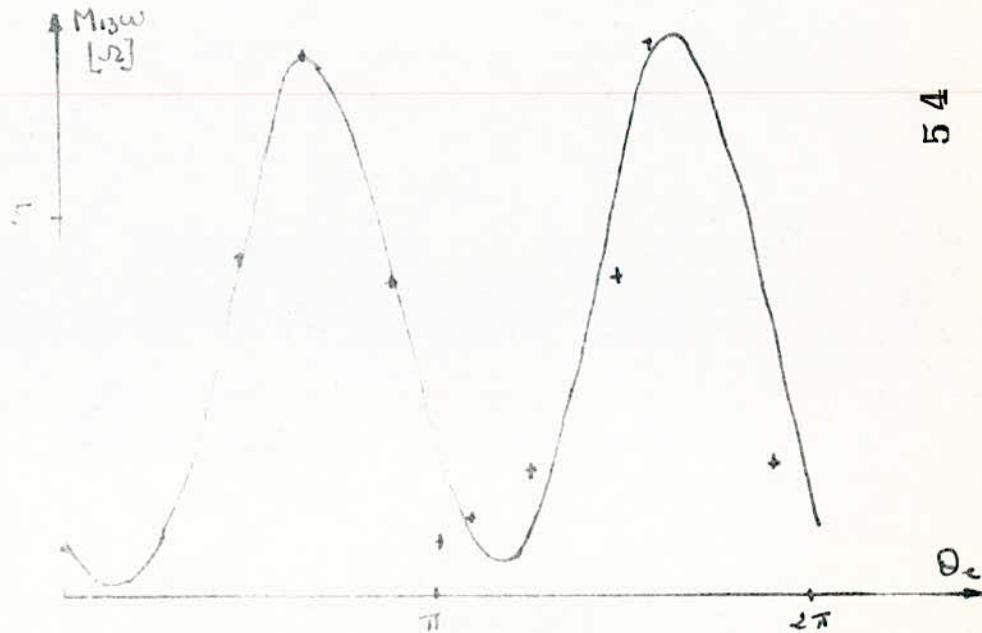
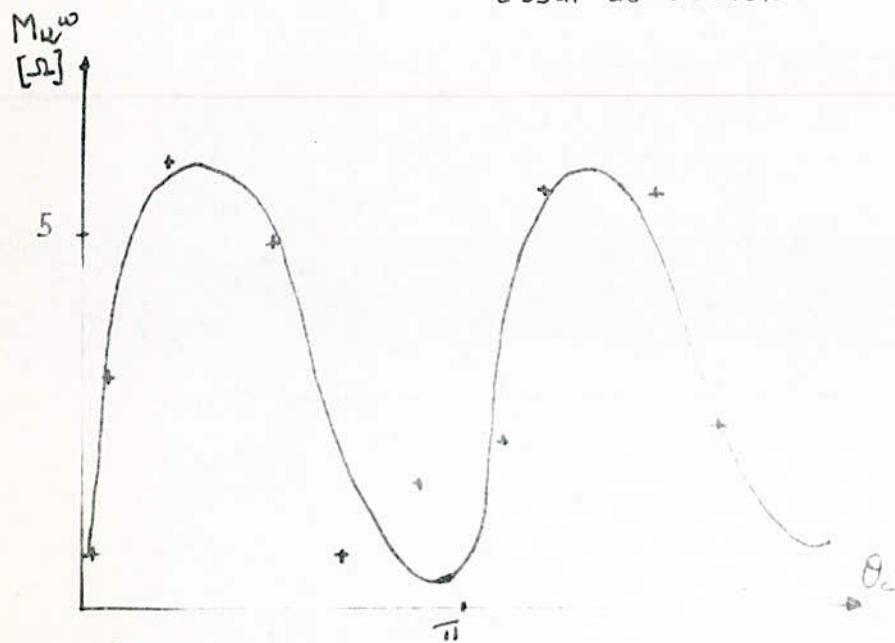


Fig III.7. Variation des inductances mutuelles statoriques en fonction de la position du rotor.



Essai de l'échelon de tension.



Essai à courant alternatif.

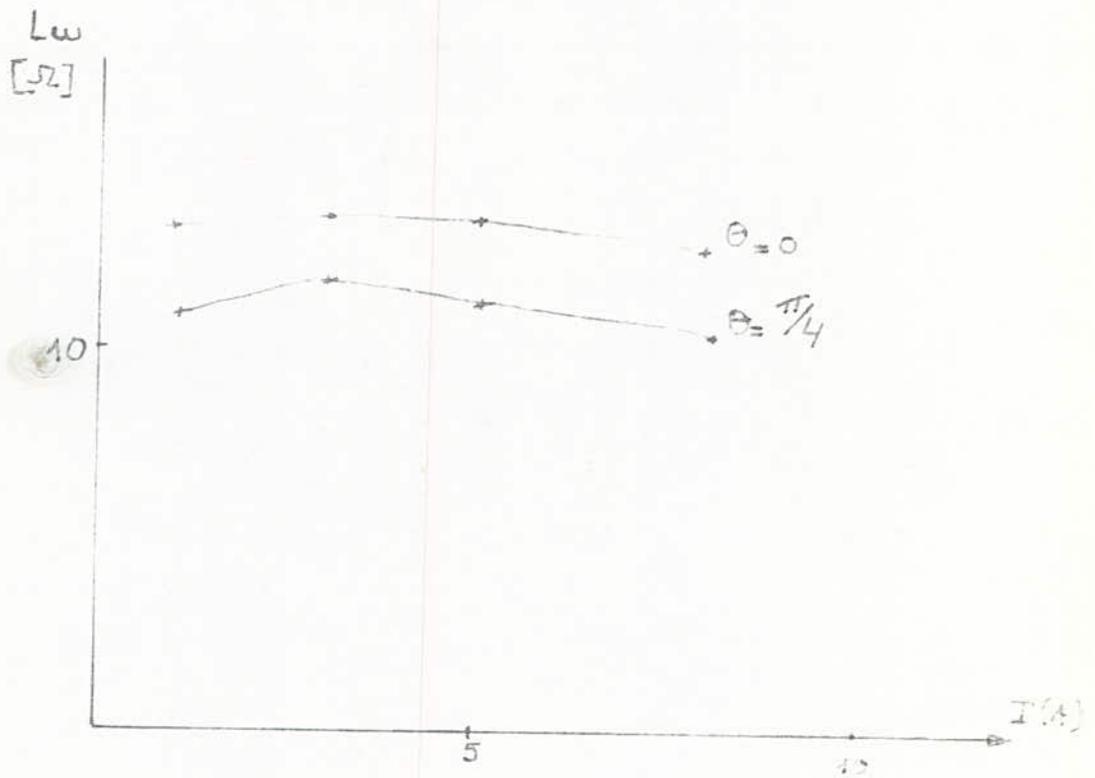


Fig III. 8 variation de l'inductance statique en fonction du courant

La première méthode donne: $X_d = 20.2 \ \Omega$

$$X_q = 14.5 \ \Omega$$

La deuxième méthode donne: $X_d = 30 \ \Omega$

$$X_q = 24 \ \Omega$$

1.3- ESSAIS DIRECTS

A vide, le moteur démarre en asynchrone sans dispositif auxiliaire. En montage étoile, il s'accroche pour des tensions composées supérieures à 180 V. Le fonctionnement commence à être bruyant pour des puissances supérieures à 900 W et nous constatons que ce bruit augmente avec la saturation. Des harmoniques dus à la géométrie du rotor et au courant statorique créent des couples pulsatoires et ces vibrations sont accentuées lorsque la machine est couplée en triangle.

1.3.1- ESSAI A VIDE

Les variations du courant à vide et des pertes à vide en fonction de la tension d'alimentation sont données par la fig. (III 9,10). La machine absorbe un courant de 3 A sous une tension de 127 V par phase avec un facteur de puissance voisin de 0,13

On montre que le courant I_0 à vide peut s'écrire approximativement

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

Ainsi on peut déterminer la réactance direct X_d à partir de cet essai. On obtient:

$$X_d = 40,3 \ \Omega \quad \text{à } u = 235 \text{ V}$$

$$X_d = 43,2 \ \Omega \quad \text{à } u = 160 \text{ V}$$

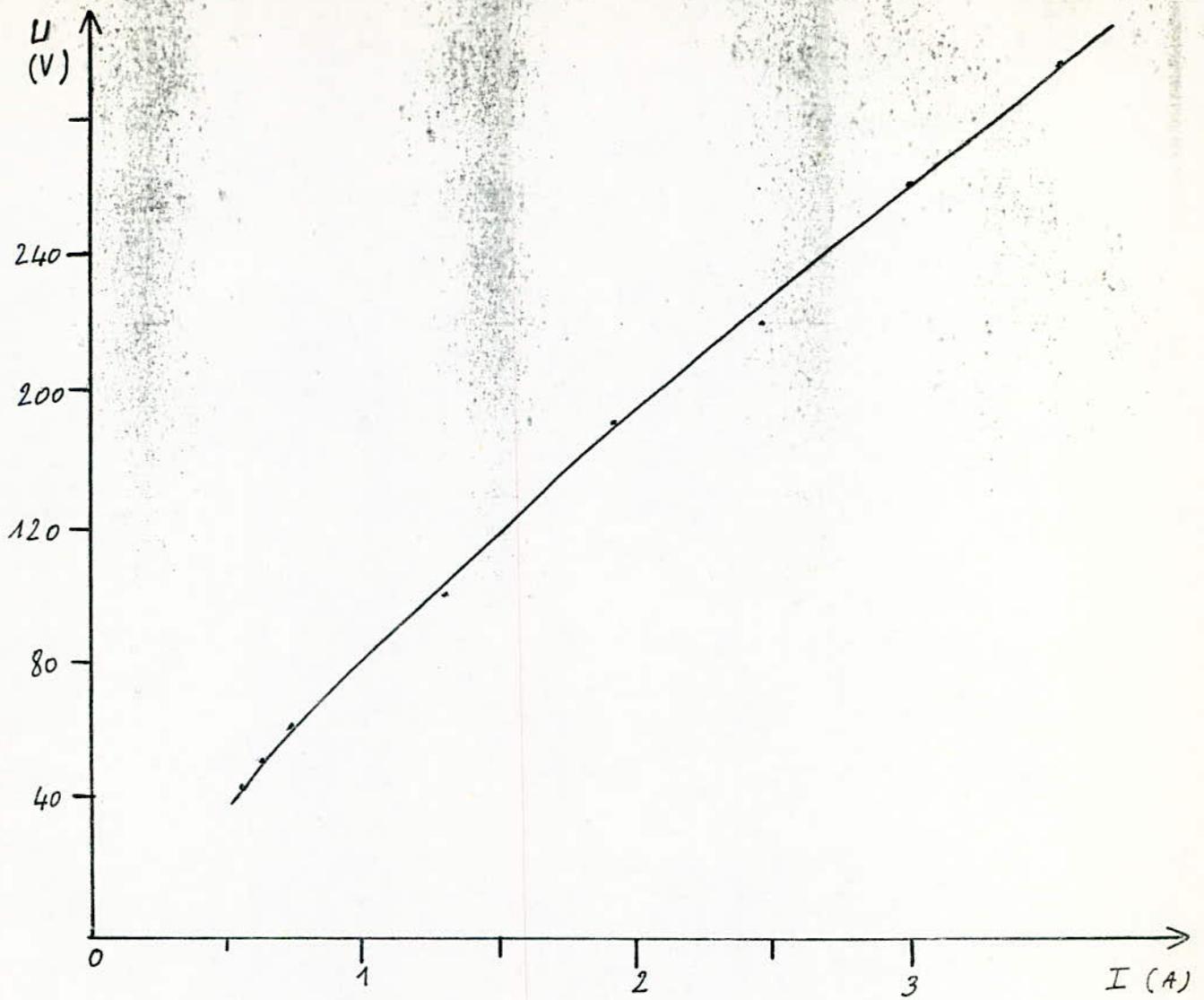


Fig. III. 9. Caractéristique tension - Courant de la M.R.V non - excitée

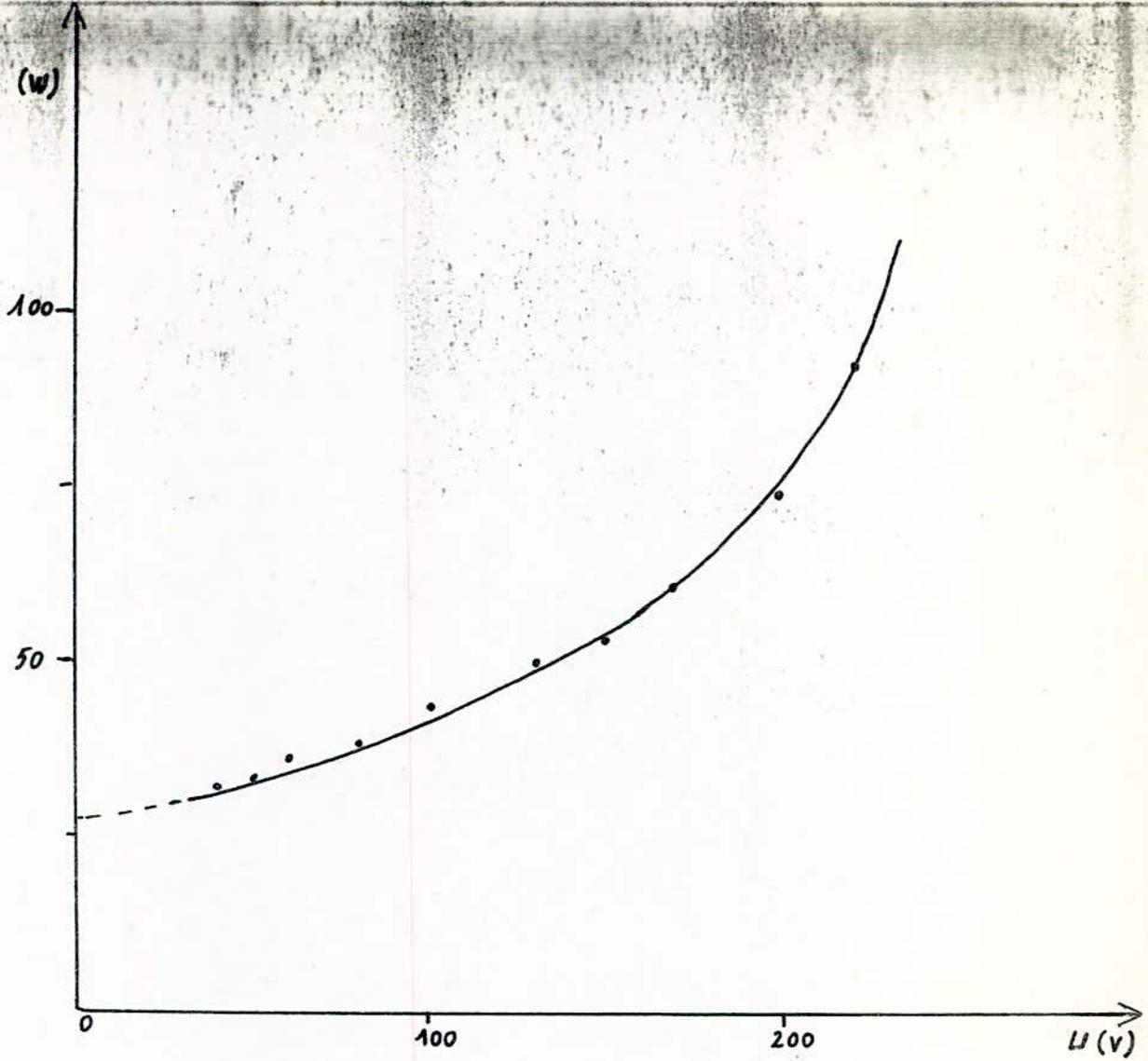


Fig-III. 10 - Variation des pertes à vide en fonction de la tension

1.3.2- ESSAIS EN CHARGE

La machine accrochée au réseau et fonctionnant en moteur est accouplée à une dynamo-balance qui débite sur une charge résistive.

