

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

21/87

وزارة التعليم و البحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

الدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## PROJET DE FIN D'ETUDES

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT

### SUJET

MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ  
A ROTOR MASSIF LISSE  
ALIMENTÉ PAR GRADATEUR

Proposé Par :

R. IBTIOUEN  
et S. MEKHTOUB

Etudié par :

OULD BAH BRAHIM  
et KHORCHEF DJILALI

Dirigé par :

R. IBTIOUEN  
et S. MEKHTOUB

PROMOTION : JUIN 1987



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم و البحث العلمي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

## ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# PROJET DE FIN D'ETUDES

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT

### SUJET

MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ  
A ROTOR MASSIF LISSE  
ALIMENTÉ PAR GRADATEUR

Proposé Par :

R. IBTIOUEN  
et S. MEKHTOUB

Etudié par :

OULD BAH BRAHIM  
et KHORCHEF DJILALI

Dirigé par :

R. IBTIOUEN  
et S. MEKHTOUB

PROMOTION : JUIN 1987

// ) E D I C A C E S  
=====

/-) mon Père

/-) ma Mère

/-) mes Frères et Soeurs

/-) mes Amis

/-) tous ceux qui m'ont aidé à réaliser ce travail.

DJ ILALI

/-) mon Père

/-) ma Mère

/-) mes Frères et Soeurs

/-) Tous mes Parents

/-) Tous mes Amis (es)

/-) tous ceux qui, de près ou de loin ont contribué  
à ma formation.

BRAHIM

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

=====

Nous tenons à remercier vivement et à exprimer notre profonde gratitude à nos promoteurs :

MM. R. IBTIOUEN et S. MEKHTOUB,

pour l'aide et les conseils précieux qu'ils nous ont prodigués.

Nous exprimons nos vifs remerciements à Messieurs :

O. TOUHAMI, A. REKKAB et R. TAHMI qui ont beaucoup contribué à ce travail.

Nos remerciements vont également à MM. S. BACHA, D. BERKANI et B. BOUSSEKSOU qui ont essayé avec nous de résoudre le problème de l'étalonnage de l'analyseur de spectre.

Nous remercions aussi tous les Enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nous tenons à remercier Mme K. SEBAIBI, Secrétaire au Département, sans oublier MM. N. KECILI et K. ABDELKADER du Laboratoire d'Electrotechnique.

NOTATIONS

=====

- V : Tension simple d'alimentation du réseau (V)
- V' : Tension simple à la sortie du gradateur (V)
- U' : Tension composée à la sortie du gradateur (V)
- $I_n$  : Harmonique de courant de rang n (A)
- $V_n$  : Harmonique de la tension simple de rang n (V)
- $I_N$  : Courant dans le neutre (A)
- $\alpha$  : Angle d'amorçage (rad)
- T : Période (nous avons utilisé la notation :  $T = 2\pi$ )
- $\omega$  : Pulsation (rad/sec)
- $I_s$  : Courant statorique (A)
- $R_s$  : Résistance statorique par phase ( $\Omega$ )
- $X_s$  : Réactance statorique par phase ( $\Omega$ )
- $X_m$  : Réactance de magnétisation ( $\Omega$ )
- $I_m$  : Courant de magnétisation (A)
- $T$  : Couple électromagnétique (N.m)
- $\Omega$  : Vitesse de rotation (rad/sec)
- g : Glissement
- L : Longueur du noyau (m)
- $B_s$  : Induction de saturation (T)
- $K_{b1}$  : Coefficient de bobinage statorique (du fondamental)
- N : Nombre de spires en série par phase du stator
- p : Nombre de paires de pôles
- $\sigma$  : Conductivité de l'acier rotorique ( $\sigma = \frac{1}{\rho}$ ) ( $\Omega^{-1} \cdot m^{-1}$ )
- f : Fréquence d'alimentation ( $H_z$ )
- $f_p$  : Facteur de puissance
- $\tau_p$  : Pas polaire (m)
- $T_u$  : Couple utile (N.m)
- [ ] : Référence bibliographique.

S O M M A I R E

<u>INTRODUCTION</u> .....	1
<u>CHAPITRE I - GRADATEUR TRIPHASE</u> .....	2
1. 1/ - <u>GENERALITES</u> .....	2
1. 2/ - <u>APPLICATION DES GRADATEURS</u> .....	2
1. 3/ - <u>MONTAGE ETOILE - ETOILE AVEC NEUTRE</u> .....	4
1. 3.1. <u>Fonctionnement sur charge résistive</u> .....	5
1. 3.2. <u>Fonctionnement sur charge R.L.</u> .....	8
1. 3.3. <u>Caractéristiques</u> .....	14
1. 4/ - <u>MONTAGE ETOILE - ETOILE AVEC NEUTRE</u> .....	18
1. 4.1. <u>Fonctionnement sur charge résistive</u> .....	19
1. 4.2. <u>Fonctionnement sur charge R.L.</u> .....	20
1. 4.3. <u>Analyse harmonique</u> .....	27
1. 4.4. <u>Caractéristiques</u> .....	30
1. 4.5. <u>Montage étoile - triangle</u> .....	30
1. 4.6. <u>Choix du montage</u> .....	34
<u>CHAPITRE II - MOTEUR ASYNCHRONE A ROTOR MASSIF</u> ....	36
11. 1/ - <u>INTRODUCTION</u> .....	36
11. 2/ - <u>ETUDE DU MOTEUR ASYNCHRONE A ROTOR MASSIF</u> ....	36
11. 2.1. <u>Schéma équivalent</u> .....	37

<u>II. 2.2. Analyse théorique adaptée</u> .....	37
<u>II. 2.3. Détermination des paramètres du schéma</u> <u>équivalent</u> .....	40
<u>II. 2.4. Couple électromagnétique</u> .....	41
<u>II. 3/ - CARACTERISTIQUES DU MOTEUR</u> .....	42
<b>CHAPITRE III - MOTEUR ASYNCHRONE A ROTOR MASSIF LISSE</b>	
<u>ALIMENTE PAR UN GRADATEUR TRIPHASE</u> ...	48
<u>III/ - INFLUENCE DES HARMONIQUES SUR LE MOTEUR</u> .....	49
<u>III. 1/ - RANG DES HARMONIQUES ET LEURS EFFETS SUR</u> <u>LE COUPLE</u> .....	49
<u>III. 1.1. Harmoniques de rang <math>6k + 1</math></u> .....	50
<u>III. 1.2. Harmoniques de rang <math>6k - 1</math></u> .....	51
<u>III. 1.3. Harmoniques de rang <math>3k</math></u> .....	51
<u>III. 2/ - HARMONIQUES INTRODUITES DANS LES DIFFERENTS COU-</u> <u>PLAGES DES ENROULEMENTS STATORIQUES</u> .....	51
<u>III. 2.1. Couplage avec neutre</u> .....	52
<u>III. 2.2. Couplage étoile sans neutre</u> .....	52
<u>III. 2.3. Couplage triangle</u> .....	52
<u>III. 3/ - PARTIE EXPERIMENTALE</u> .....	57
<u>III. 3.1. Montage</u> .....	57
<u>III. 3.2. Essais effectués</u> .....	59
<u>III. 4/ - INTERPRETATION DES RESULTATS EXPERIMENTAUX</u> .....	60
<u>III. 4.1. Caractéristiques du moteur</u> .....	60



<u>III. 4.2. Couplage étoile avec neutre</u> .....	62
<u>III. 4.3. Couplage inductif</u> .....	64
<u>III. 5/ - UTILISATION DU GRADATEUR POUR LE DEMARRAGE</u> <u>DU MOTEUR</u> .....	65
<u>CONCLUSION.</u> .....	73
<u>ANNEXE.</u> .....	74

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# CHAPITRE I

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

-----

Le développement très rapide de l'électronique de puissance durant la décennie précédente a eu pour conséquence une influence technologique très importante, surtout dans le domaine de la commande des machines électriques.

Un grand essor, fut donné aux convertisseurs statiques qui ont amélioré les performances des moteurs électriques à courant alternatif particulièrement en ce qui concerne la puissance et la vitesse. De plus, ils ont mis fin au problème de la variation de la vitesse qui a été toujours nécessaire dans tous les secteurs industriels.

Le variateur de courant alternatif (gradateur) est utilisé dans la commande de vitesse des moteurs asynchrones de faible puissance (moteurs à cage).

L'objet de notre travail est d'étudier un moteur asynchrone à rotor massif lisse alimenté par un gradateur triphasé tout en insistant sur l'influence des harmoniques introduits par ce dernier sur les performances du moteur (en régime établi).

- La première partie est consacrée à l'étude théorique du gradateur triphasé.

- Dans une deuxième partie, nous étudions le moteur asynchrone à rotor massif lisse.

- Et enfin dans la troisième partie, nous étudions l'ensemble gradateur - moteur asynchrone à rotor massif lisse.

Nous avons réalisé le banc d'essai de l'ensemble gradateur - moteur asynchrone à rotor massif lisse (pour différents couplages des enroulements statoriques).

## GRADATEUR TRIPHASE

=====

### I. 1/ - GENERALITES.

Le gradateur est un variateur de courant alternatif, caractérisé par un mode de conduction sans phénomène de commutation.

Les thyristors montés en tête-bêche sont les éléments de base du gradateur, ils assurent la modulation du courant débité par une source de tension alternative.

La commande des thyristors s'effectue à l'aide de l'envoi d'impulsions positives de courant entre gâchette et cathode de ces derniers.

En plus de son rôle de variateur de courant, le gradateur peut fonctionner comme contacteur de courant alternatif. Ce fonctionnement est obtenu suivant que les thyristors sont à l'état bloqué, ou en conduction complète.

Le fonctionnement du gradateur dépend de la nature de la charge et du type du montage utilisé en lui associant la charge.

Le courant dans la charge et la tension à ses bornes ne sont plus sinusoïdaux, ils se représentent par une superposition du fondamental, et d'une série d'harmoniques d'ordre supérieur souvent néfastes.

### I. 2/ - APPLICATION DES GRADATEURS.

Parmi les applications industrielles du gradateur, nous avons entre autres :

- Les compensateurs statiques d'énergie réactive.
- Eclairage.
- Pour avoir une tension redressée continûment variable.
- Dispositif de chauffage par induction.

- Commande de moteur asynchrone à cage entraînant une pompe, centrifugeuse ou un ventilateur de faible puissance (  $P < 10 \text{ KW}$  ).
- Interrupteur statique.

Dans notre travail, nous nous sommes limités à l'étude de quelques montages du gradateur.

- Montage étoile - étoile avec neutre.
- Montage étoile - étoile sans neutre.

I. 3/ - MONTAGE ETOILE - ETOILE AVEC NEUTRE.

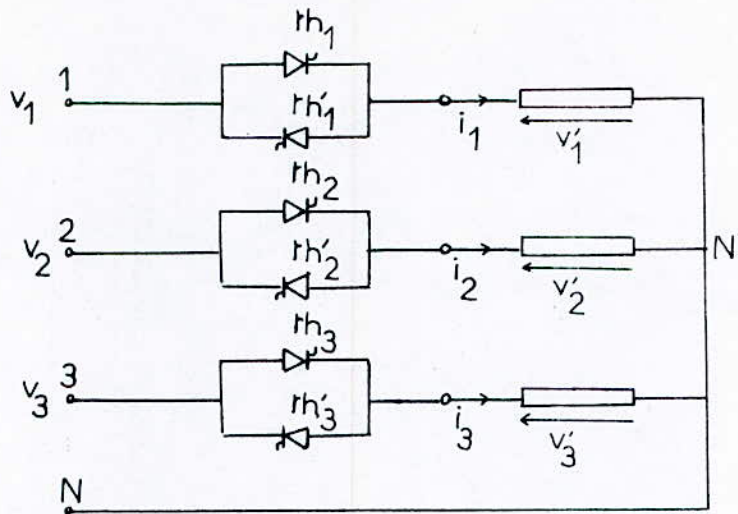


Fig. 1.3.1.

Soient  $v_1, v_2, v_3$  les tensions simples d'alimentation sinusoïdales de pulsations  $\omega$  déphasées de  $\frac{2\pi}{3}$ .

$$v_1 = V_m \sin \omega t \quad (1)$$

$$v_2 = V_m \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2)$$

$$v_3 = V_m \sin \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3)$$

$v'_1, v'_2, v'_3$  les tensions de phase aux bornes de la charge.

$i_1, i_2, i_3$  les courants qui les traversent.

Le gradateur triphasé alimentant une charge (fig. 1.3.1.) se comporte comme trois gradateurs monophasés fonctionnant indépendamment ; dans ce cas, il suffit d'étudier un seul bras.

Considérons le bras 1.

1. 3.1. Fonctionnement sur charge résistive :

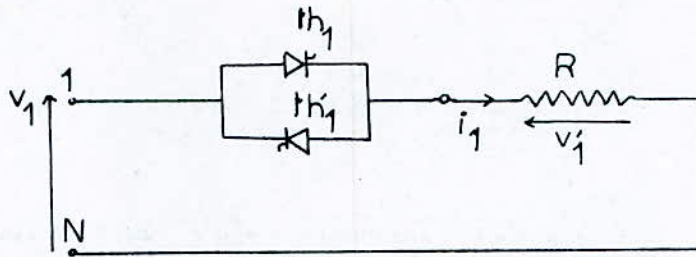


Fig. 1.3.2.

L'existence du conducteur neutre permet d'avoir :

$$i_1 + i_2 + i_3 \neq 0$$

à cause des harmoniques de rang  $3k$

$$v'_1 + v'_2 + v'_3 \neq 0$$

$v'_1, v'_2$  et  $v'_3$  sont des tensions alternatives périodiques de période  $2\pi$ , décalées de  $\frac{2\pi}{3}$  les unes par rapport aux autres.

L'amorçage du thyristor  $th_1$  est effectué à l'instant  $t_0 = \frac{\alpha}{\omega}$

(fig. 1.3.3.), il continue à conduire jusqu'à ce que le courant  $i_1$  s'annule à l'instant  $t_1 = \frac{\pi}{\omega}$ .

Pendant la conduction de l'un des thyristors, nous avons :

$$v'_1 = v_1 \text{ soit } v'_1 = Ri_1$$

(en négligeant les chutes de tension dans les thyristors).

a) Valeur efficace de la tension.

La tension  $v'_1$  est périodique de période ( $T = 2\pi$ )

(fig. 1.3.3.) donc :

$$v'^2 = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} v'^2_1 d\theta \text{ avec } \theta = \omega t \quad (4)$$

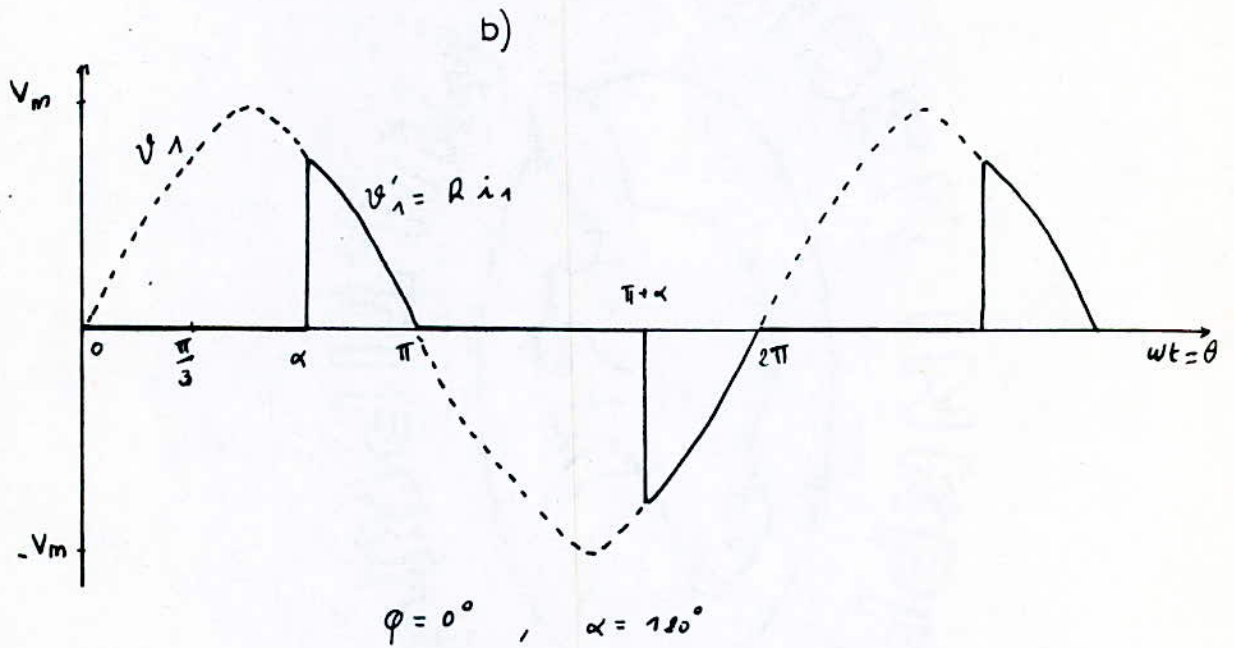
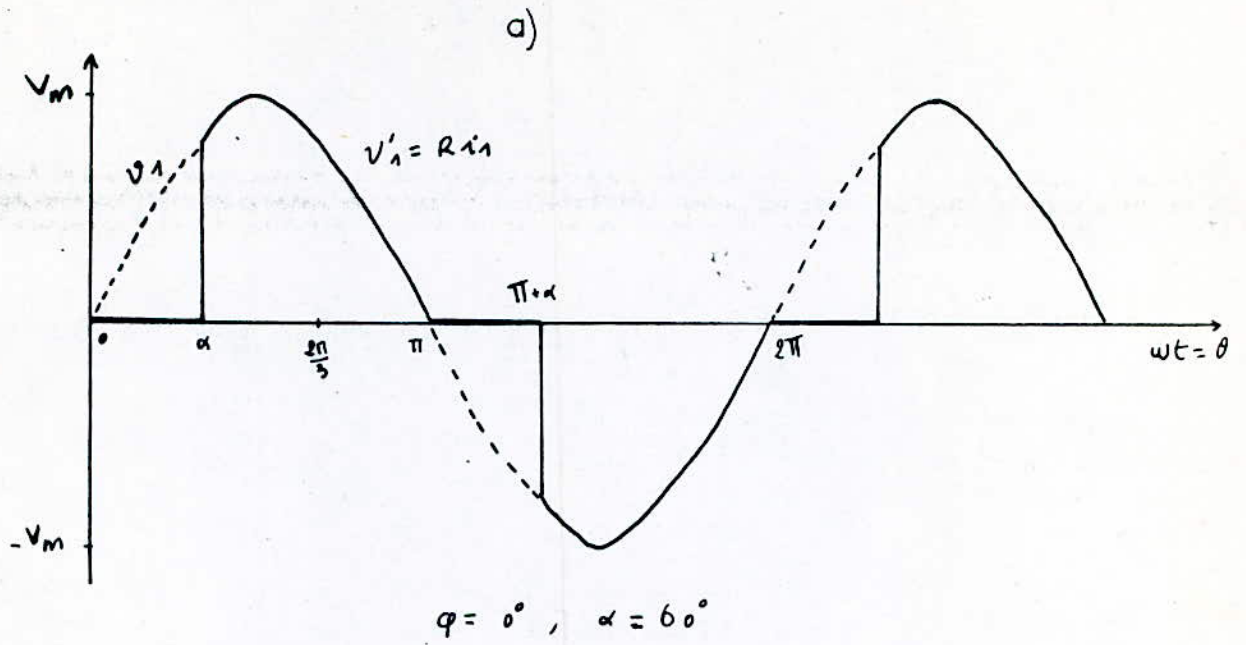


Fig.I 3.3.



Soit,

$$V'^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \left( \frac{1 - \cos 2\theta}{2} \right) d\theta \quad (5)$$

d'où :

$$V' = V \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (V = \frac{V_m}{\sqrt{2}}) \quad (6)$$

b) Valeur efficace du courant.

La valeur efficace du courant se déduit de celle de la tension par :

$$I = \frac{V'}{R} \quad \text{donc} \quad I = \frac{V}{R} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (7)$$

c) Analyse harmonique.

Vu la symétrie que présente notre signal (fig. I.3.3.) par rapport à l'axe des abscisses, les harmoniques de rang pair sont nuls ainsi que la valeur moyenne  $X_0$ .

Soit,

$$f(\theta) = \frac{X_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \sin(n\theta) + B_n \cos(n\theta)) \quad (8)$$

Les coefficients de Fourier  $A_n, B_n$  se calculent par :

$$A_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(\theta) \sin(n\theta) d\theta \quad (9)$$

$$B_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(\theta) \cos(n\theta) d\theta \quad (10)$$

dans notre cas :  $f(\theta) = v'_1(\theta)$

Donc :

$$A_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \theta \cdot \sin(n\theta) d\theta \quad (11)$$

Soit,

$$A_n = \frac{V_m}{\pi} \left[ \frac{\sin(n-1)\pi - \sin(n-1)\alpha}{n-1} + \frac{\sin(n+1)\alpha - \sin(n+1)\pi}{n+1} \right] \quad (12)$$

et

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin\theta \cos(n\theta) d\theta \quad (13)$$

d'où

$$B_n = \frac{V_m}{\pi} \left[ \frac{\cos(n-1)\pi - \cos(n-1)\alpha}{n-1} + \frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\pi}{n+1} \right] \quad (14)$$

avec  $n = 2k + 1$  ( $k = 0, 1, 2 \dots$ )

Nous obtenons :

$$A_{2k+1} = \frac{V_m}{\pi} \left[ \frac{\sin 2k\pi - \sin 2k\alpha}{2k} + \frac{\sin 2(k+1)\alpha}{2(k+1)} \right] \quad (15)$$

$$B_{2k+1} = \frac{V_m}{\pi} \left[ \frac{\sin^2 k\alpha}{k} - \frac{\sin^2 (k+1)\alpha}{k+1} \right] \quad (16)$$

Cas particulier : pour le fondamental

$$A_1 = \frac{V_m}{\pi} \left[ \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right] \quad (17)$$

$$B_1 = - \frac{V_m}{\pi} \sin^2 \alpha \quad (18)$$

La valeur efficace de l'harmonique de rang  $2k + 1$  est donnée par :

$$V'_{2k+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(A_{2k+1})^2 + (B_{2k+1})^2} \quad (19)$$

Les valeurs efficaces des harmoniques de courant se déduisent de ceux de la tension par l'expression :

$$I_{2k+1} = \frac{V'_{2k+1}}{R} \quad (20)$$

### 1. 3.2. Fonctionnement sur charge R.L. :

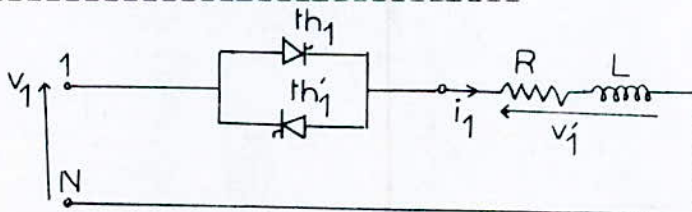


Fig. 1.3.4.