Pour des tensions composées de 160 V et 235 V (montage étoile), on relève les courants, les tensions et les puissances absorbées par la machine. Le rendement est obtenu à partir de la mesure du couple. La valeur de ce dernier est faible par rapport au couple nominal de la dynamo-balance, ceci introduit des imprécisions qui sont ensuite répercutées sur la détermination du rendement.

1.3.2.1- RENDEMENT ET FACTEUR DE PUISSANCE:

On constate que le facteur de puissance et le rendement fig. (III.12) augmentent ^{avec} la charge, puis restent sensiblement constants pour des puissances utiles supérieures à 900 W.

Le facteur de puissance correspondant à une tension d'alimentation de 160 V fig. (III.12) est meilleur à celui obtenu pour $U = 235$ V, ceci est d'autant vérifié que la puissance utile est faible. Cela est dû surtout à l'effet de la saturation.

Nous obtenons un rendement η maximum de 69,6 % correspondant à un facteur de puissance de 0,59 .

Le facteur de puissance est maximum et égal à 0,59 lorsque la MRV est alimentée sous $U = 235$ V/

1.3.2.2- DIAGRAMME DU CERCLE DANS LE PLAN (P.-Q)

Pour les même tensions de 160 et 235 V, nous avons complété les essais en charge en fonctionnement moteur décrites précédemment par des essais en alternateur débitant sur le réseau.

Les points expérimentaux obtenus en marche moteur et en marche alternateur se placent sur un cercle (fig. (III.13)) avec une précision satisfaisante.

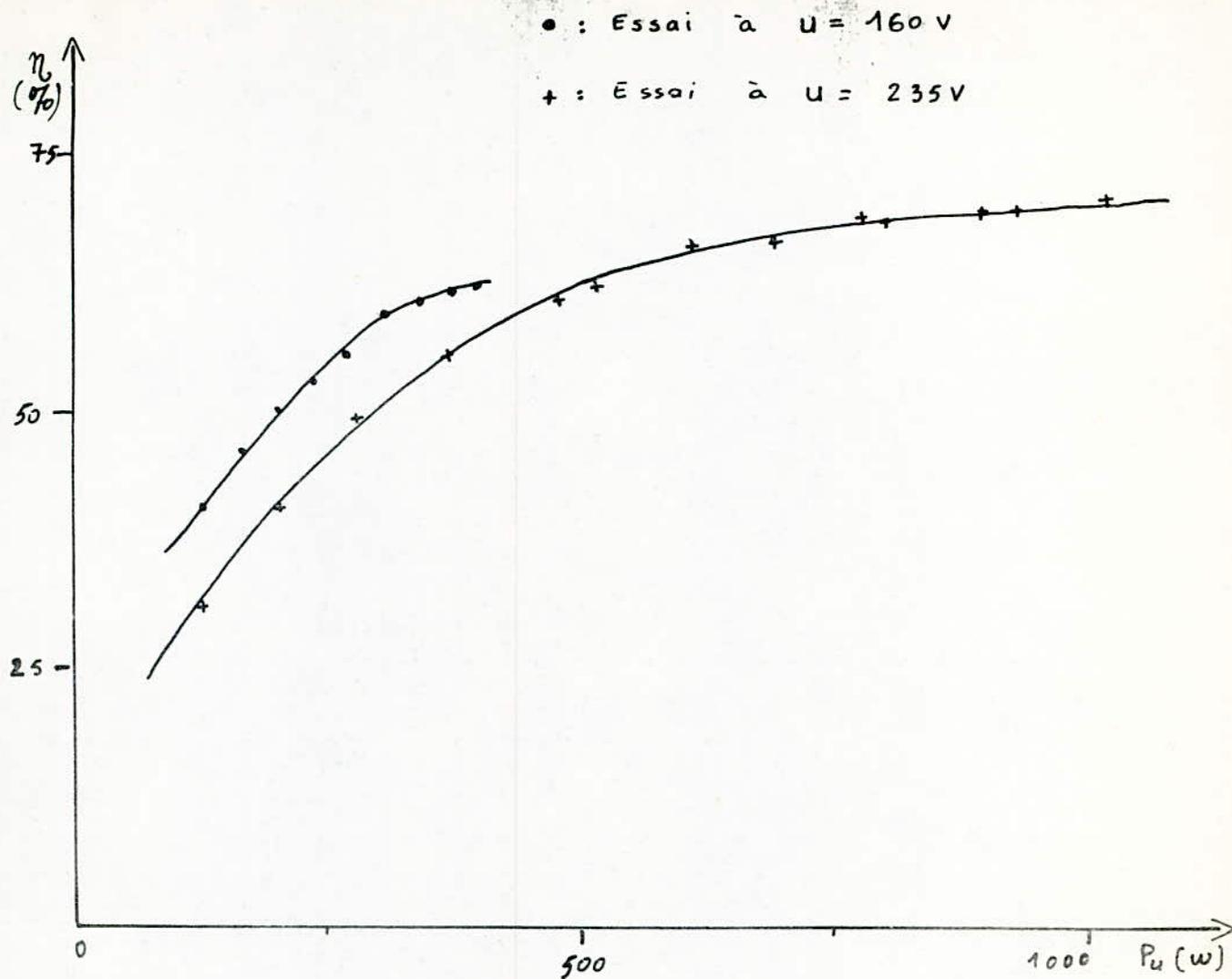


Fig. III. 11. Variation du rendement en fonction de la puissance utile.

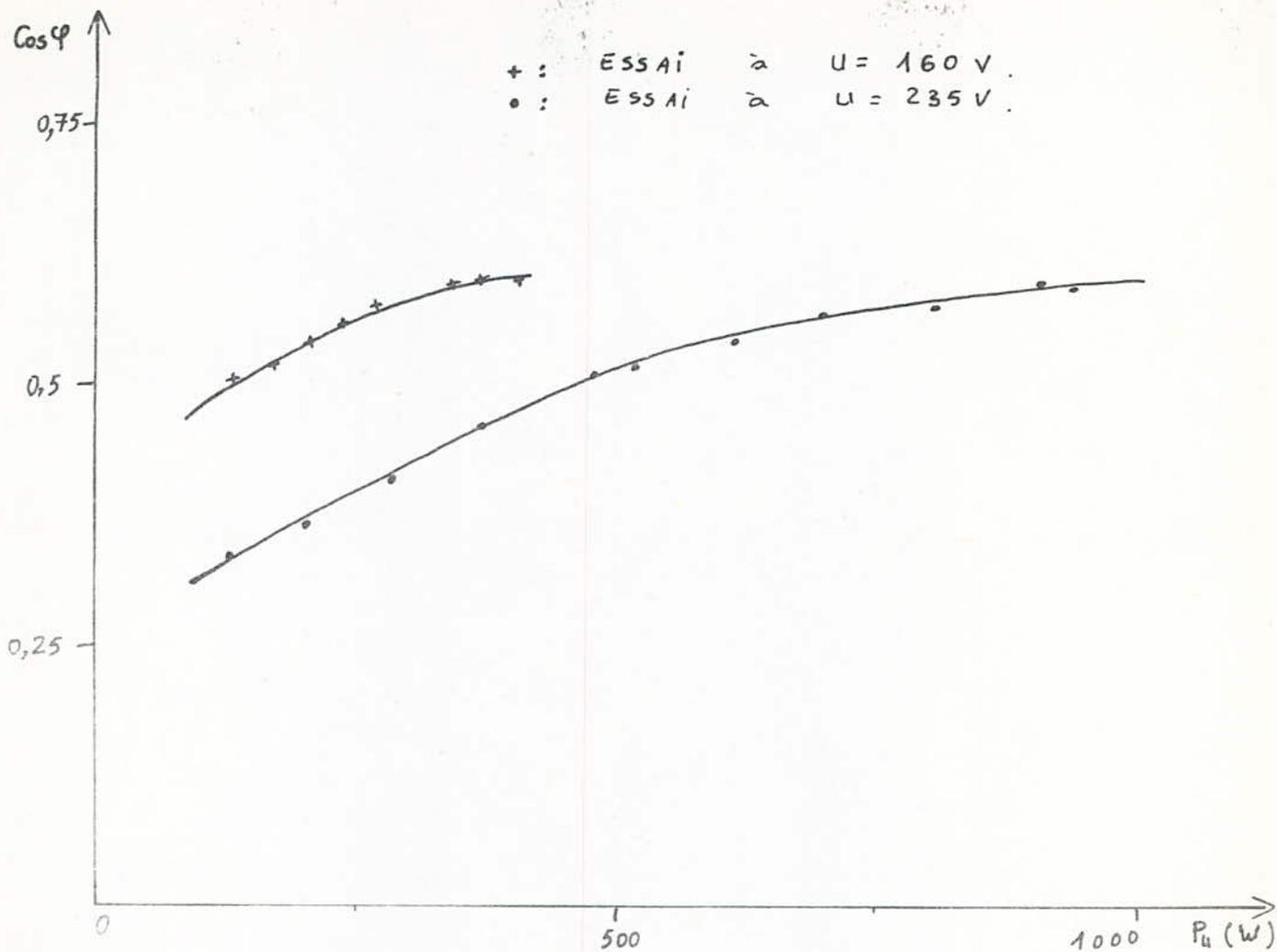


Fig- III : 12 - Variation du facteur de puissance en fonction de la puissance utile.

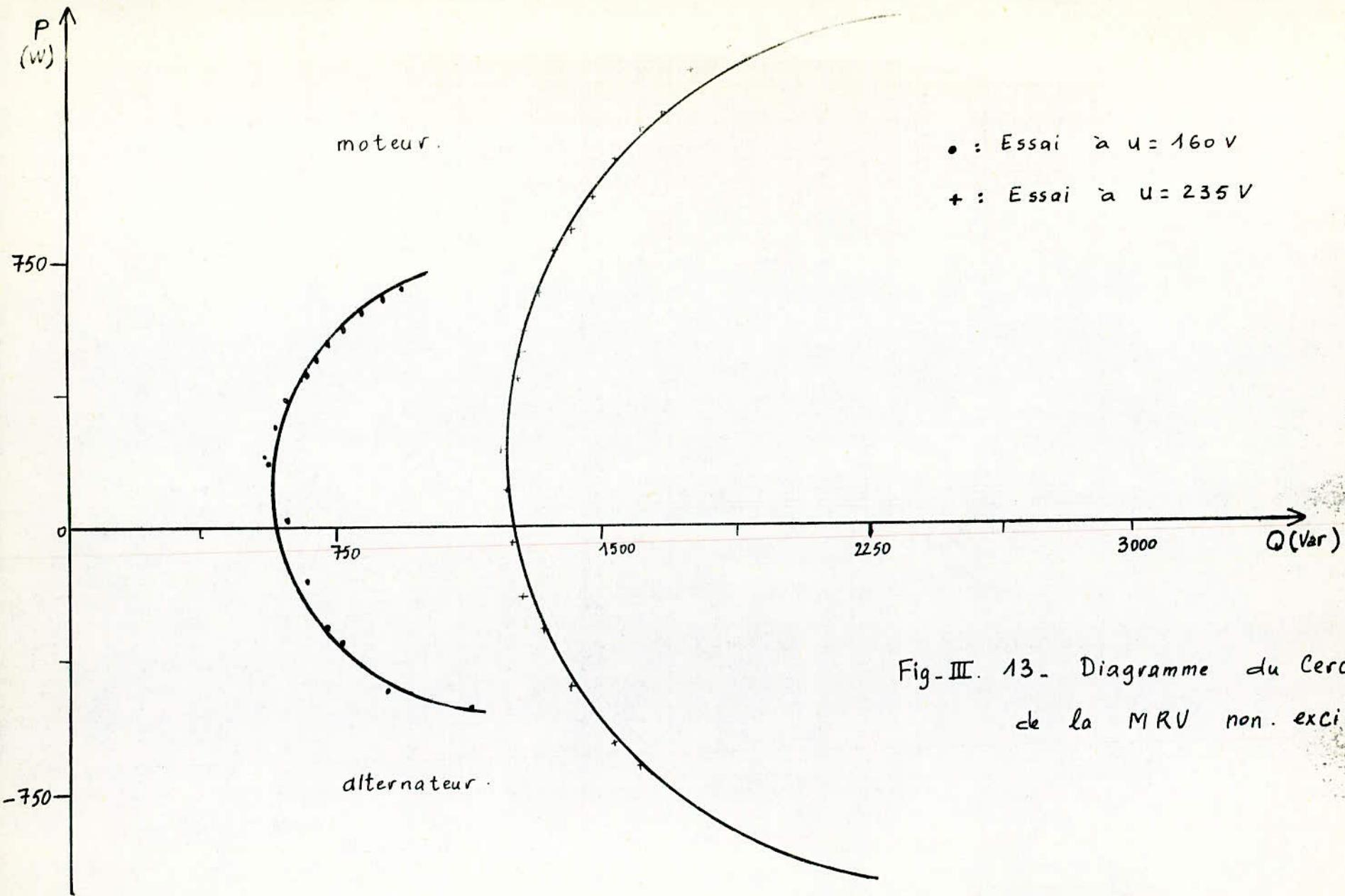


Fig-III. 13. Diagramme du Cercle de la MRV non excitée

Les puissances maximales mesurées aux bornes de la machine en marche moteur et alternateur sont respectivement:

$$1470 \text{ W et } 670 \text{ à } U = 235 \text{ V}$$

$$675 \text{ W et } 500 \text{ à } U = 160 \text{ V}$$

Sous la tension de 235 V la puissance réactive maximale mesurée est de l'ordre de 1875 Vars.