L'amorçage du thyristor  $th_1$  est effectué à l'instant  $t_0 = \frac{\alpha}{\omega}$  (fig. 1.3.5.), il continue jusqu'à ce que le courant  $i_1$  s'annule, à l'instant  $t_1 = \frac{\beta_1}{\omega}$

Le thyristor  $th'_1$  s'amorce à l'instant  $\frac{\pi + \alpha}{\omega}$

Pendant la conduction de l'un des thyristors ; nous avons :

$$v'_1 = Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} \quad (21)$$

En négligeant la chute de tension dans les thyristors, nous aurons :  $v'_1 = v_1$

$$\text{donc } Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} = V_m \sin \omega t \quad ; \quad (22)$$

La solution de cette équation différentielle se compose d'un terme permanent :  $i_p = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi)$

et d'un terme transitoire :

$$i_t = I_0 e^{-\frac{R}{L}t}$$

La solution générale est de la forme :

$$i_1 = i_t + i_p \quad \text{d'où}$$

$$i_1 = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + I_0 e^{-\frac{R}{L}t} \quad \text{avec } Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$$

Posons  $Q = \tan \varphi$

$$\tan \varphi = \frac{L\omega}{R}$$

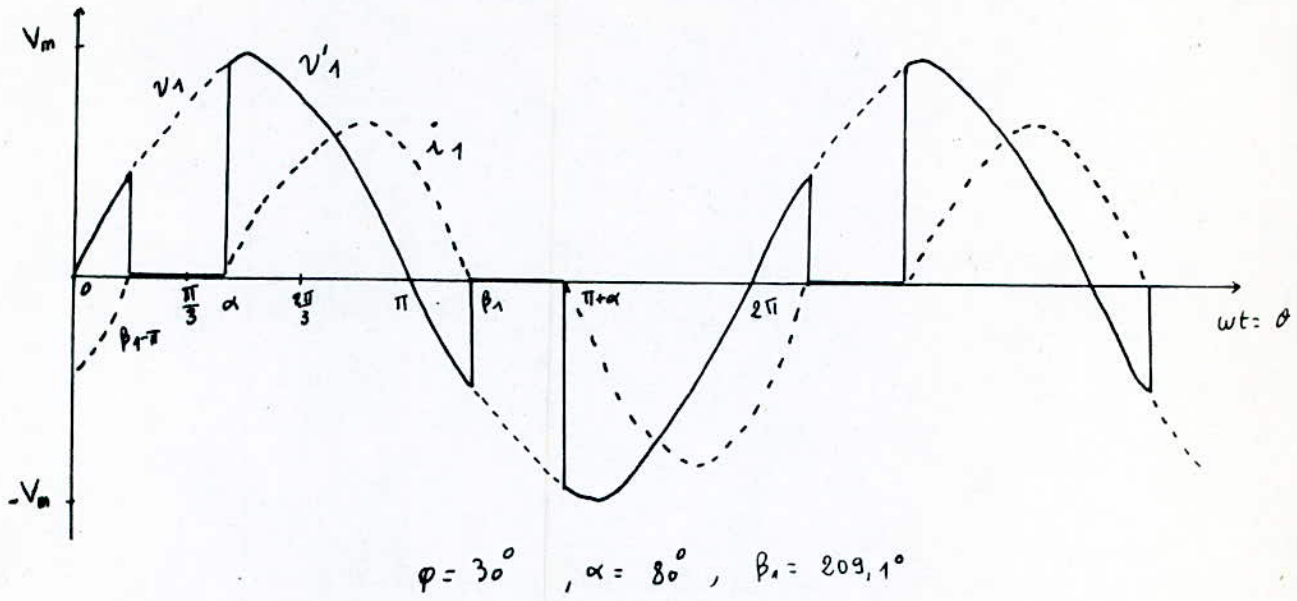
à l'instant initial  $t_0 = \frac{\alpha}{\omega}$ ,  $i_1$  est nul.

$$\frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) + I_0 e^{-\frac{\alpha}{Q}} = 0 \quad \text{ce qui nous permet de dé-}$$

terminer la valeur de  $I_0$

$$I_0 = -\frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha}{Q}} \quad (23)$$

a)



b)

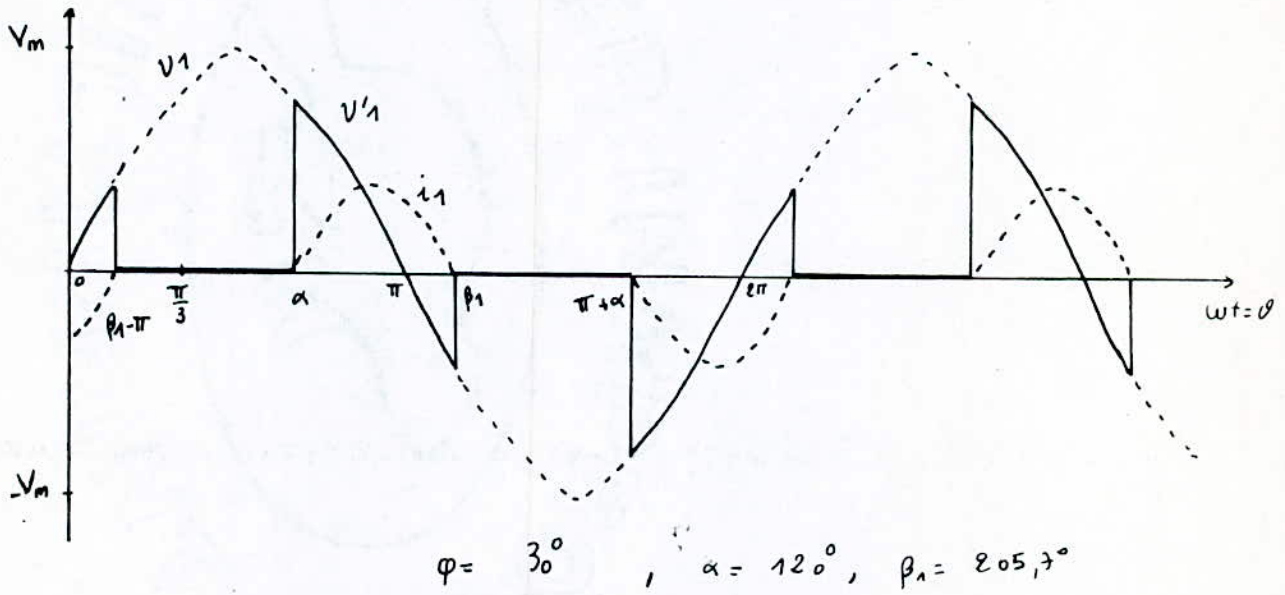


Fig.I.3.5

d'où 
$$i_1 = \frac{V_m}{Z} \left\{ \sin(\theta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \theta}{Q}} \right\} \quad (24)$$

de même  $i_1$  s'annule à l'instant  $t_1 = \frac{\beta_1}{\omega}$

$$i_1 = 0 \Rightarrow \boxed{\sin(\beta_1 - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \beta_1}{Q}}} \quad (24')$$

La valeur de  $\beta_1$  dépend de l'argument de la charge ( $\varphi$ ) et de l'angle d'amorçage ( $\alpha$ ).

Suivant la valeur de  $\alpha$  deux cas peuvent se présenter :

1er cas :  $\alpha > \varphi$  ;  $\sin(\alpha - \varphi) > 0 \Rightarrow \sin(\beta_1 - \varphi) > 0$

d'où la condition suivante :

$$\beta_1 < \pi + \varphi < \alpha + \pi ;$$

2ème cas :  $\alpha < \varphi$  ;  $\sin(\alpha - \varphi) < 0 \Rightarrow \sin(\beta_1 - \varphi) < 0$

ce qui donne une autre condition :

$$\beta_1 > \pi + \varphi > \pi + \alpha$$

a) Valeur efficace de la tension.

A partir de (4) et d'après la fig. 1.3.5, nous avons :

$$V'^2 = \frac{V_m^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta_1} \sin^2 \theta d\theta$$

d'où 
$$V' = V \sqrt{\frac{\beta_1 - \alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2\beta_1}{2\pi}} \quad (25)$$

b) Etude harmonique.

Comme dans le cas d'une charge résistive, la valeur moyenne est nulle, et seuls subsistent les harmoniques de rangs impairs ( $n = 2k + 1$ )  $k = 0, 1, 2, 3 \dots$  (d'après la fig. 1.3.5.).

$$A_{2k+1} = \frac{2 V_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta_1} \sin \theta \sin (2k+1) \theta d\theta \quad (26)$$

$$B_{2k+1} = \frac{2 V_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta_1} \sin \theta \cos (2k+1) \theta d\theta \quad (27)$$

Le calcul de ces intégrales nous donne :

$$A_{2k+1} = \frac{V_m}{\pi} \left[ \frac{\sin 2k \beta_1 - \sin 2k \alpha}{2k} + \frac{\sin 2(k+1)\alpha - \sin 2(k+1)\beta_1}{2(k+1)} \right] \quad (28)$$

$$B_{2k+1} = \frac{V_m}{\pi} \left[ \frac{\cos 2k \beta_1 - \cos 2k \alpha}{2k} + \frac{\cos 2(k+1)\alpha - \cos 2(k+1)\beta_1}{2(k+1)} \right] \quad (29)$$

Pour le fondamental :

$$A_1 = \frac{V_m}{\pi} \left[ \beta_1 - \alpha + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2\beta_1}{2} \right] \quad (30)$$

$$B_1 = \frac{V_m}{\pi} \left[ \frac{\cos 2\alpha - \cos 2\beta_1}{2} \right] \quad (31)$$

c) Harmoniques de courant.

Les harmoniques de courant se déduisent directement de ceux de la tension :

$$I_{2k+1} = \frac{V'_{2k+1}}{\sqrt{R^2 + ((2k+1)lw)^2}} \quad (32)$$

$$\text{avec } V'_{2k+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{(A_{2k+1})^2 + (B_{2k+1})^2} \quad (33)$$

Remarque :

Suivant la largeur de l'impulsion, deux cas se présentent :

- 1°/ Impulsions suffisamment larges.

a) Si  $\alpha < \varphi$  : le gradateur fonctionne comme un interrupteur fermé.

b) Si  $\alpha > \varphi$  : le fonctionnement en gradateur.

- 2°/ Impulsions de largeurs non suffisantes.

a) Si  $\alpha < \varphi$  : le gradateur fonctionne en redresseur, débitant un courant redressé monoalternance.

b)  $\alpha > \varphi$  : fonctionnement en gradateur.

D'après ces remarques, on voit que les seules possibilités de réglage dans un courant inductif de déphasage propre égal à  $\varphi$ , correspondant aux angles d'amorçages  $\alpha > \varphi$ . Cela pose un problème car dans la plupart des cas, le déphasage  $\varphi$  est variable (cas des moteurs triphasés où  $\cos \varphi$  dépend du glissement) et ne peut être connu par le circuit de déclenchement des thyristors qu'après le début du fonctionnement.

### 1. 3.3. Caractéristiques :

Les caractéristiques de la fig. 1.3.6. relatives à la tension ( $v'$ ) représentent les valeurs efficaces rapportées à  $V$  de :

- La valeur efficace de la tension modulée :  $V'$  soit  $\frac{V'}{V}$
- Du fondamental :  $V'_1$  soit  $\frac{V'_1}{V}$
- De celles des harmoniques 3, 5, 7 soient  $\frac{V'_3}{V}$  ,  $\frac{V'_5}{V}$  ,  $\frac{V'_7}{V}$  .

- Les caractéristiques de la fig. 1.3.7. relatives aux harmoniques de courant rapportées au fondamental soient :

$$\frac{I_3}{I_1} , \frac{I_5}{I_1} , \frac{I_7}{I_1} .$$

Elles sont fonction de  $\alpha$  et calculées pour différentes valeurs de l'argument  $\varphi$  ( $\varphi = 0^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, \text{ et } 90^\circ$ ).

D'après ces caractéristiques, nous remarquons que dès que la charge devient inductive, pour les grandes valeurs de  $\alpha$  les harmoniques de la tension deviennent plus forts que le fondamental.

Pour  $\alpha$  donné, les valeurs de  $\frac{V'}{V}$  et des harmoniques augmentent avec  $\varphi$  (c'est-à-dire l'influence de  $\varphi$  est forte quand il est voisin de zéro), mais  $\frac{V'_1}{V}$  diminue.