A partir des coordonnées du centre du cercle, ainsi que de son rayon on peut déterminer les réactances directe et transversale . On obtient:

$$X_d = 44,3 \ \Omega$$

lorsque $U = 235 \text{ V}$

$$X_q = 14.7 \ \Omega$$

$$X_d = 44.1 \ \Omega$$

lorsque $U = 160 \text{ V}$

$$X_q = 13.5 \ \Omega$$

1.4- RECAPITULATIF DE L'IDENTIFICATION DE LA MRV

Les constantes de la machine sont déterminées aussi par l'essai à faible glissement. Cet essai est effectué de la manière suivante: Nous alimentons la machine sous tension réduite puis on l'entraîne à une vitesse très voisine à celle du synchronisme. On relève les valeurs de V, I de la tension et du courant statorique.

Quand on est dans la position transversale (le courant I est alors maximum), le quotient de V par I donne X_q . Quand on est dans la position longitudinale (le courant I est minimum), le quotient V/I donne X_d . (3)

Les différentes valeurs mesurées des réactances directe X_d et transversale X_q sont résumées dans le tableau suivant:

ESSAI	$X_d (\Omega)$	$X_q (\Omega)$
1ère méthode de la mesure des inductance	20,2	14,5
2ème méthode	30	24
A vide	40	—
Diagramme du cercle	44,3	14,7
A faible glissement	31,4	19,3

CONCLUSION

Il résulte de ces valeurs que les méthodes proposées ne sont qu'approximatives. Les écarts entre les valeurs trouvées sont principalement dûs aux appareils de mesure et aux méthodes de mesure elles-mêmes.

Nous retenons les valeurs données par le diagramme du cercle car celles-ci permettent de prédéterminer certaines caractéristiques d'une manière suffisamment approchée à celles obtenues expérimentalement.

2.- MACHINE HOMOPOLAIRE

Nous avons utilisé un rotor ayant deux dents et dont les caractéristiques sont données sur la fig. (III.14).

L'enroulement d'excitation est constitué de deux bobines en série et placées au niveau des flasques de part et d'autre du rotor, créant ainsi des flux homopolaires qui s'additionnent au niveau de l'entrefer.

Le dimensionnement des poulies est fait dans la limite de l'espace disponible en maximisant le nombre d'ampères-tours et minimisant les pertes joules correspondantes, assurant ainsi un minimum de refroidissement fig. (III.15).

Le trajet du flux homopolaire est tel que les deux dents du rotor portent des pôles identiques et le retour de ce flux est assuré par l'armature statorique et les flasques.

Contrairement à la machine non excitée, la MRV homopolaire ne peut s'accrocher en démarrage asynchrone. En effet le nombre de dents rotoriques ne correspond pas au nombre de paires de pôles. Des couples pulsatoires parasites prennent naissance, ils sont accentués lorsque la machine est couplé en triangle. En effet dans ce mode de couplage, nous avons mesuré un courant homopolaire (de circulation) durant le fonctionnement en alternateur à vide.

Nous allons maintenant décrire les essais effectués sur cette machine tant en fonctionnement moteur qu'alternateur.

Echelle 1

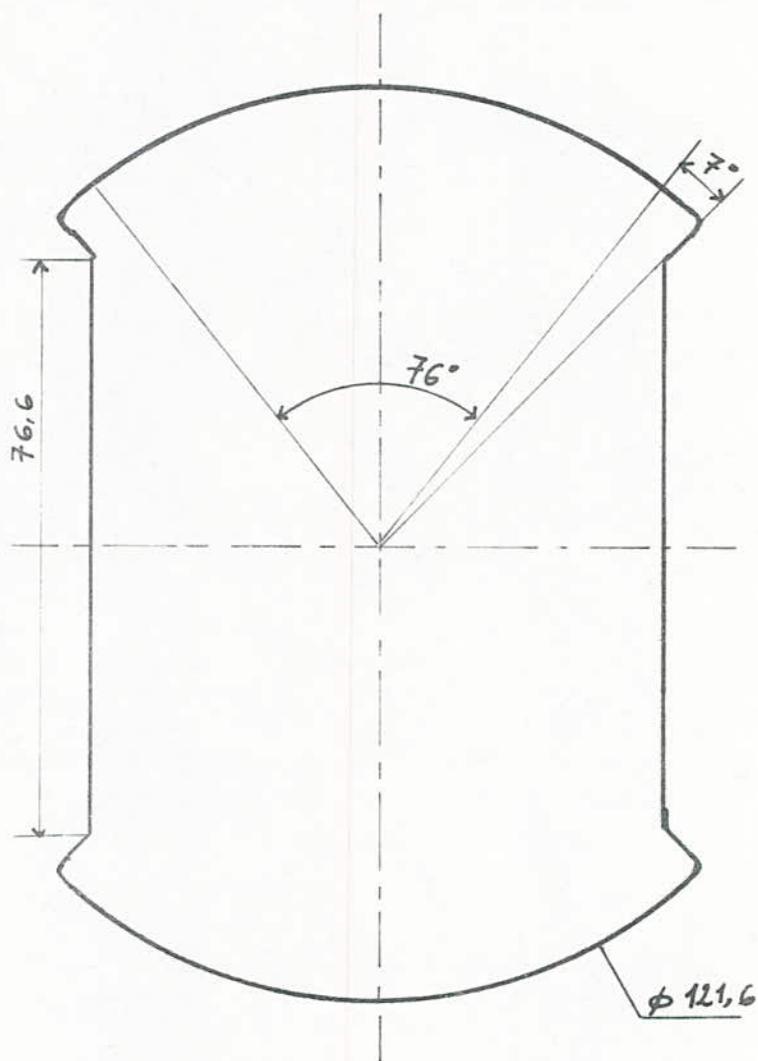


Fig: III. 14. Coupe transversale du rotor de la machine homopolaire

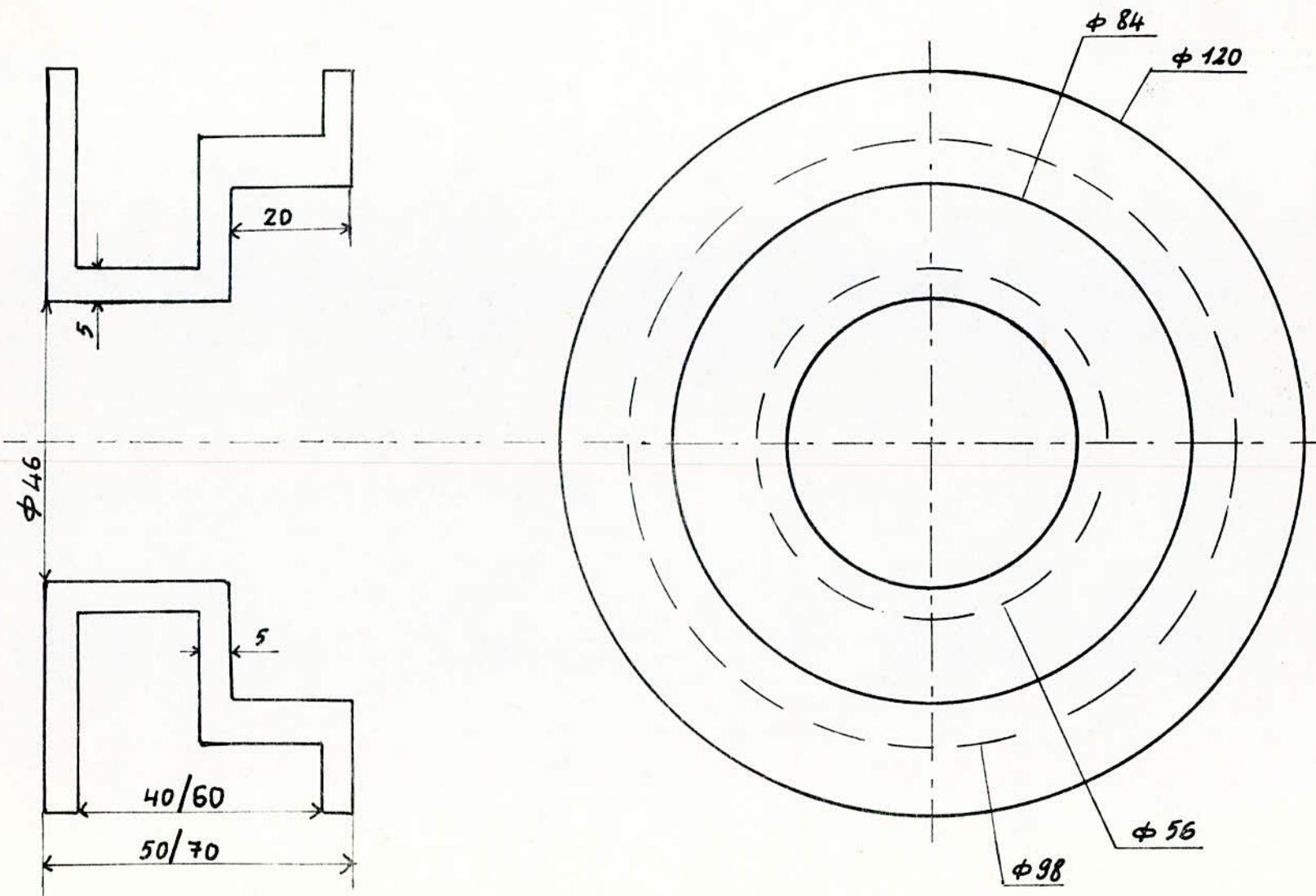


Fig. III 15. Schéma de la poulie de la bobine d'excitation

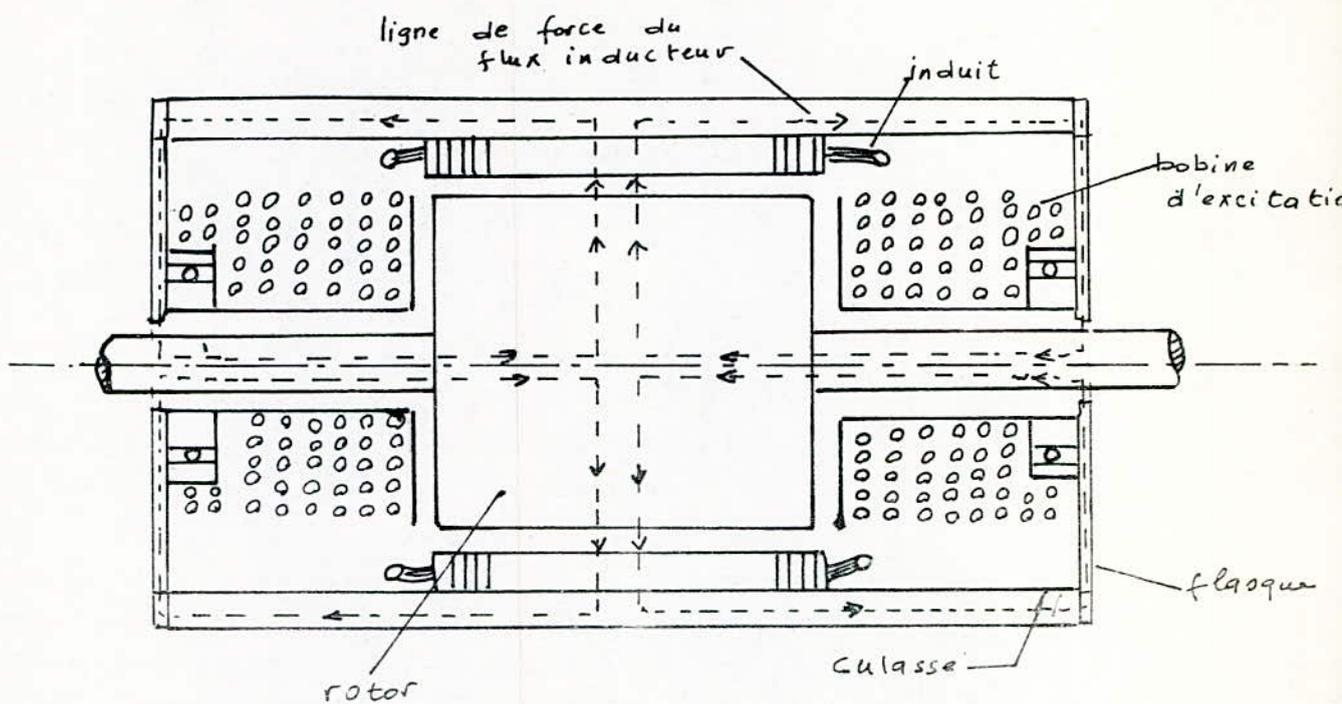


Fig. III.16. Vue en coupe de la machine homopolaire.

2.1- MESURE DES REACTANCES

Nous avons appliqué les méthodes décrites précédemment pour déterminer les différentes selfs et mutuelles inductances.

Les figures ($\text{III } 17, 18, 19$) représentent les variations des inductances en fonction de la position obtenues à l'aide de l'essai en courant alternatif où le courant est de 3 A. Ces figures concernent aussi les valeurs obtenues par l'envoi d'un échelon de tension continue où le courant final est fixé à 1 A.

Les deux méthodes donnent des résultats assez voisins et nous vérifions la périodicité de la variation des inductances statoriques (Π électrique) et de la mutuelle stator-rotor (2Π électrique).

Les valeurs des réactances directe et transversale sont calculées à partir des coefficients du développement en série de Fourier des variations des inductances.

La première méthode fournit:

$$X_d = 21.7 \Omega$$

$$X_q = 12.1 \Omega$$

tandis que la méthode de l'échelon de tension donne:

$$X_d = 22.6 \Omega$$

$$X_q = 14.4 \Omega$$

L'essai à courant alternatif est effectué pour plusieurs valeurs du courant : $I = 1, 3, 5, 8$ A; malheureusement nous n'avons pas pu exploiter ces mesures car les variations des selfs et mutuelles en fonction du courant pour une position donnée sont complexes.

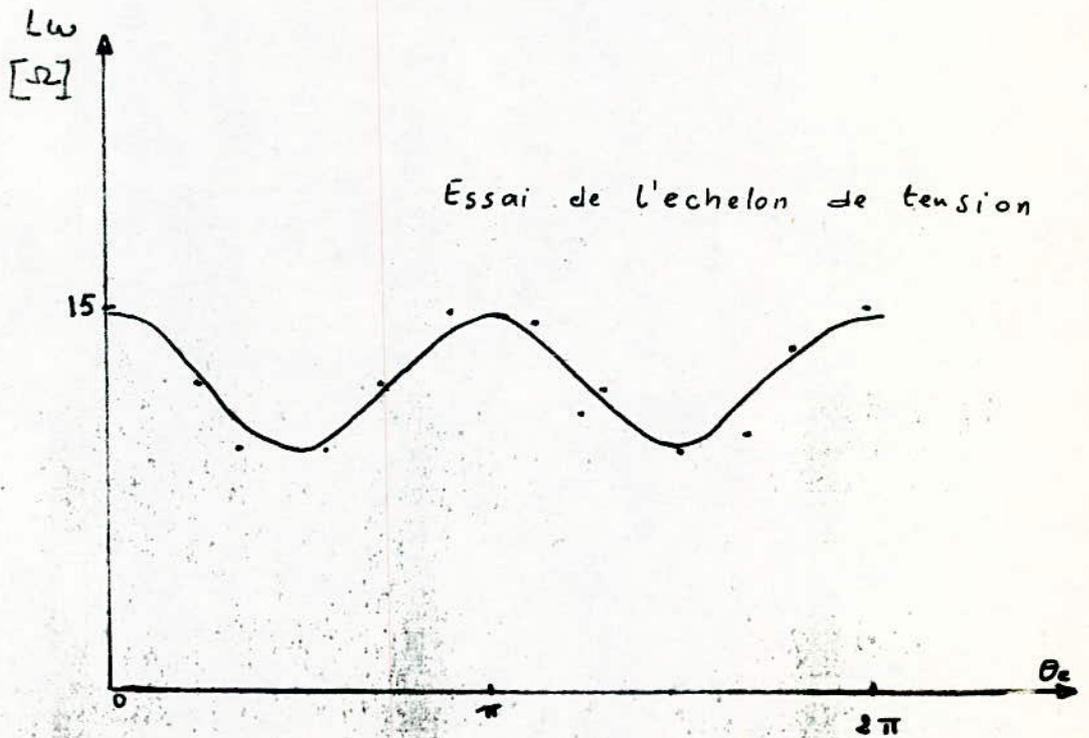
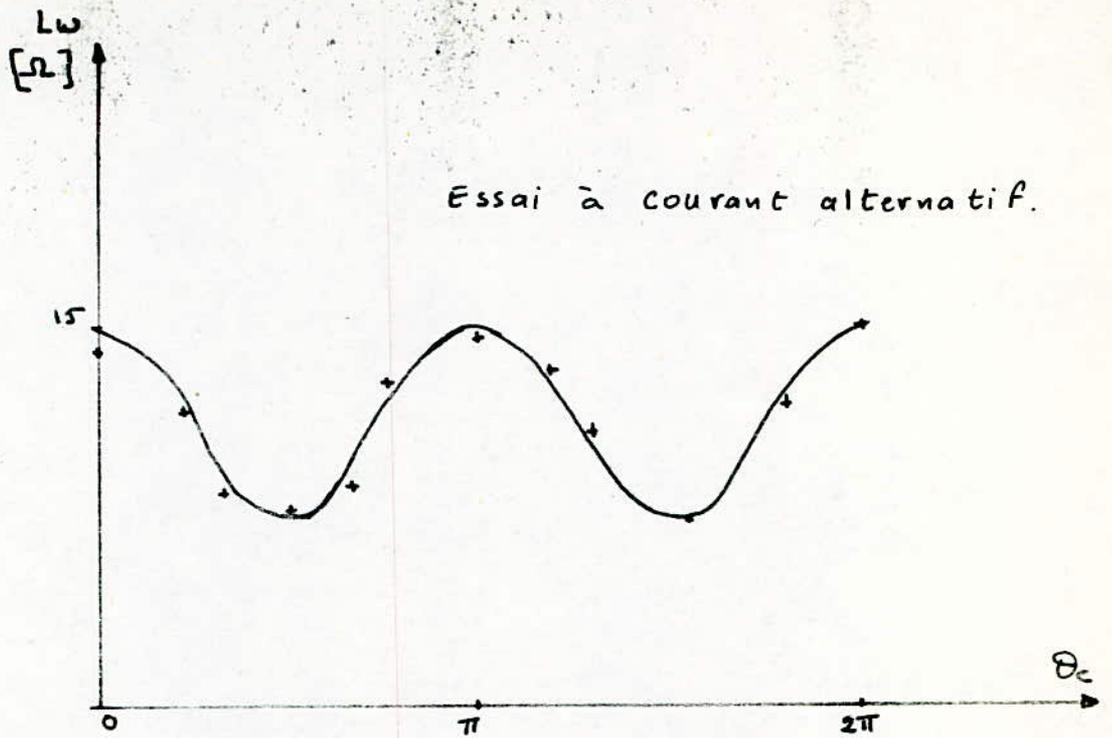
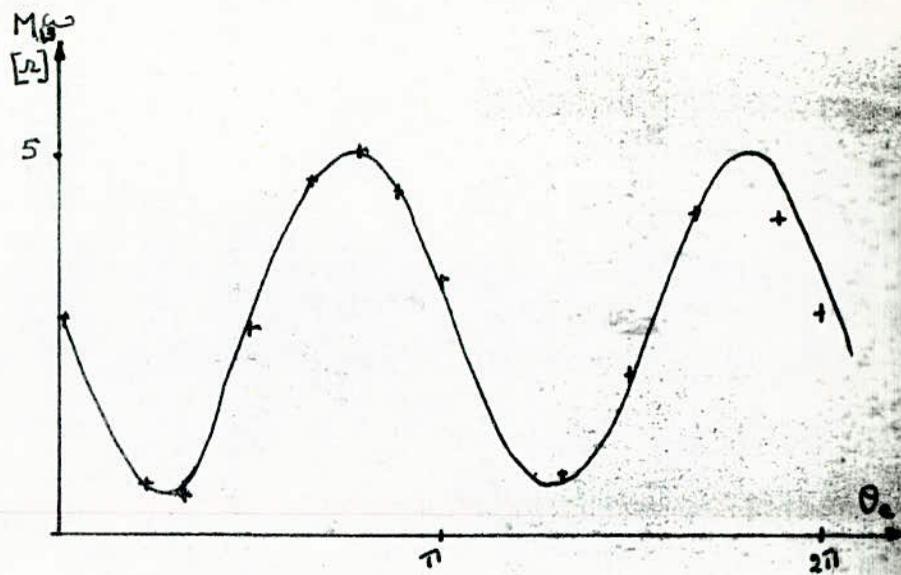
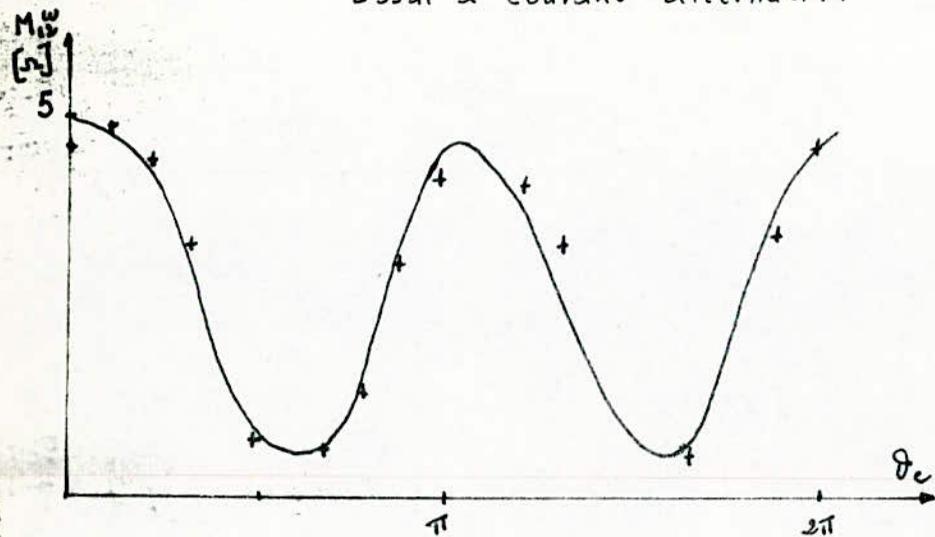


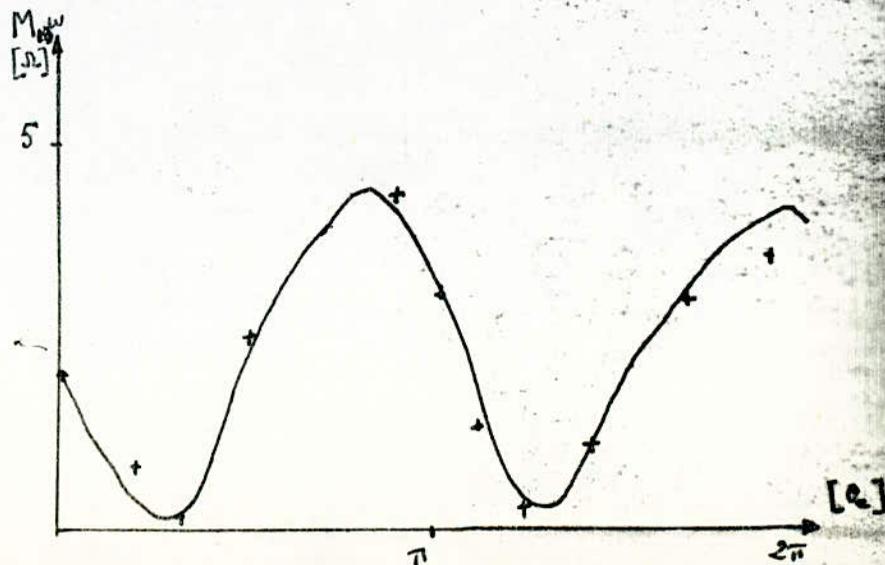
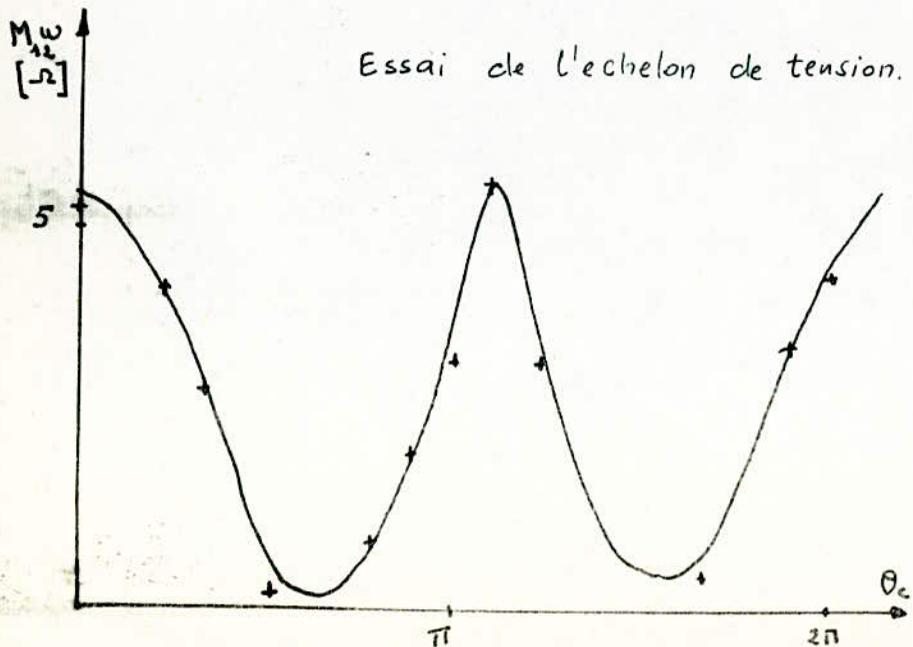
Fig III.17 Variation des self. inductances en fonction de la position du rotor.

Fig. III.18. Variation des mutuelles statoriques en fonction de la position du rotor.
en fonction de la position du rotor.

Essai à courant alternatif.



Essai de l'échelon de tension.