En conclusion :

Les harmoniques de courant sont d'autant plus faibles que :

- . La charge est plus inductive.
- . Le rang des harmoniques est plus élevé.



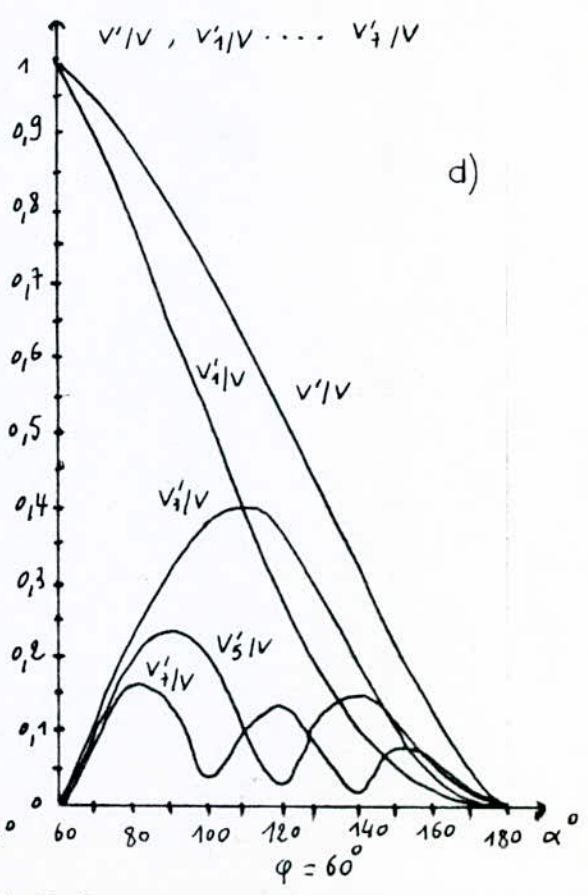
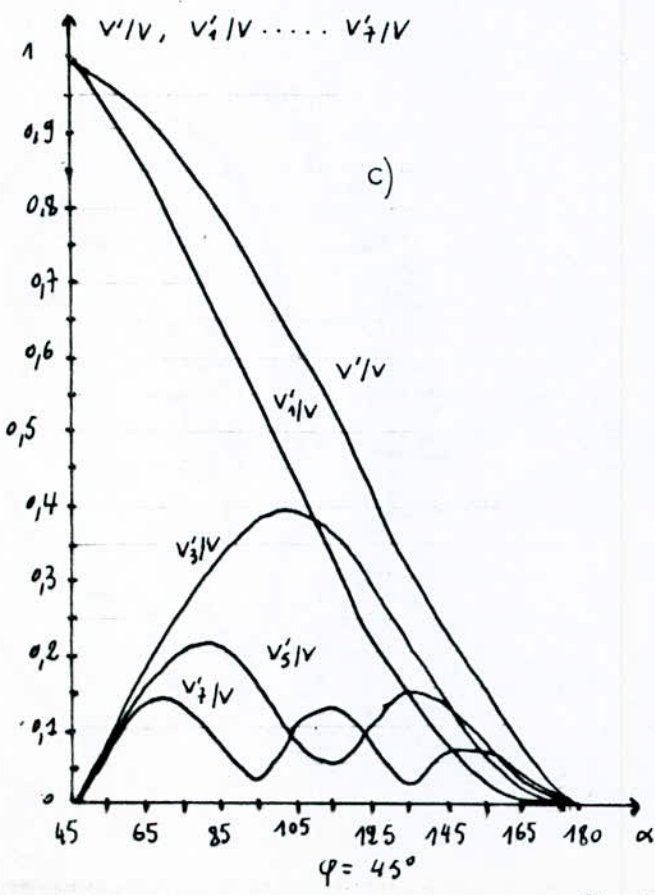
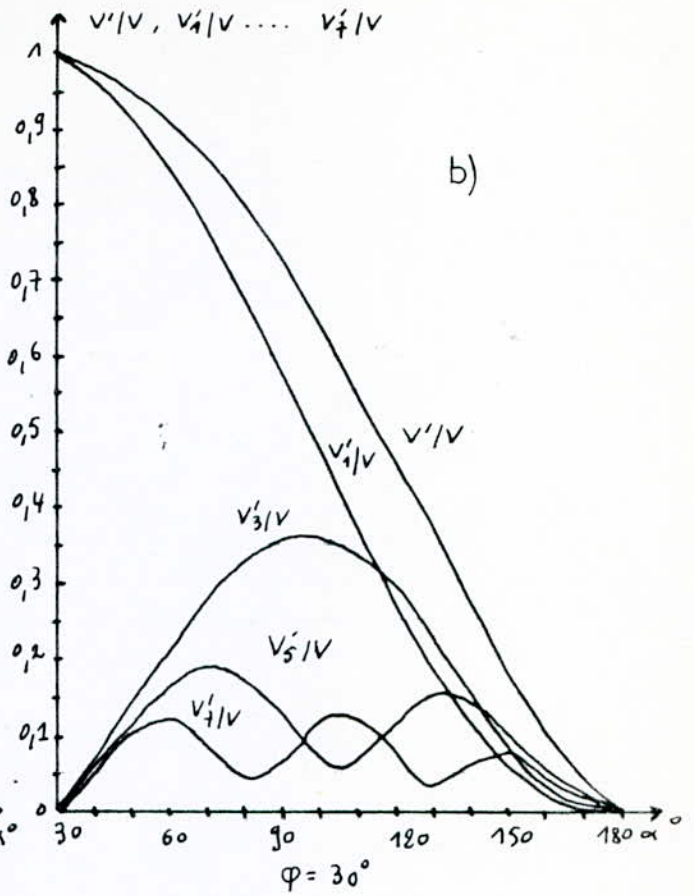
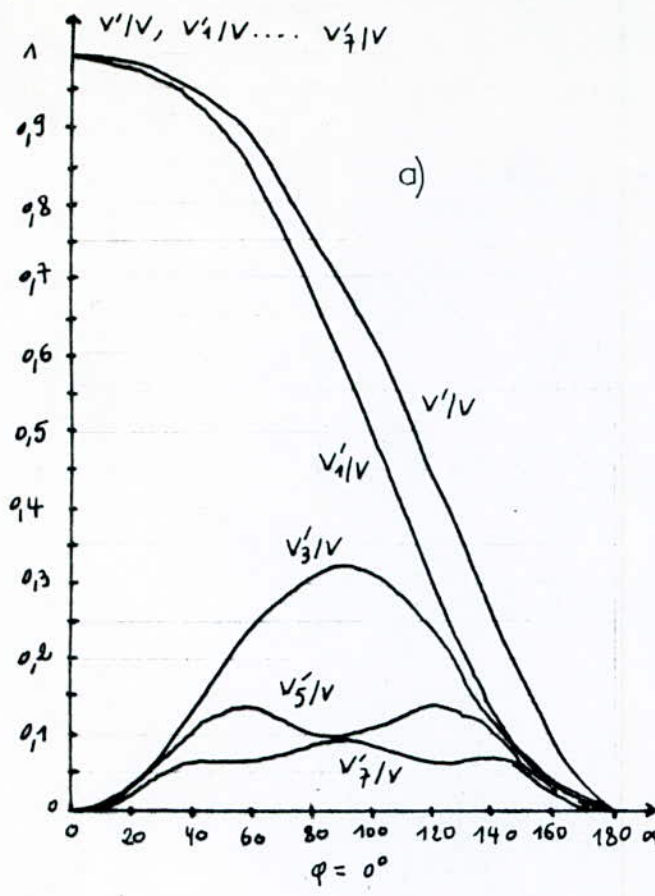