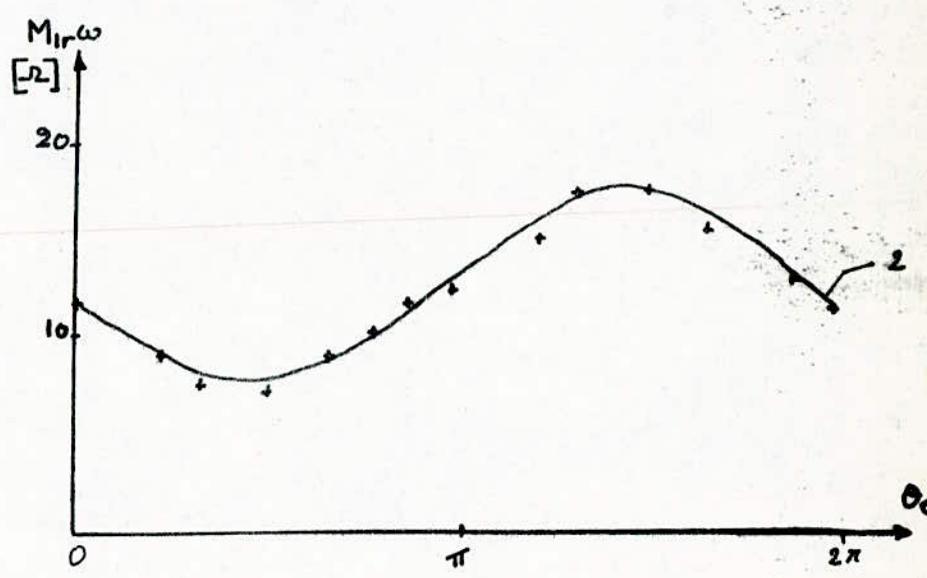
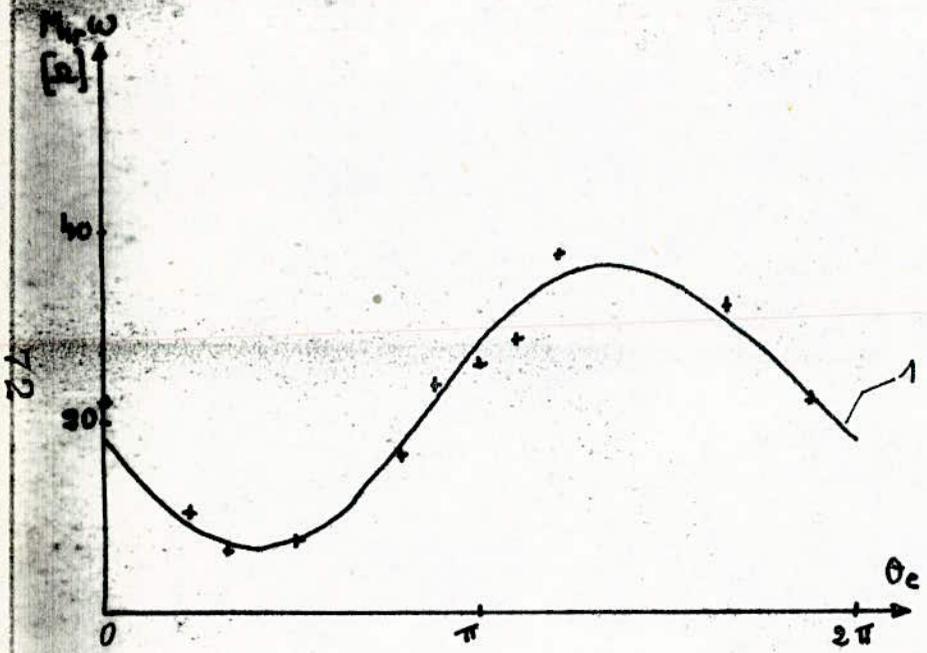


Fig. III.19 - Variation de la mutuelle stator-rotor en fonction de la position du rotor

- 1- : Essai de l'échelon de tension.
- 2- : Essai à courant alternatif.

2.2- CARACTERISTIQUE DE MAGNETISATION

La machine couplée en étoile, est entraînée à 1500 t/mn à l'aide de la dynamo-balance. On relève la f.e.m. à vide fig (III.20) en variant le courant d'excitation de 0 à 3 A, valeur à laquelle la tension entre phase atteint 85 V.

La forme de la tension composée visualisée à l'oscilloscope montre l'existence d'harmoniques dues principalement à la géométrie du rotor fig. (III.21).

2.3- CARACTERISTIQUE DU COURT-CIRCUIT

La machine entraînée à 1500 t/mn; on relève la variation du courant statorique en fonction du courant d'excitation I_r lorsque les trois phases de l'induit sont court-circuitées.

La courbe obtenue fig (III.22) est linéaire pour des courants d'excitation inférieurs à 2 A. La saturation intervient pour des courants supérieurs.

Le courant de court-circuit est faible devant le courant nominal de la machine initiale. Pour un courant d'excitation égal à 3 A, le courant de ligne vaut 4 A (soit la moitié du courant nominal mentionné sur la machine initiale). On met ainsi en évidence l'importance du flux de fuite d'excitation.

En court-circuit, les équations (18) établies au chapitre précédent deviennent:

$$I_d = \frac{- E X_q}{R_s^2 + X_d X_q} ; \quad I_q = \frac{- R_s E}{R_s^2 + X_d X_q} \quad (\text{car } V=0)$$

$$\text{avec } I^2 = I_d^2 + I_q^2$$

$$\text{d'où : } I = \frac{E}{R_s^2 + X_d X_q} \cdot (R_s^2 + X_q^2)$$

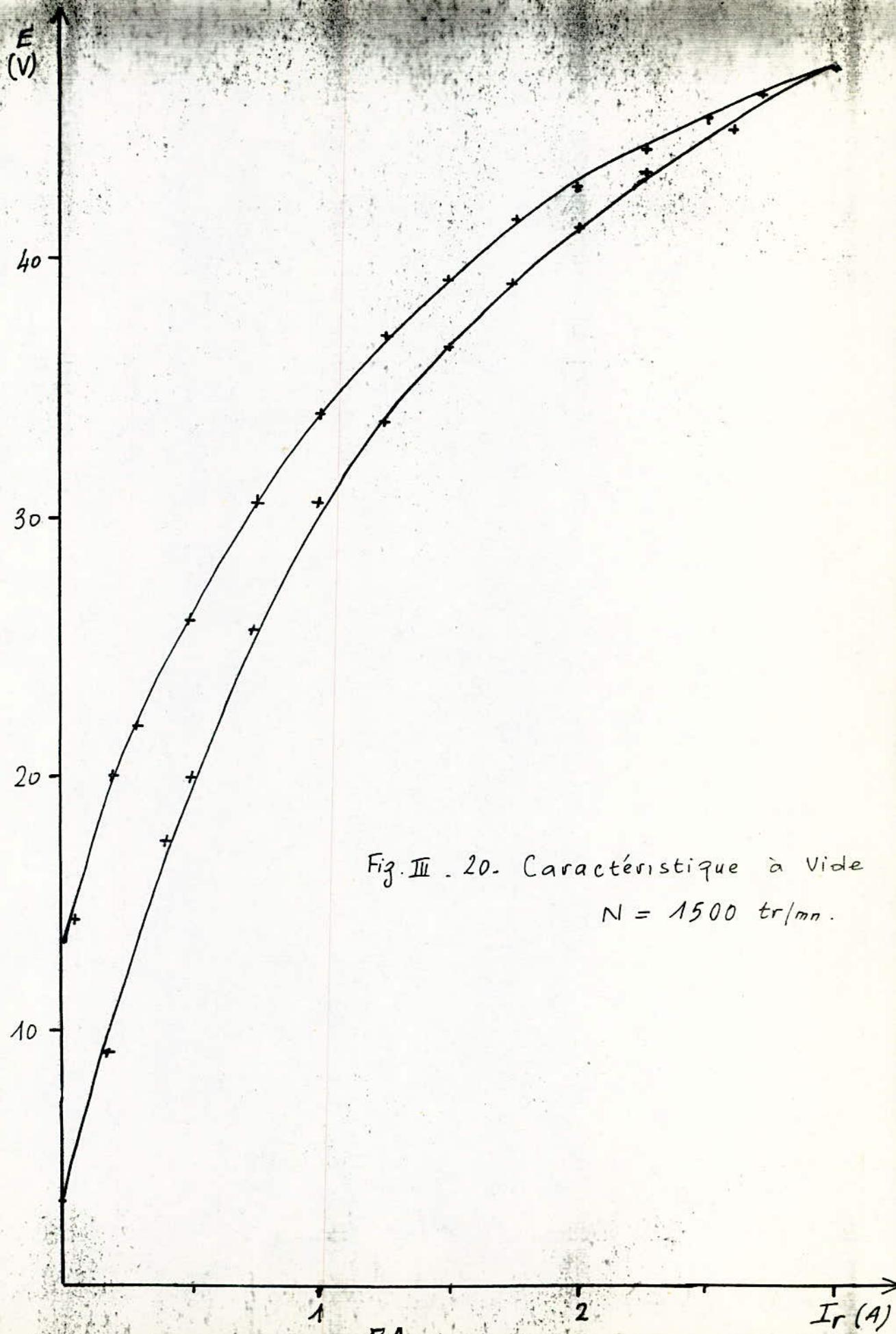


Fig. III . 20. Caractéristique à Vide
 $N = 1500$ tr/mn.

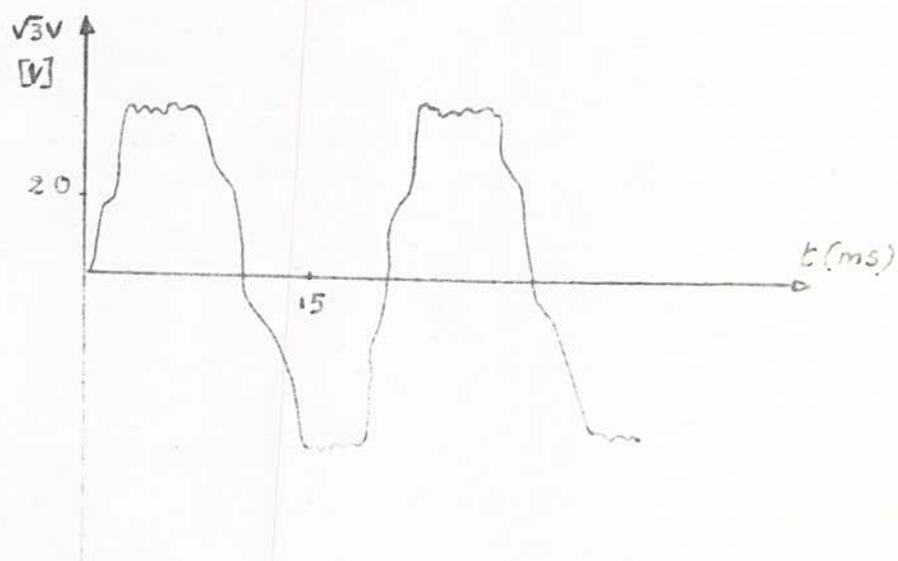


Fig. III.21. Forme de la tension obtenue

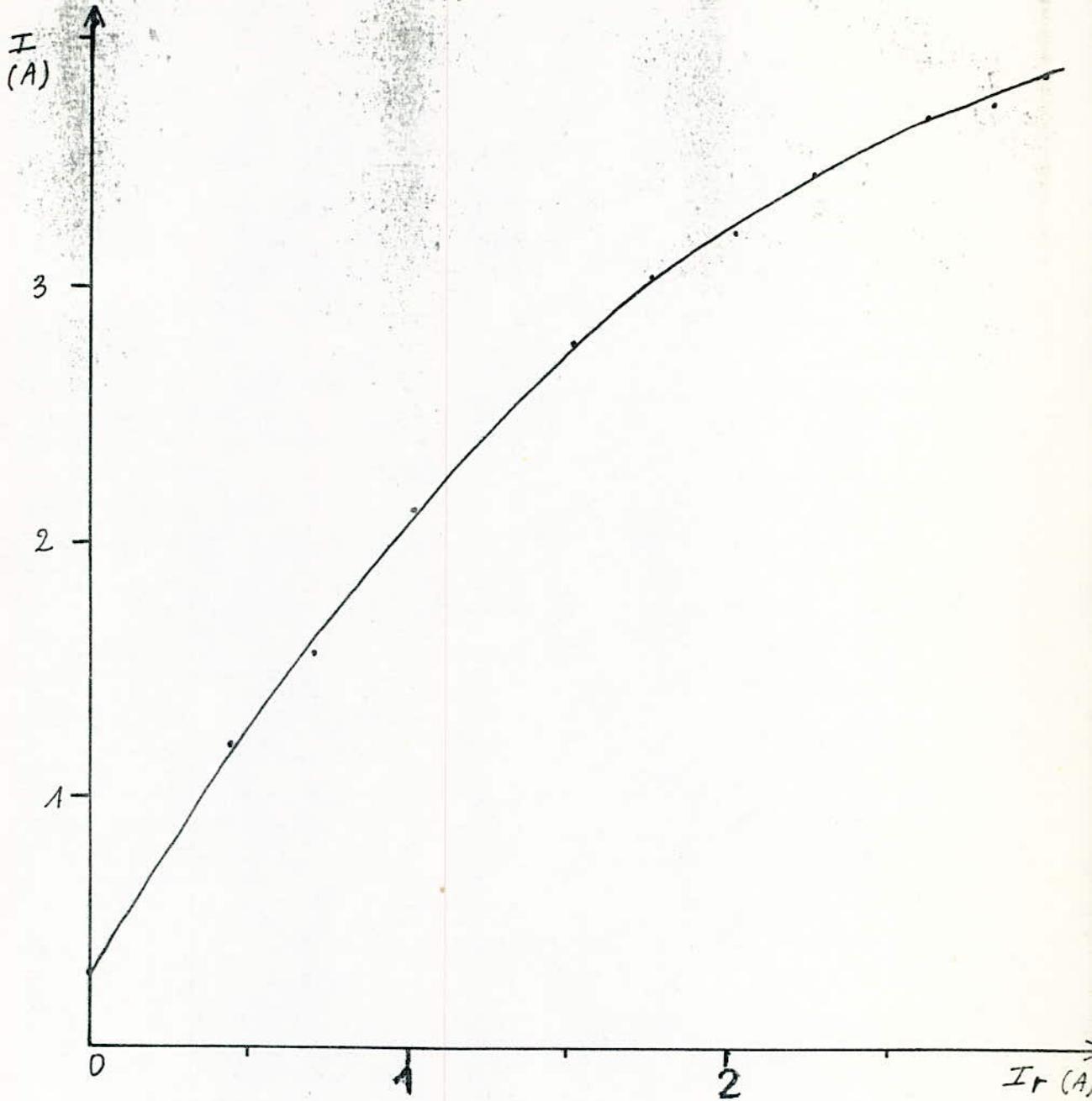


Fig. III. 22 - Caractéristique de Court-Circuit.