Fig. I. 3.6

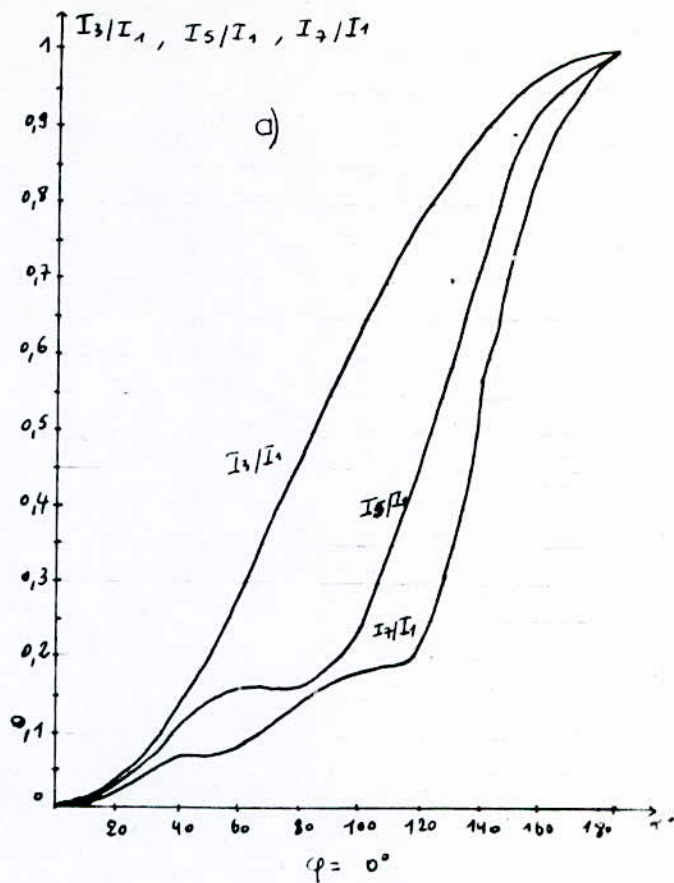
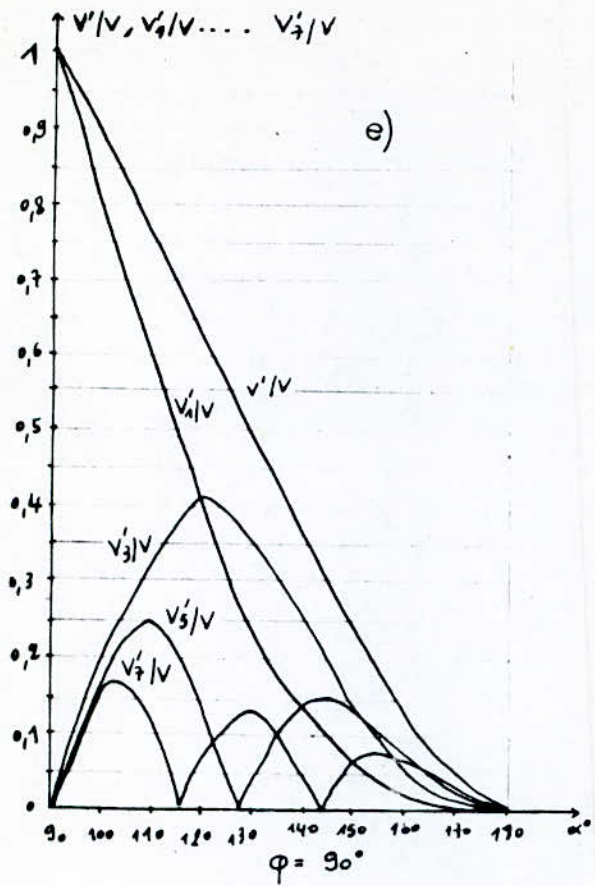
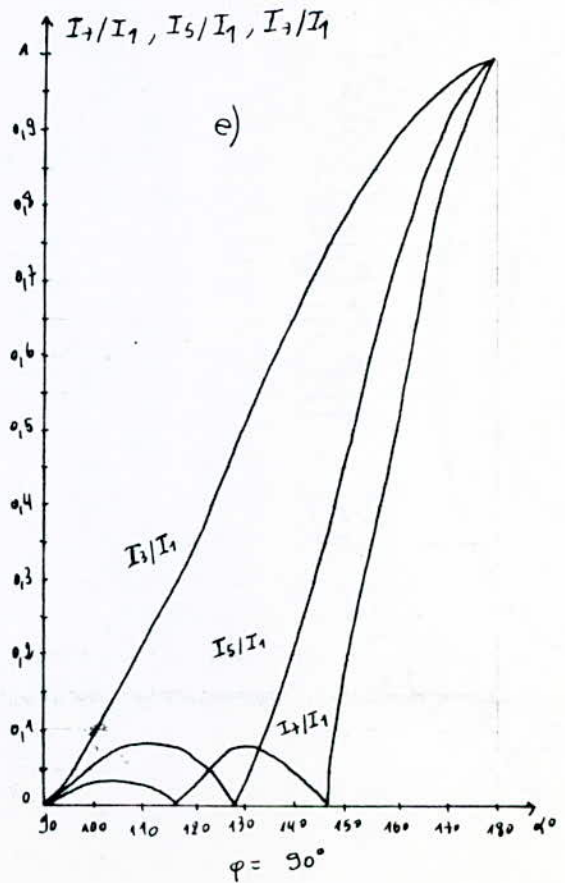
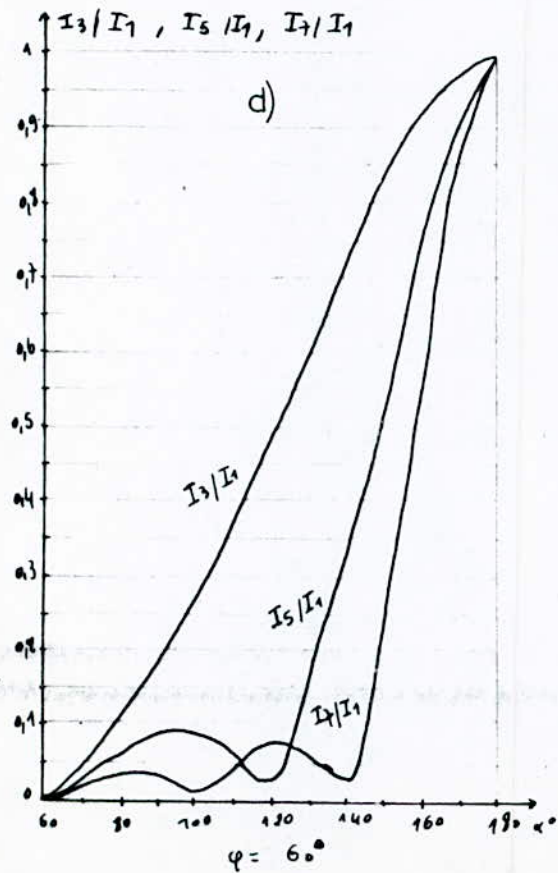
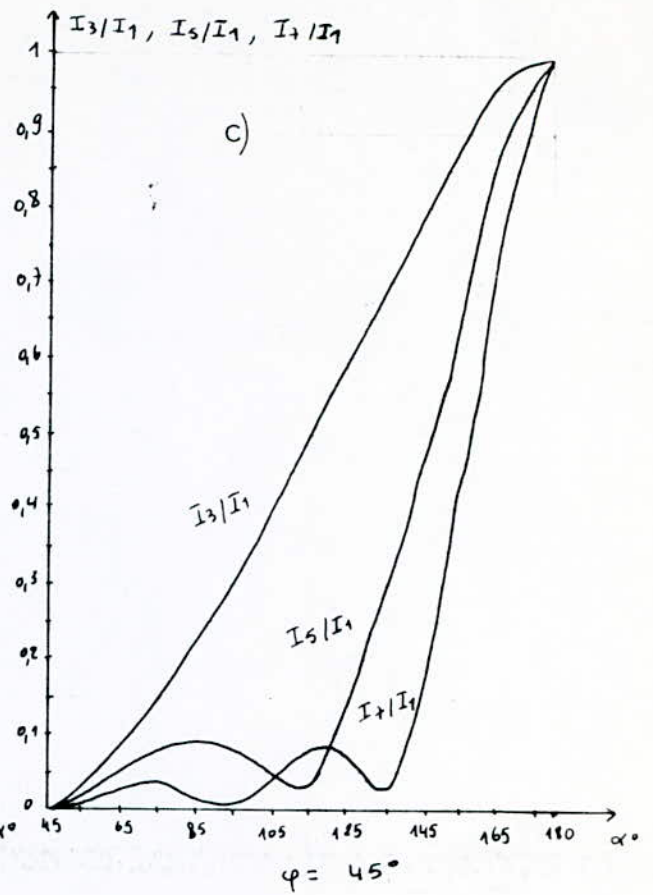
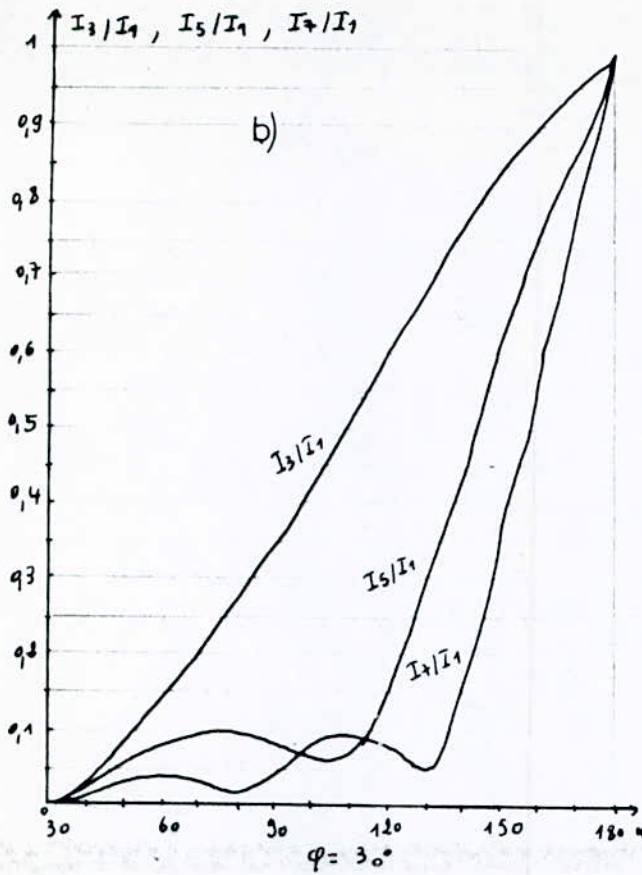


Fig. I. 3.7



#### 1. 4 / - MONTAGE ETOILE - ETOILE SANS NEUTRE.

Soit le montage suivant :

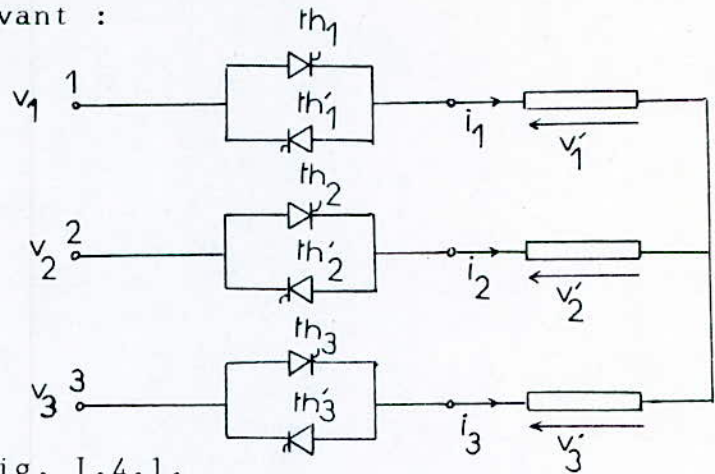


Fig. 1.4.1.

Soient les tensions  $v_1, v_2, v_3$  données par (1) ; (2) ; (3) et soient  $i_1, i_2$  et  $i_3$  les courants qui traversent les phases de la charge.

$v'_1, v'_2, v'_3$  les tensions aux bornes de ces phases. A chaque instant, nous avons :

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0$$

$$v'_1 + v'_2 + v'_3 = 0$$

Les thyristors sont amorcés à des intervalles égaux de un sixième de période dans l'ordre suivant  $th_1, th'_3, th_2, th'_1, th_3, th'_2$ .

Pour tracer les formes d'ondes et calculer les caractéristiques, il suffit d'étudier un sixième de la période. [1]

En effet les tensions aux bornes des 3 phases sont identiques à  $2\pi/3$  près, de plus l'alternance négative reproduit au signe près son alternance positive.

Donc, pour avoir la forme d'onde de tension sur une période, nous utilisons les relations suivantes :

$$v'_1 \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right) = -v'_2 (\theta)$$

$$v'_1 \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) = v'_3 (\theta)$$

$$v'_1(\theta + \pi) = -v'_1(\theta) \quad (34)$$

$$v'_1\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) = v'_2(\theta)$$

$$v'_1\left(\theta + \frac{5\pi}{3}\right) = -v'_3(\theta)$$

Les mêmes relations sont valables pour les courants  $i_1, i_2, i_3$ .  
 Nous étudions l'intervalle  $\left[\alpha, \alpha + \frac{\pi}{3}\right]$  qui va du déblocage de  $th_1$  à celui de  $th'_3$ .

Puis en utilisant les relations (34), nous déterminons la forme d'onde de tension et du courant sur une période.

#### 1. 4.1. Fonctionnement sur charge résistive :

Si la charge est formée de trois résistances ( $R$ ) égales,  
 Pour  $0^\circ < \alpha < 150^\circ$  trois modes de fonctionnement se succèdent.

1er mode :  $0 < \alpha < \frac{\pi}{3}$  conduction de 3 ou 2 bras.

a)  $\alpha < \theta < \frac{\pi}{3}$   $th_1 ; th'_2 ; th_3$  conduisent.

b)  $\frac{\pi}{3} < \theta < \alpha + \frac{\pi}{3}$   $th_1 ; th'_2$  conduisent.

Ce fonctionnement cesse quand  $\alpha$  atteint  $\frac{\pi}{3}$  car au-delà,  $th_3$  s'éteint avant le déblocage de  $th_1$ .

2ème mode :  $\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{\pi}{2}$  toujours deux bras passants.

$\alpha < \theta < \alpha + \frac{\pi}{3}$   $th_1 ; th'_2$  conduisent.

Ce fonctionnement cesse quand  $\alpha$  est égal à  $\frac{\pi}{2}$ , quand l'angle de fin de conduction de  $th'_2$  égal à  $\alpha + \frac{\pi}{3}$  dépasse  $\frac{5\pi}{6}$

alors  $v_1 - v_2$  donc  $i_1$  et  $i_2$  s'annulent avant le déblocage de  $th'_3$ .

- 3ème mode :  $\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{5\pi}{6}$  conduction de 2 ou 0 bras.
- a)  $\alpha < \theta < \frac{5\pi}{6}$   $th_1, th'_2$  conduisent.
- b)  $\frac{5\pi}{6} < \theta < \alpha + \frac{\pi}{3}$  aucun thyristor ne conduit.

Quand  $\alpha$  devient supérieur à  $5\pi/6$ , le déblocage simultané de  $th_1$  et  $th'_3$  pour  $\theta = \alpha + \frac{\pi}{3}$  se produit pour une valeur négative de  $v_1 - v_3$  les thyristors ne peuvent plus entrer en conduction ; le gradateur est équivalent à un interrupteur toujours ouvert.

#### 1. 4.2. Fonctionnement sur charge R.L :

La charge R.L est caractérisée par son module  $Z$  et l'argument  $\varphi$  tels que :

$$Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2} \quad \text{Fig. 1.4.1.}$$

$$\text{tg } \varphi = \frac{L\omega}{R}$$

A cause de l'inductance  $L$ , les courants  $i_1, i_2$  et  $i_3$  ne peuvent plus présenter de discontinuité.