Si on admet que R_s^2 est négligeable devant X_q^2 et $X_d \cdot X_q$ (ce qui est vérifié dans notre cas), le courant de court-circuit est fonction linéaire de E et a pour coefficient angulaire $\frac{1}{X_d}$

Pour un courant d'excitation de 1 A, nous relevons les valeurs de E et de I_{cc} dans la partie linéaire. Elles conduisent à la valeur de X_d .

Dans notre cas, elle vaut:

$$X_d = 16,4 \Omega$$

2.4- ESSAIS EN CHARGE

2.4.1- CARACTERISTIQUES EXTERNES:

La machine entraînée à 1500 t/mn, débite sur une charge triphasée équilibrée variable. En augmentant le courant de charge, on relève la tension aux bornes du stator pour différentes excitations I_r et pour deux valeurs du facteur de puissance : $\cos \varphi = 1$ et $\cos \varphi = 0,8$.

Les tensions recueillies sont faibles devant la tension nominale de la machine initiale et les caractéristiques obtenues, figures (III.23 et III.24.) sont nettement tombantes ce qui montre l'importance de la réaction d'induit.

Les chutes de tensions mesurée lorsque $\cos \varphi = 1$ et $I = 3A$ sont:

$$\Delta U = 45 \% \text{ pour un courant d'excitation } I_r = 2 \text{ A}$$

$$\Delta U = 63 \% \text{ pour un courant d'excitation } I_r = 3 \text{ A}$$

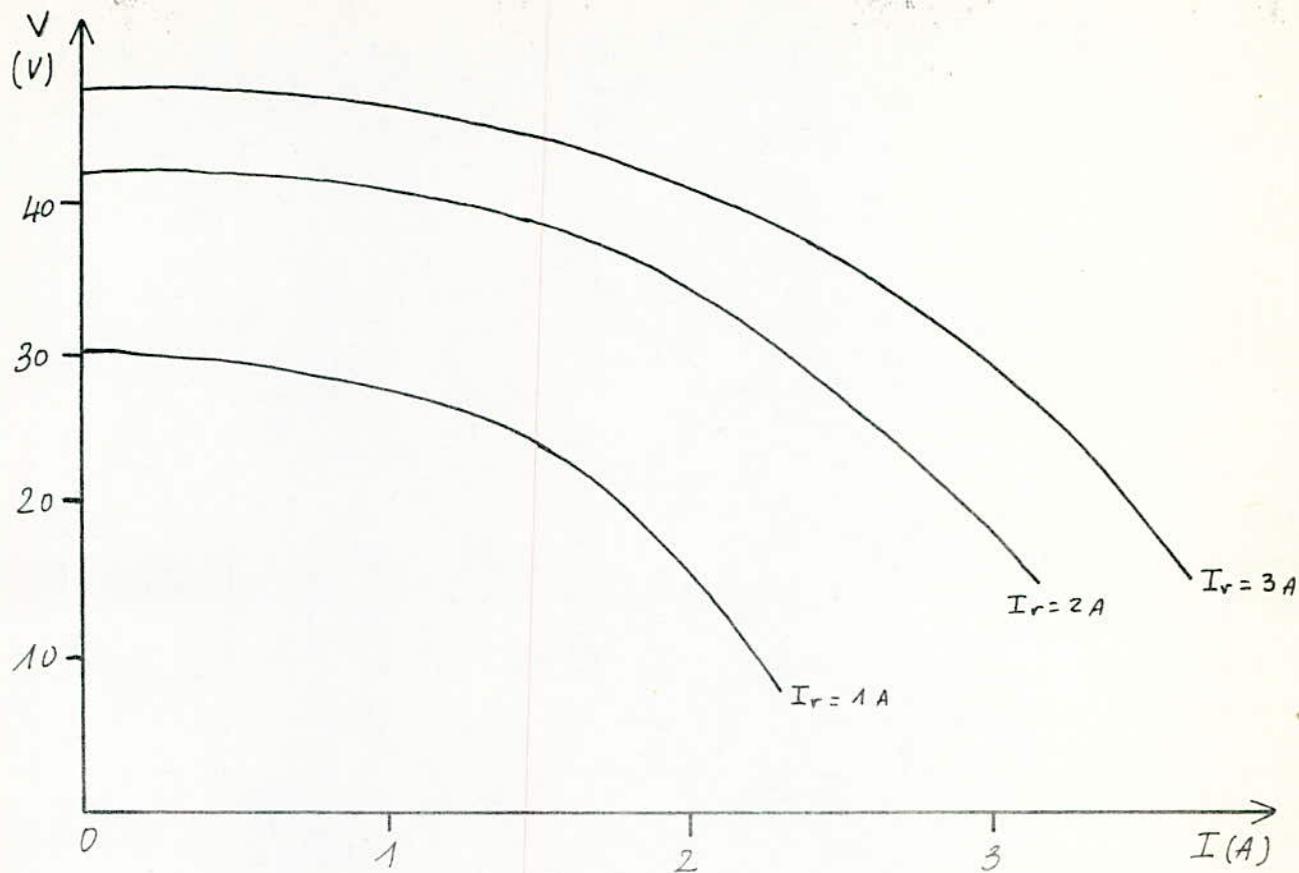


Fig-III.23. Caractéristique externe, $\cos \varphi = 1$

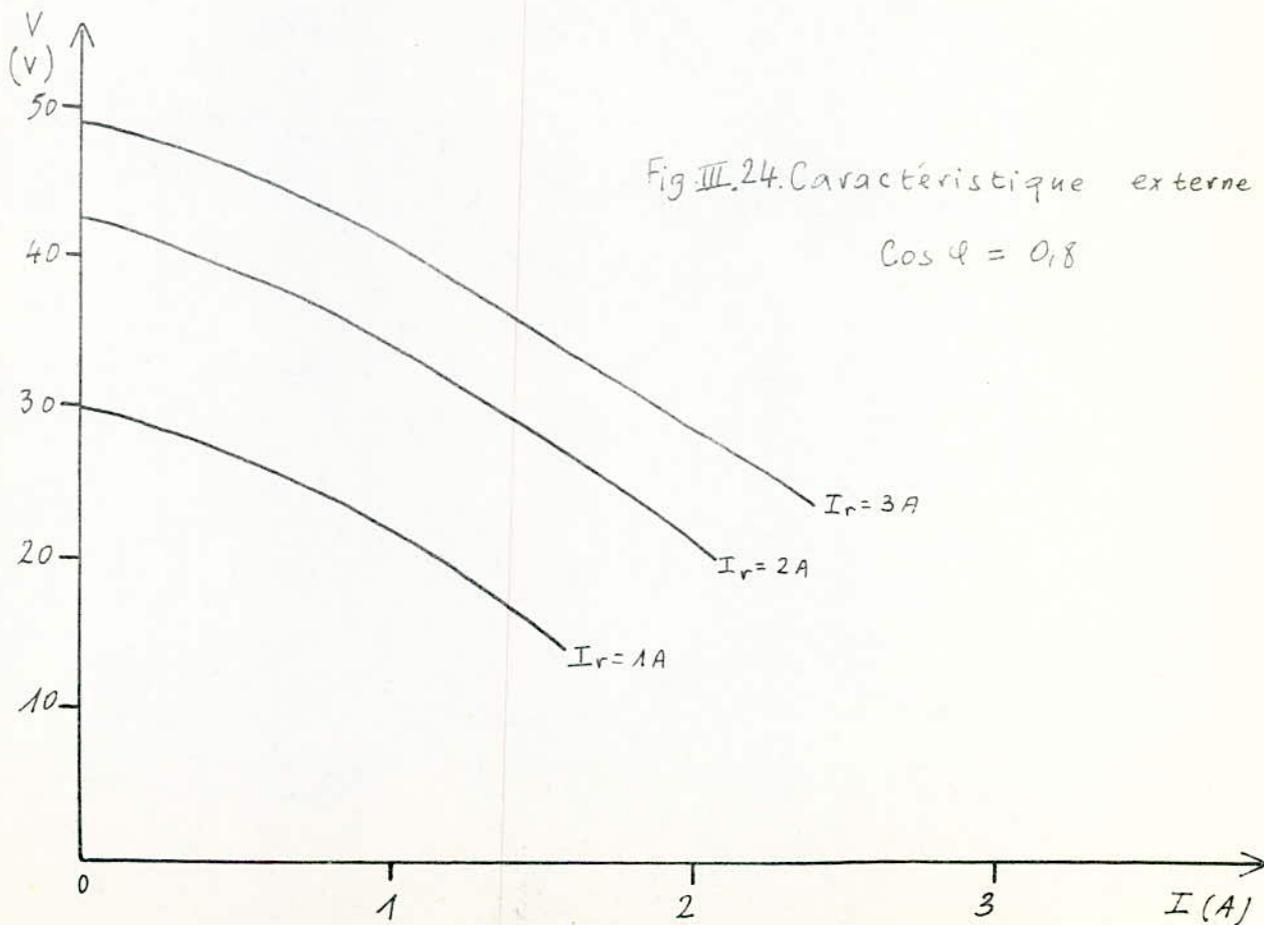


Fig. III.24. Caractéristique externe
 $\cos \varphi = 0.8$

2.4.2- CARACTERISTIQUE DE REGLAGE.

Elles correspondent aux courbes I_r (I) fig (III. 25) à tension et facteur de puissance constants. La machine entraînée à 1500 t/mn, nous relevons les caractéristiques de réglage à tension composée égale à 35 V pour deux valeurs du facteur de puissance:

$$\cos \varphi = 1, \quad \cos \varphi = 0,8$$

A $\cos \varphi = 0,8$ (arrière), l'excitation doit être plus grande pour compenser les chutes de tensions dues à la réaction démagnétisante.

2.4.3- COURBES DE MORDEY.

La MRV homopolaire est entraînée à 1500 t/mn puis couplée au réseau sous une tension composée de 83 V. Nous avons relevé les courbes de Mordey en alternateur pour deux puissances utiles

$$P_1 = 150 \text{ W et } P_2 = 350 \text{ W figure (III. 26) .}$$

ces dernières montrent que pour des courants d'excitation inférieurs à 3A, l'alternateur travaille toujours en régime sous excité.

Pour une puissance absorbée de 150 W, la machine fonctionne sous un facteur de puissance voisin de l'unité lorsque le courant d'excitation est de l'ordre de 3 A.

Nous avons aussi représenté les courbes de Mordey en fonctionnement moteur sous une tension d'alimentation de 83 V fig. (III. 27) la machine peut fournir de la puissance réactive au réseau pour des courants d'excitation supérieurs à 3A.

Sous cette tension de 83 V, on constate que le régime de fonctionnement moteur devient instable c'est à dire que la machine décroche, pour les courants d'excitation inférieurs à 0,75 A (Cas où $P = P_1 = 150 \text{ W} .$)

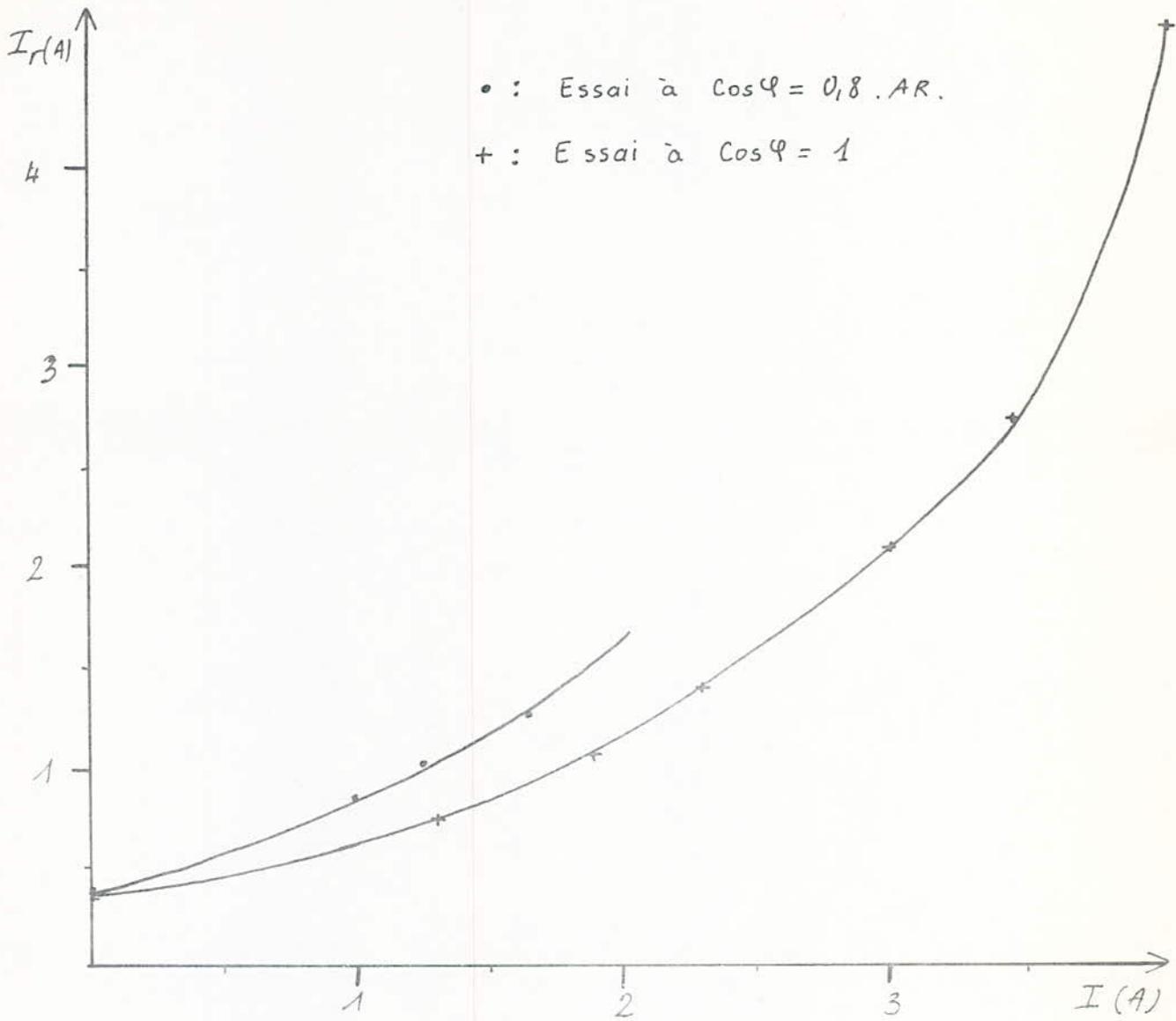


Fig.III.25. Caractéristique de réglage $U = 35$ V

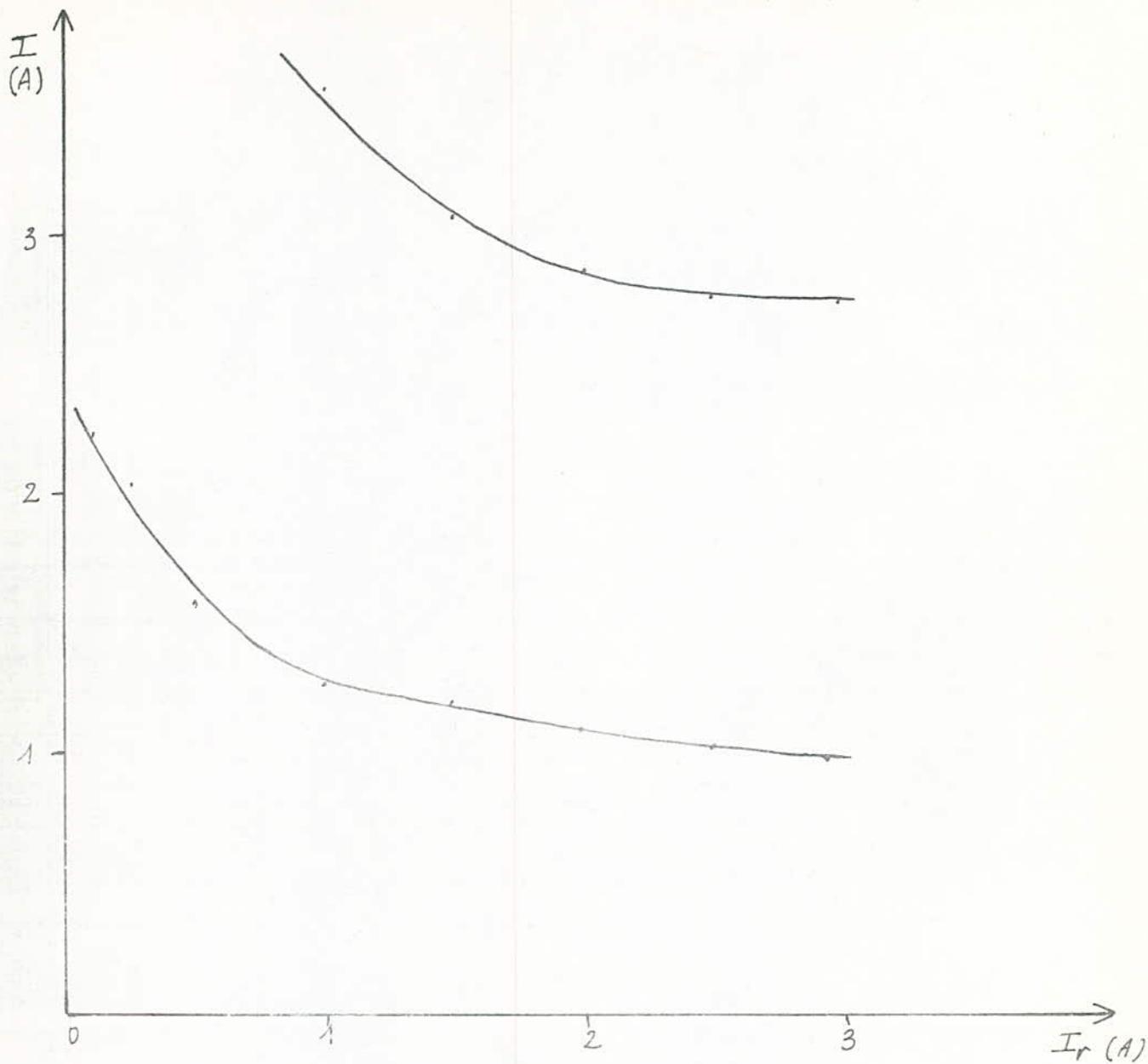


Fig-III. 26- Courbes de Mordey en marche alternateur
 $U = 83 \text{ V}$

2.4.4- RENDEMENT ET FACTEUR DE PUISSANCE

Lorsque la MRV est accrochée au réseau sous une tension composée de 83 V, le couple produit est faible, ce qui introduit des erreurs importantes dans sa mesure, et par conséquent sur la détermination du rendement qui est obtenu par une méthode indirecte. Nous avons alors fait des essais sous 220 V (tension composée), les variations du rendement et du facteur de puissance fig. (III . 28) augmentent lorsque la charge est inférieure à 1500 W Pour un courant d'excitation I_r égal à 3A, la puissance utile maximum (avant décrochage) est de l'ordre de 1500 W sous un facteur de puissance égal à 0,7 et un rendement de l'ordre de 74 %.

En augmentant le courant d'excitation à 4 A (valeur maximum tolérée), on améliore légèrement le rendement et le facteur de puissance. Ceci s'explique par la saturation du circuit magnétique.

2.4.5- DIAGRAMME DU CERCLE DANS LE PLAN P-Q.

Les essais en charge effectués à tension constante, permettent de tracer dans le plan (P-Q) les lieux de fonctionnement à excitation constante. Les parties de ces lieux obliques fig. (III . 29) se déplacent vers les puissances réactives négatives, lorsqu'on augmente le courant d'excitation. On voit ré ainsi l'amélioration du facteur de puissance.

Le fonctionnement (en moteur ou en alternateur) à excitation nulle n'est possible qu'après avoir couplé la machine au réseau et pour des tensions supérieures à 150 V entre phase. Le rémanent permet alors le fonctionnement.

En fonctionnement moteur, nous avons effectué cet essai sous 280 V (composée) et nous avons tracé le cercle correspondant au lieu de fonctionnement dans le plan P,Q. Fig. (III . 30) .

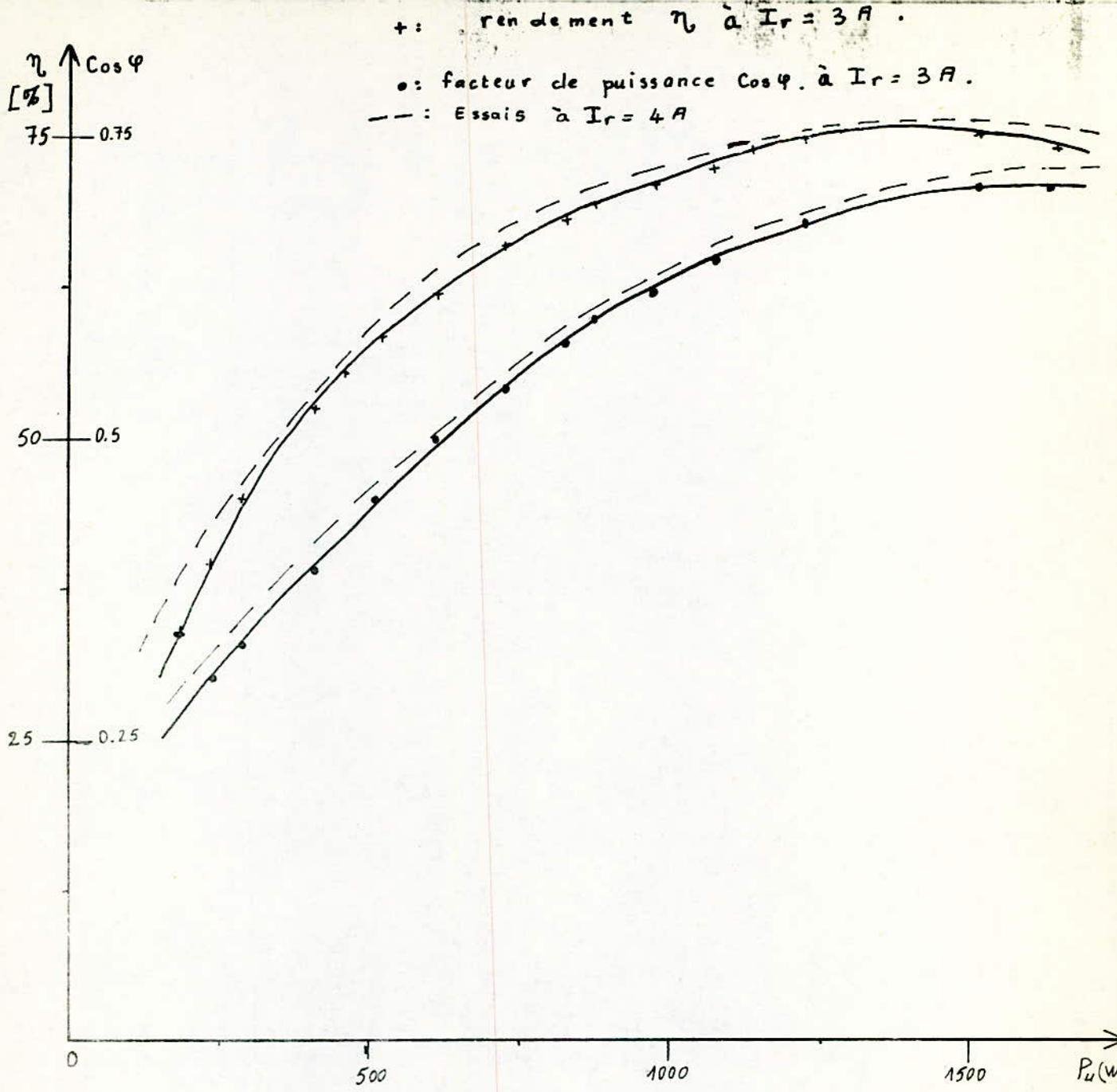
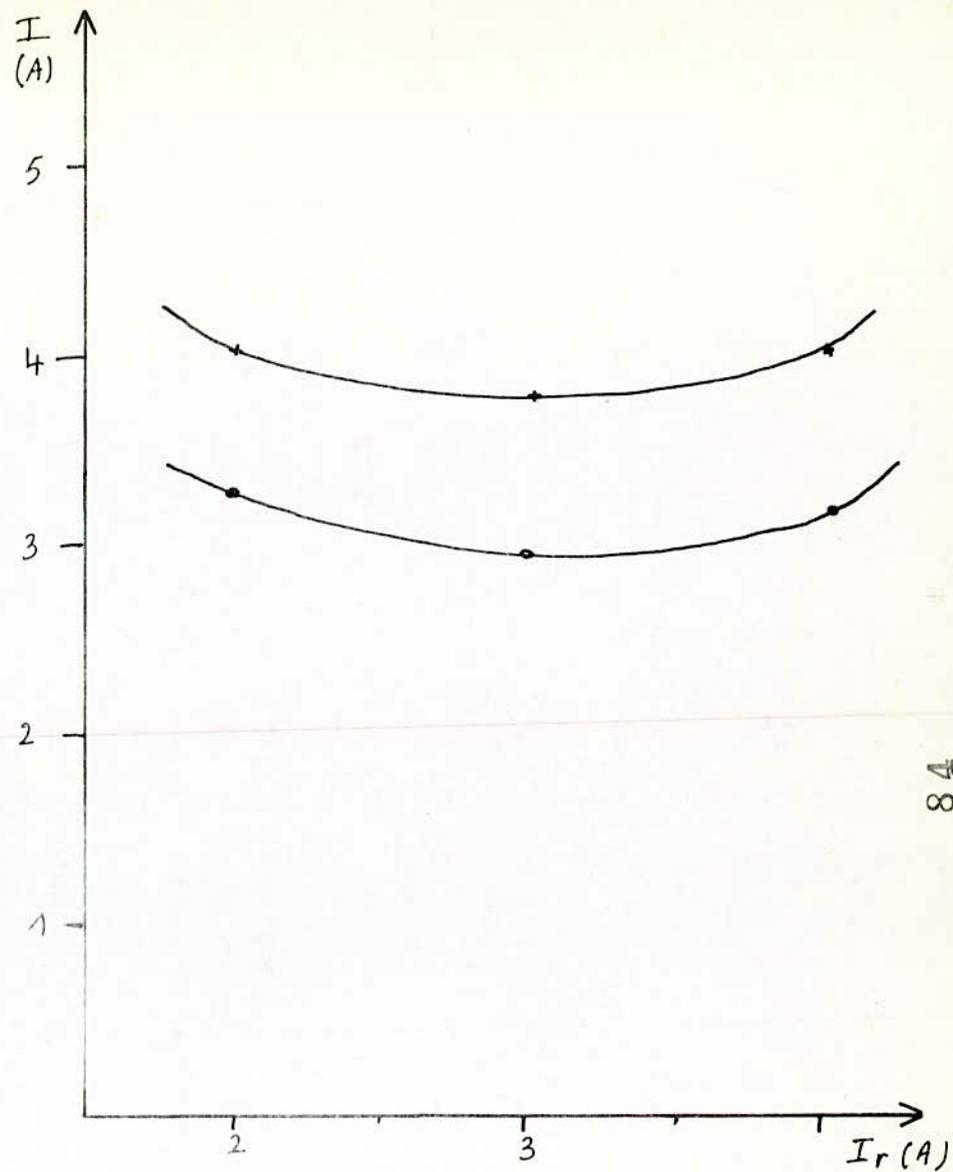
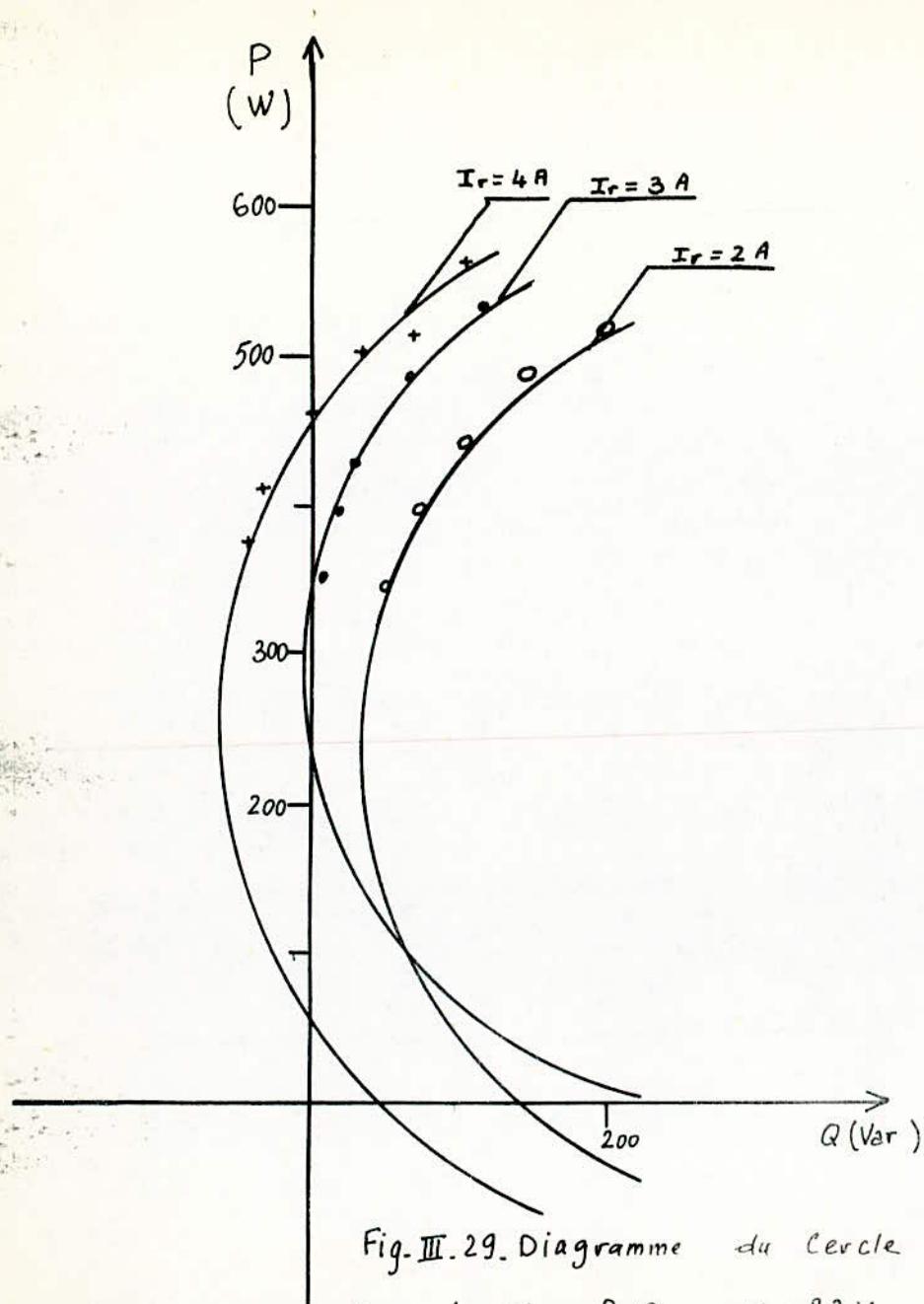