L'amorçage du thyristor  $th_1$  pour  $\theta = \alpha$  ne peut provoquer le blocage de  $th_3$  par brusque extinction du courant  $i_3$  puisque celui-ci ne peut subir de discontinuité (fig. 1.4.2.). Pour  $\theta = \alpha$   $i_3$  existe à cause de la conduction de  $th_3$  et  $th'_2$ , le déblocage de  $th_1$  rend  $th_1, th'_2$  et  $th_3$  simultanément passants et fait débiter l'intervalle à trois bras conducteurs du 1er mode de fonctionnement.

Si  $i_3$  était nul quand on déblocage  $th_1$ , c'est que  $i_3, i_1$  et donc  $i_2$  étaient nuls juste avant  $\theta = \alpha$  ; le montage travaille suivant le 3ème mode de fonctionnement.

Donc pour le fonctionnement sur charge R.L, il y a seulement deux modes de fonctionnement :

- 1er mode: conduction de 3 ou 2 bras.
- 3ème mode: conduction de 2 ou 0 bras.

Le 2ème mode de fonctionnement disparaît, on passe directement du 1er au 3ème mode pour une valeur limite  $\alpha_f$  de  $\alpha$  qui est fonction de  $\varphi$ .

. 1er mode de fonctionnement :

$\varphi < \alpha < \alpha_f$ , conduction de 3 ou 2 bras.

Lorsqu'on débloque  $th_1$ , les thyristors  $th'_2$  et  $th_3$  conduisent. Le courant  $i_3$  ne s'annule que pour  $\theta = \beta_1$  (fig. I.4.2.)  
Pour  $\alpha < \theta < \beta_1$   $th_1$ ,  $th'_2$  et  $th_3$  conduisent.

En négligeant les chutes de tension dans les thyristors, nous aurons :

$$v'_1 = v_1$$

$$v'_2 = v_2$$

$$v'_3 = v_3$$

De plus :

$$R i_1 + L \frac{di_1}{dt} = V_m \sin wt \quad ; \quad (35)$$

$$R i_2 + L \frac{di_1}{dt} = V_m \sin(wt - \frac{2\pi}{3}) \quad (36)$$

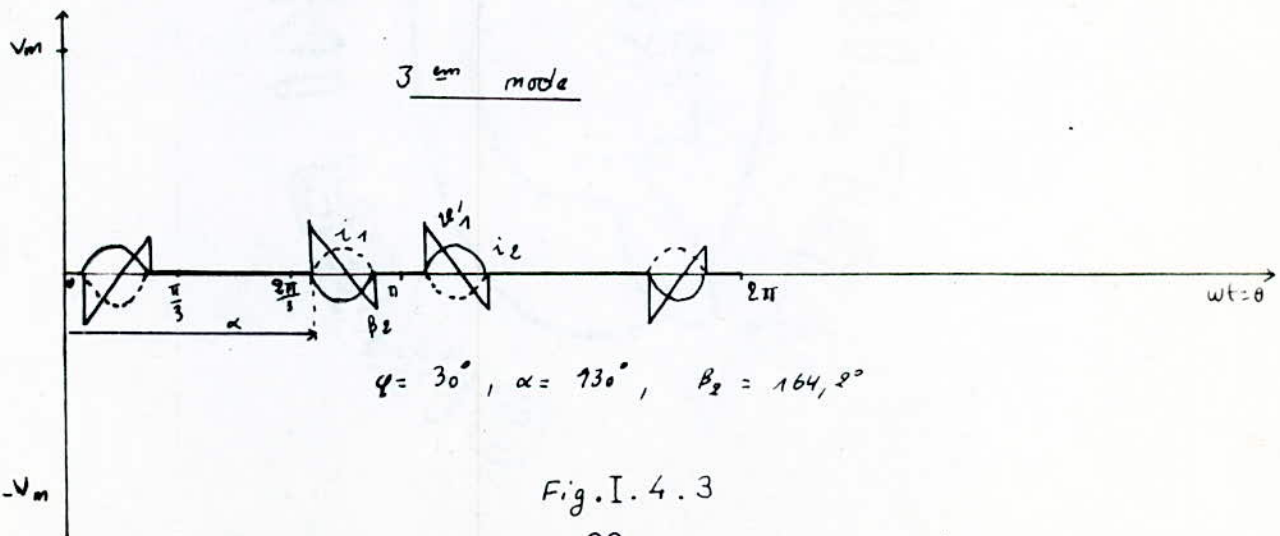
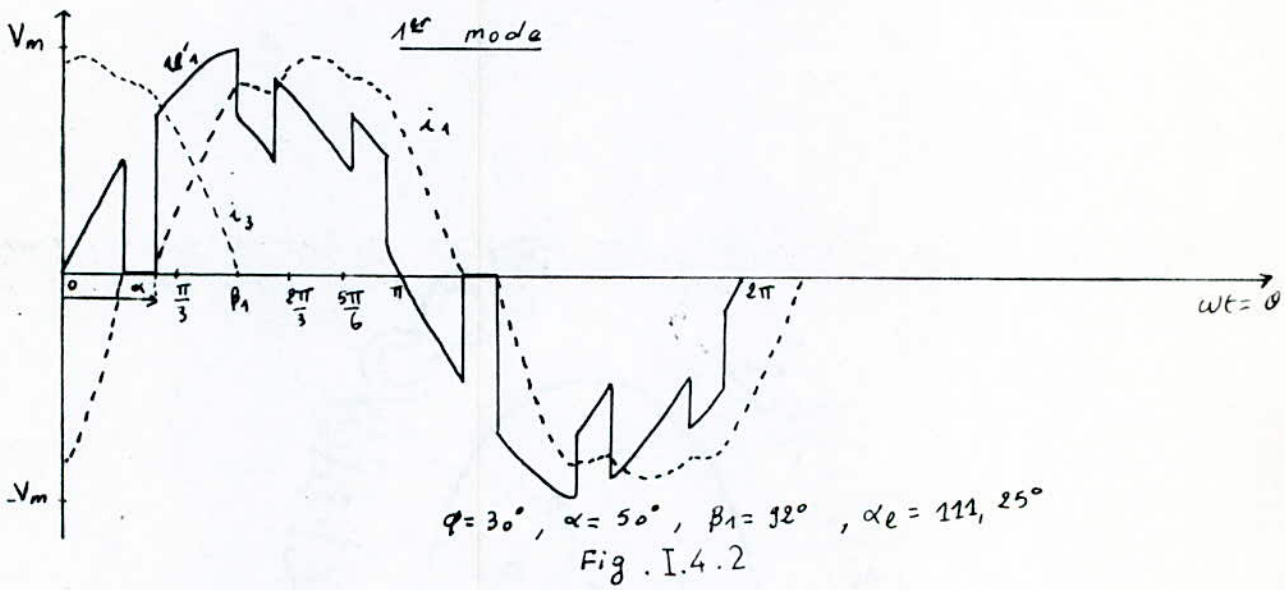
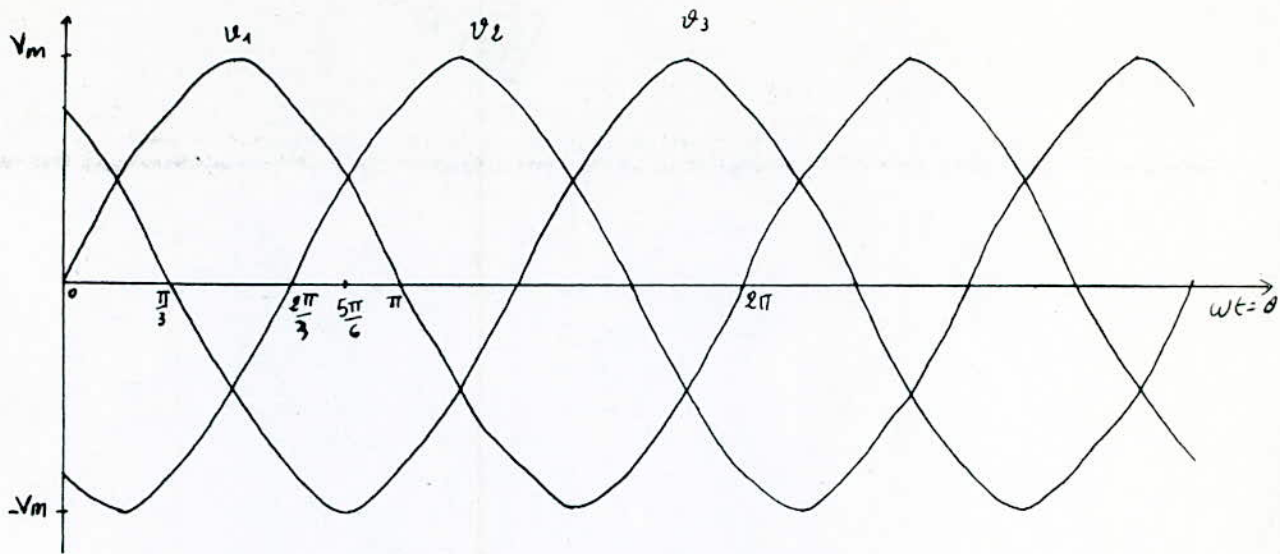
$$R i_3 + L \frac{di_1}{dt} = V_m \sin(wt + \frac{2\pi}{2}) \quad (37)$$

Le courant  $i_1$  a une valeur initiale <sup>nulle</sup>, celle de  $i_2$  est  $i_{2\alpha}$   
celle de  $i_3$  est  $-i_{2\alpha}$  ( $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ )

La solution de (35) donne :

$$i_1 = \frac{V_m}{Z} \left[ \sin(\theta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{(\alpha - \theta)}{Q}} \right]$$

(38)





La solution de (36) donne :

$$i_2 = \frac{V_m}{Z} \left[ \sin\left(\theta - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + I_0 e^{-\frac{\theta}{Q}} \right] \quad (39)$$

Pour  $\theta = \alpha$  ;  $i_2 = i_{2\alpha}$  .

De l'expression (39) on tire :

$$I_0 = \left[ i_{2\alpha} - \frac{V_m}{Z} \sin\left(\alpha - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \right] e^{\frac{\alpha}{Q}}$$

Finalement, l'expression de  $i_2$  devient :

$$i_2 = \frac{V_m}{Z} \sin\left(\theta - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + \left[ i_{2\alpha} - \frac{V_m}{Z} \sin\left(\alpha - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \right] e^{\frac{\alpha - \theta}{Q}} \quad (40)$$

A l'instant initial  $t_0 = \frac{\alpha}{\omega}$  ; nous avons  $i_3 = -i_{2\alpha}$

La solution de (37) nous donne l'expression de  $i_3$  :

$$i_3 = \frac{V_m}{Z} \sin\left(\theta - \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) - \left[ i_{2\alpha} + \frac{V_m}{Z} \sin\left(\alpha - \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \right] e^{\frac{\alpha - \theta}{Q}} \quad (41)$$

Le courant  $i_3$  s'annule à l'instant  $t_1 = \frac{\beta_1}{\omega}$

De l'expression (41) nous tirons :

$$i_{2\alpha} = \frac{V_m}{Z} \left[ \sin\left(\beta_1 - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) e^{\frac{\beta_1 - \alpha}{Q}} - \sin\left(\alpha - \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (42)$$

Pour  $\beta_1 < \theta < \alpha + \frac{\pi}{3}$  : conduction de deux bras :  $th_1$  et  $th'_2$  conduisent.