Fig. III.28 Variation du rendement et du facteur de puissance en fonction de la puissance utile.



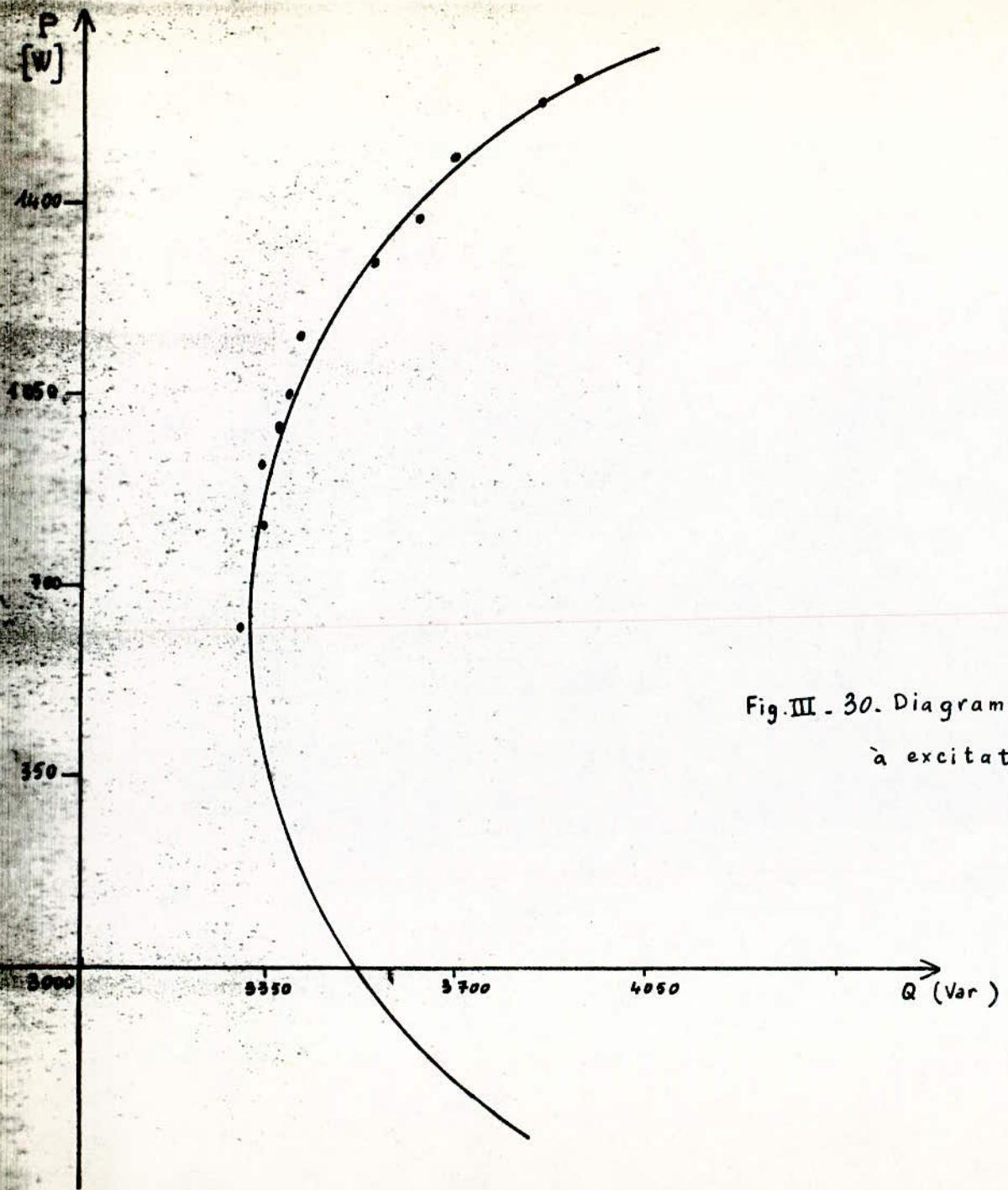


Fig. III - 30. Diagramme du Cercle
à excitation nulle . $U = 280 \text{ V}$.

En identifiant les valeurs expérimentales des coordonnées du centre et celle du rayon aux expressions théoriques trouvées au chapitre II, nous avons:

Coordonnées du cercle:

$$X = \frac{3V^2 R}{R_s^2 + X_d X_q} = 4423 \text{ (vars)}$$

$$Y = \frac{3V^2 (X_d + X_q)}{2 (R_s^2 + X_d X_q)} = 630 \text{ (W)}$$

Le rayon du cercle:

$$r = \frac{3V^2 (X_d - X_q)}{2 (R_s^2 + X_d X_q)} = 1120 \text{ (W)}$$

Nous pouvons alors déduire les valeurs des réactance directe et transversale, ainsi que celle de la résistance.

Nous obtenons:

$$X_d = 23,2 \ \Omega \ ; \ X_q = 13,8 \ \Omega \ ; \ R = 2,4 \ \Omega .$$

2.5- RESUME RECAPITULATIF DE L'IDENTIFICATION DE LA MACHINE

Les valeurs des réactances directe et transversale obtenues par les différents essais effectués sont résumés dans le tableau suivant:

ESSAIS	$X_d (\Omega)$	$X_q (\Omega)$
Statique en courant alternatif.	21.7	12.1
Echelon de tension	22.6	14.4
Cercle à excitation nulle.	23.2	13.8
Caractéristiques à vide et cc.	16.4	—

Les méthodes proposées donnent des valeurs assez proches et permettent de prédéterminer les caractéristiques de la machine avec une approximation satisfaisante en utilisant les expressions théoriques.

3- COMPARAISON ENTRE LES RESULTATS EXPERIMENTAUX ET THEORIQUES.

Nous avons vérifié pour les deux machines que les points expérimentaux se placent approximativement sur des courbes théoriquement tracées moyennant la connaissance des réactances X_d et X_q obtenues à partir des essais de l'identification des deux machines.

Nous avons calculé les valeurs maximum théoriques de la puissance active et du facteur de puissance pour les deux machines. Dans les tableaux suivants figurent ces valeurs ainsi que celles obtenues expérimentalement.

1°) CAS DE LA MRV NON EXCITEE

Avec: $U = 235 \text{ V}$ (composée) ; $X_d = 40 \Omega$, $X_q = 14 \Omega$.

	$\cos \varphi_{\max}$	$P_{\max} \text{ (W)}$
Valeurs théoriques	0.53	1440
Valeurs expérimentales	0.59	1470

2°) CAS DE LA MRV HOMOPOLAIRE

avec: $U = 83 \text{ V}$ (composée) ; $X_d = 22 \Omega$; $X_q = 12 \Omega$.

	\cos_{\max}	$P_{\max} \text{ (W)}$
Valeurs théoriques	1	578
Valeurs expérimentales	1	525

4.- COMPARAISON DES PERFORMANCES DES DEUX MACHINES.

D'après les essais effectués sur les deux types de machines, il ressort qu'à tension donnée, la MRV permet, grâce à l'excitation, une meilleure exploitation (puissance, facteur de puissance...) aussi bien en fonctionnement moteur qu'en fonctionnement alternateur.

Malheureusement, la machine réalisée ne nous permet pas d'avoir des f.e.m. induites importantes et par conséquent ^{de} faire une comparaison pour des tensions plus grandes.

CONCLUSION

C O N C L U S I O N

Notre étude nous a permis d'analyser les différentes caractéristiques des deux M.R.V. (non excitée et excitée) sous deux aspects:

- L'aspect théorique a mis en évidence la possibilité d'étudier les machines suivant le modèle théorique des machines synchrones.

Le modèle linéaire, en négligeant les harmoniques, montre la possibilité d'avoir des couples synchrones à grande vitesse. Cependant, la faible valeur du facteur de puissance des M.R.V. non excitée, limite leur utilisation pour les grande puissances. Ce dernier peut être amélioré au moyen d'une excitation homopolaire. Ainsi la machine travaille en régime optimal.

- Les essais expérimentaux effectués sur des machines réalisées au laboratoire ont montré une relative concordance avec le modèle théorique choisi.

Une étude expérimentale plus complète est nécessaire: elle concernerait entre autre, l'étude de la contribution des harmoniques d'espace et de courant dans la conversion d'énergie pour un choix adéquat des paramètres des deux machines, à savoir: l'entrefer, la largeur des dents et le type de matériau composant le rotor.

Une étude de la distribution du champ dans l'entrefer par des méthodes numériques permettrait une meilleure optimisation de ces paramètres.

D'autres améliorations sont possibles, elles consistent à choisir pour la M.R.V. homopolaire un matériau constituant la culasse et les flasques de grande perméabilité magnétique et en optimisant suivant ce matériau la force magnéto-motrice d'excitation (pour avoir le maximum d'ampères-tours sans échauffement exagéré en régime nominal

Ces améliorations peuvent ouvrir de larges possibilités quant à l'utilisation de la machine caractérisée par une relative simplicité et par une bonne fiabilité.

B I B L I O G R A P H I E

- 1.- KAUFFMAN J.M.
Thèse de docteur-Ingénieur
Contribution à l'étude d'une machine synchrone homopolaire
I.N.P.L - Nancy 1967

- 2.- HONSINGER V.B.
The inductances L_d and L_q of reluctance machines.
I.E.E.E. P.A.S. January/February 1971

- 3.- J. LESENNE F. NOTELET G. SEGUIER
Introduction à l'électrotechnique approfondie
Technique et documentation 1981

- 4.- ZEISSER J.
Thèse de docteur Ingénieur
Contribution à l'étude des machines à réluctance
à plots dentés.
I.N.P.L. Nancy 1980

- 5.- M. KOSTENKO et L. PIOTROVSKI
Machines électriques TOME II
Edition M.I.R. Moscou. Edition 1979

- 6.- A. WIART G. CAUSSIN M. MARCHENOIR.
Machine homopolaire alimentée par onduleur de courant pour
entraînement de grande puissance à grande vitesse.
Revue Générale de l'Electricité Oct. 1984