Alors :  $i_3 = 0$  ,  $i_1 = -i_2$   $v'_{1} = \frac{v_1 - v_2}{2}$

$v'_{3} = 0$  ,  $v'_{1} = -v'_{2}$

et :  $v'_{1} = R i_1 + L \frac{di_1}{dt}$  soit  $R i_1 + L \frac{di_1}{dt} = \frac{v_1 - v_2}{2}$  (43)

$$\frac{v_1 - v_2}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_m \sin \left( \theta + \frac{\pi}{6} \right)$$

La solution de l'équation différentielle (43) permet d'avoir  $i_1$  :

$$i_1 = \frac{V_m \sqrt{3}}{2 Z} \sin \left( \theta + \frac{\pi}{6} - \varphi \right) + I_0 e^{-\frac{\theta}{Q}} \quad (44)$$

Pour  $\theta = \beta_1$  le courant  $i_1$  prend la valeur  $i_{1\beta_1}$

De (44) on tire :

$$I_0 = \left[ i_{1\beta_1} - \frac{V_m \sqrt{3}}{2 Z} \sin \left( \beta_1 + \frac{\pi}{6} - \varphi \right) \right] e^{+\frac{\beta_1}{Q}}$$

Soit :

$$I_0 = \frac{V_m}{Z} \left[ \frac{Z}{V_m} i_{1\beta_1} - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left( \beta_1 + \frac{\pi}{6} - \varphi \right) \right] e^{\frac{\beta_1}{Q}} \quad (45)$$

Nous remplaçons  $I_0$ , dans l'expression (44), nous obtenons :

$$i_1 = \frac{V_m}{Z} \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left( \theta + \frac{\pi}{6} - \varphi \right) + \left[ \frac{Z}{V_m} i_{1\beta_1} - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left( \beta_1 + \frac{\pi}{6} - \varphi \right) \right] e^{\frac{\beta_1 - \theta}{Q}} \right\} \quad (46)$$

Comme il n'y a pas de discontinuité, les valeurs de  $i_1$  obtenues à partir des relations (38) et (46) pour  $\theta = \beta_1$  sont égales.

La relation (38) nous donne :

$$i_{1\beta_1} = \frac{V_m}{Z} \left[ \sin(\beta_1 - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\alpha - \beta_1}{Q}} \right] \quad (47)$$

Puis en remplaçant  $i_1 \beta_1$  dans l'expression (46) nous obtenons :

$$i_1 = \frac{V_m}{Z} \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \left( \theta - \varphi + \frac{\pi}{6} \right) + \left[ -\frac{1}{2} \sin \left( \beta_1 - \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) e^{\frac{\beta_1 - \theta}{Q}} - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \theta}{Q}} \right] \right\} \quad (48)$$

De  $i_1 \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right) = -i_2(\theta)$ ,

Nous déterminons la valeur de  $\beta_1$  à partir de  $i_1 \left( \alpha + \frac{\pi}{3} \right) = -i_2 \alpha$  (en utilisant les expressions (42) et (46)).

d'où :

$$\sin \left( \beta_1 - \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) e^{\frac{\beta_1 - \alpha}{Q}} = - \sin(\alpha - \varphi) \frac{1 - 2e^{-\frac{\pi}{3Q}}}{2 - e^{-\frac{\pi}{3Q}}} \quad (49)$$

La valeur de  $\beta_1$  dépend à la fois de  $\alpha$  et de  $\varphi$ .

Connaissant  $\beta_1$  on peut déterminer  $i_2$  et les trois courants dans l'intervalle  $\left[ \alpha ; \alpha + \frac{\pi}{3} \right]$ .

Calcul de l'angle  $\alpha_e$  :

Ce mode de fonctionnement, cesse pour  $\alpha = \alpha_e$  qui annule la durée de conduction des trois thyristors  $th_1$ ,  $th_2$  et  $th_3$

$(\beta_1 - \alpha)$  d'où  $\beta_1 = \alpha_e$ .

$\alpha_e$  est donné ; en remplaçant  $\beta_1$  par  $\alpha_e$  dans (49)

$$\sin \left( \alpha_e - \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) = - \sin(\alpha_e - \varphi) \frac{1 - 2e^{-\frac{\pi}{3Q}}}{2 - e^{-\frac{\pi}{3Q}}}$$

$$\text{tg}(\alpha_e - \varphi) = \frac{2 - e^{-\frac{\pi}{3Q}}}{\sqrt{3} e^{\frac{\pi}{3Q}}} \quad (50)$$

. 3ème mode :

Conduction de deux ou zéro bras.

Quand  $\alpha$  devient supérieur à  $\alpha_0$ , on doit amorcer simultanément deux thyristors à la fin de chaque intervalle où les trois courants étaient nuls.

Soit  $\beta_2$  la fin de l'intervalle de conduction de  $th'_2$ ,

$\alpha < \theta < \beta_2$   $th_1$  et  $th'_2$  conduisent (fig. I.4.3.).

Comme pour le 1er mode :

$$i_3 = 0 ; i_1 = -i_2 \quad v'_3 = 0 ; v'_1 = v'_2$$

$$R_1 + L \frac{di_1}{dt} = v'_1 \quad (51) \quad v'_1 = \frac{v_1 - v_2}{2}$$

La solution de l'équation différentielle (51) ; donne  $i_1$  avec :

$$i_1 = \frac{0}{2Z} \text{ à } \theta = \alpha$$

$$i_1 = \frac{V_m \sqrt{3}}{2Z} \left[ \sin\left(\theta - \varphi + \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{6}\right) e^{\frac{\alpha - \theta}{Q}} \right] \quad (52)$$

Le courant  $i_1$  s'annule pour  $\theta = \beta_2$ , donc  $\beta_2$  est déterminé à partir de l'expression (52) ; soit :

$$\boxed{\sin\left(\beta_2 - \varphi + \frac{\pi}{6}\right) e^{\frac{\beta_2 - \alpha}{Q}} = \sin\left(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{6}\right)} \quad (53)$$

a) Valeur efficace de la tension pour le 1er mode.

D'après la fig. I.4.2. et de (10), nous avons :

$$V_{12}^2 = \frac{V_m^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta_1 + \frac{2\pi}{3}} \sin^2 \theta d\theta - \int_{\beta_1}^{\alpha + \frac{\pi}{3}} \sin^2 \theta d\theta - \int_{\beta_1 + \frac{1}{3}}^{\alpha + \frac{2\pi}{3}} \sin^2 \theta d\theta +$$

$$+ \int_{\beta_1}^{\alpha + \frac{\pi}{3}} \frac{(\sin \theta - \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}))^2}{2} d\theta + \int_{\beta_1 + \frac{\pi}{3}}^{\alpha + \frac{2\pi}{3}} \frac{(\sin \theta - \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}))^2}{2} d\theta$$

Finalement nous obtenons :

$$v' = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[ \frac{1}{2} + \frac{3}{2\pi} (\beta_1 - \alpha) + \frac{3}{4\pi} (\sin 2\alpha + \sin (2\beta_1 + \frac{\pi}{3})) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (53')$$

b) Valeur efficace de la tension pour le 3ème mode.

D'après la fig. 1.4.3., nous avons :

$$V'^2 = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\beta_2} \left( \frac{v_1 - v_2}{2} \right)^2 d\theta + \int_{\alpha + \frac{\pi}{3}}^{\beta_2 + \frac{\pi}{3}} \left( \frac{v_1 - v_3}{2} \right)^2 d\theta \right]$$

$$\text{avec } \frac{v_1 - v_2}{2} = \frac{\sqrt{3} V_m}{2} \cos \left( \theta - \frac{\pi}{3} \right)$$

$$\frac{v_1 - v_3}{2} = - \frac{\sqrt{3} V_m}{2} \cos \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right).$$

Finalement, nous obtenons :

$$v' = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[ \frac{3}{2\pi} (\beta_2 - \alpha) + \frac{3}{4\pi} (\sin (2\alpha + \frac{\pi}{3}) - \sin (2\beta_2 + \frac{\pi}{3})) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (54)$$

### 1. 4.3. Analyse harmonique :

Le développement en série de Fourier des tensions  $v'_1, v'_2, v'_3$  ne peut comporter en plus du fondamental, que les harmoniques impairs de plus, les harmoniques de rang  $3k$  disparaissent dans le cas de ce montage.

Donc, on ne trouvera que les termes de pulsations.

$$n_w = (6k \pm 1) w \quad \text{avec } k = 0, 1, 2, \dots$$

La valeur efficace de l'harmonique de rang  $n$  est donnée par :

$$v'_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$$

$A_n, B_n$  sont les valeurs max des coefficients de Fourier.

Pour le fondamental :

$$v'_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{A_1^2 + B_1^2}$$

Les harmoniques de courant se déduisent de ceux de la tension par :

$$I_n = \frac{V'_n}{\sqrt{R^2 + (nL\omega)^2}}$$

Pour le fondamental :

$$I_1 = \frac{V'_1}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}}$$

Les valeurs relatives par rapport au fondamental sont données par :

$$\frac{I_n}{I_1} = \frac{V'_n}{V'_1} \sqrt{\frac{1 + Q^2}{1 + n^2 Q^2}} \quad (55)$$

Pour le 1er mode.

$$A_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} v'_1 \sin n \theta d \theta$$

$$B_n = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} v'_1 \cos n \theta d \theta$$

Connaissant la forme de la tension  $v'_1$  (fig. 1.4.2.) sur une demi période, nous calculons les 2 intégrales sur chaque intervalle. Nous obtenons :

$$A_n = \frac{3 V_m}{2 \pi} \left[ \frac{\sin (n-1) \left( \beta_1 + \frac{2\pi}{3} \right) - \sin (n-1) \alpha}{n-1} + \right. \\ \left. + \frac{\sin (n+1) \alpha - \sin (n+1) \left( \beta_1 + \frac{2\pi}{3} \right)}{n+1} \right] \quad (56)$$

$$B_n = \frac{3V_m}{2\pi} \left[ \frac{\cos(n-1)(\beta_1 + \frac{2\pi}{3}) - \cos(n-1)\alpha}{n-1} + \frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)(\beta_1 + \frac{2\pi}{3})}{n+1} \right] \quad (57)$$

Pour le fondamental ( $n = 1$ )

$$A_1 = \frac{3V_m}{2\pi} \left( \beta_1 - \alpha + \frac{\pi}{3} + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{2} \sin 2 \left( \beta_1 + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (58)$$

$$B_1 = \frac{3V_m}{4\pi} \left( \cos 2\alpha - \cos 2 \left( \beta_1 + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (59)$$

Pour le 3ème mode.

Connaissant la forme de la tension  $v'_1$  (fig. 1.4.3.),

nous avons :

$$A_n = \frac{2}{\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\beta_2} \frac{v_1 - v_2}{2} \sin n\theta d\theta + \int_{\alpha + \frac{\pi}{3}}^{\beta_2 + \frac{\pi}{3}} \frac{v_1 - v_3}{2} \sin n\theta d\theta \right]$$

$$B_n = \frac{2}{\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\beta_2} \frac{v_1 - v_2}{2} \cos n\theta d\theta + \int_{\alpha + \frac{\pi}{3}}^{\beta_2 + \frac{\pi}{3}} \frac{v_1 - v_2}{2} \cos n\theta d\theta \right]$$

$$\text{avec : } \frac{v_1 - v_2}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_m \cos \left( \theta - \frac{\pi}{3} \right)$$

$$\frac{v_1 - v_3}{2} = -\frac{\sqrt{3}}{2} V_m \cos \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right)$$

Donc on obtient l'expression de  $A_n$ ,  $B_n$

$$A_n = \frac{3V_m}{2\pi} \left[ \frac{\sin(n-1) \left( \beta_2 + \frac{\pi}{6} \right) - \sin(n-1) \left( \alpha + \frac{\pi}{6} \right)}{n-1} + \frac{\sin(n+1) \left( \alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \sin(n+1) \left( \beta_2 + \frac{\pi}{6} \right)}{n+1} \right] \quad (60)$$

$$B_n = \frac{3V_m}{2\pi} \left[ \frac{\cos(n-1)(\beta_2 + \frac{\pi}{6}) - \cos(n-1)(\alpha + \frac{\pi}{6})}{n-1} + \frac{\cos(n+1)(\alpha + \frac{\pi}{6}) - \cos(n+1)(\beta_2 + \frac{\pi}{6})}{n+1} \right] \quad (61)$$

Pour le fondamental.

$$A_1 = \frac{3V_m}{2\pi} \left[ \beta_2 - \alpha + \frac{1}{2}(2\alpha + \frac{\pi}{3}) - \frac{1}{2} \sin(2\beta_2 + \frac{\pi}{3}) \right] \quad (62)$$

$$B_1 = \frac{3V_m}{4\pi} \left[ \cos(2\alpha + \frac{\pi}{3}) - \cos(2\beta_2 + \frac{\pi}{3}) \right] \quad (63)$$

#### 1.4.4. Caractéristiques :

Les caractéristiques des fig. 1.4.4. ; 1.4.5. représentent les mêmes valeurs que celles dans le paragraphe 1.3.3. ; les remarques sont les mêmes, seulement les harmoniques de rang  $3k$  n'existent pas dans le cas du montage étoile sans neutre.

#### 1.4.5. Montage étoile - triangle :

On peut sans changer le fonctionnement du gradateur remplacer la charge en étoile par la charge en triangle (fig. 1.4.6.)

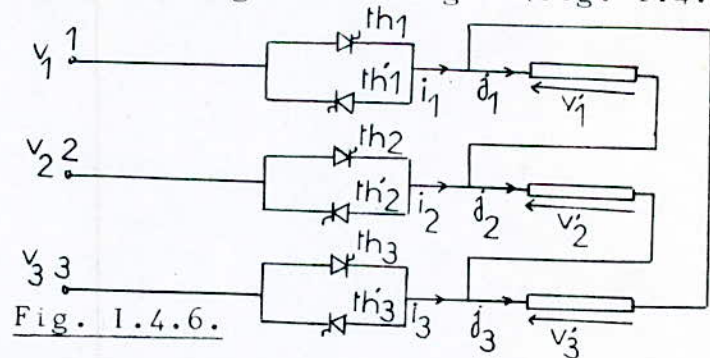


Fig. 1.4.6.

Si les phases de la charge ont le même argument et un module triple pour une même valeur de l'angle d'amorçage  $\alpha$  on trouve les mêmes courants en lignes.

Les formes des tensions  $v'_1, v'_2, v'_3$  aux bornes des phases en triangle diffèrent beaucoup de celles des tensions  $v_1, v_2$



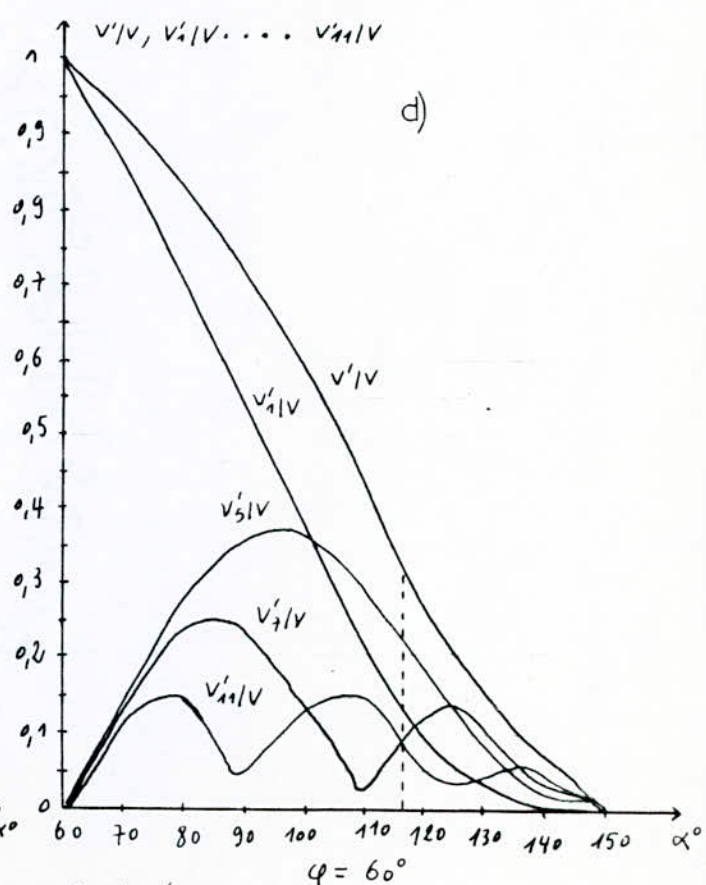
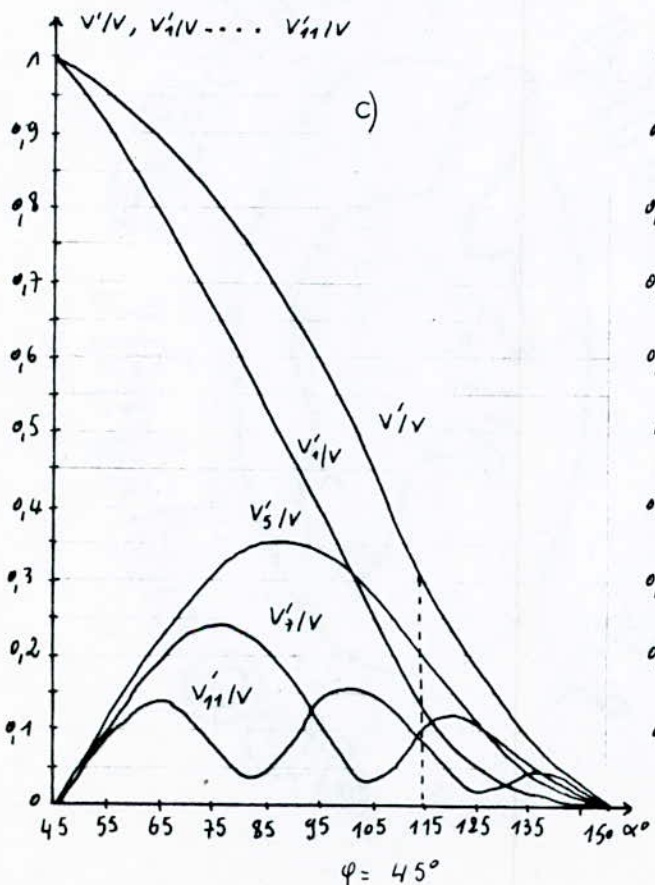
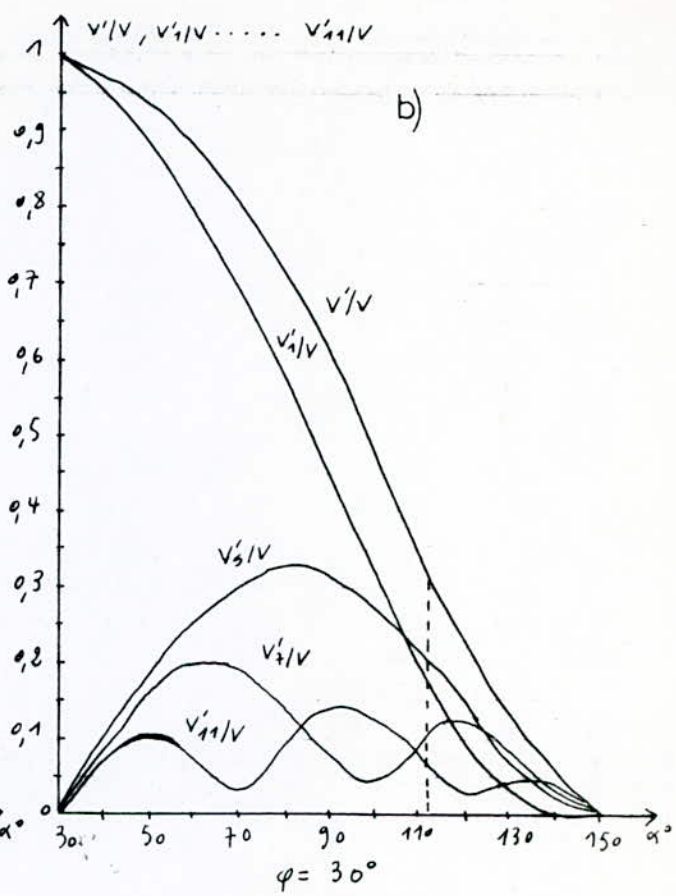
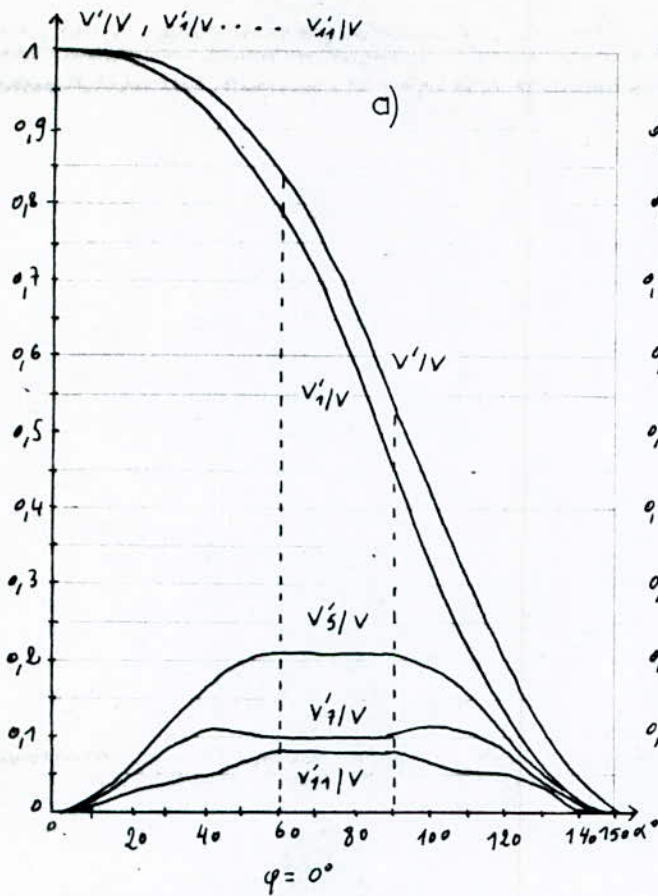


Fig. I.4.4

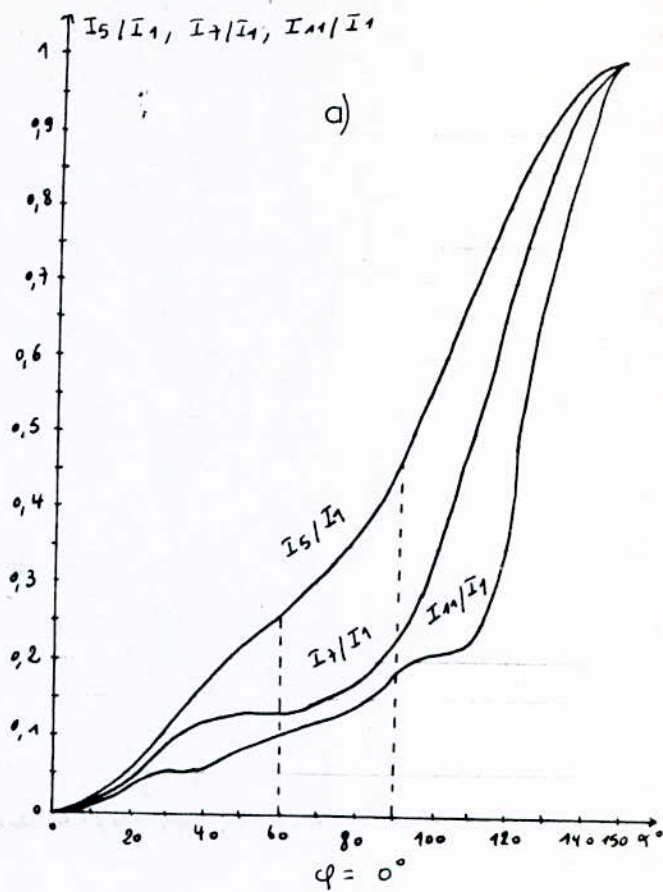
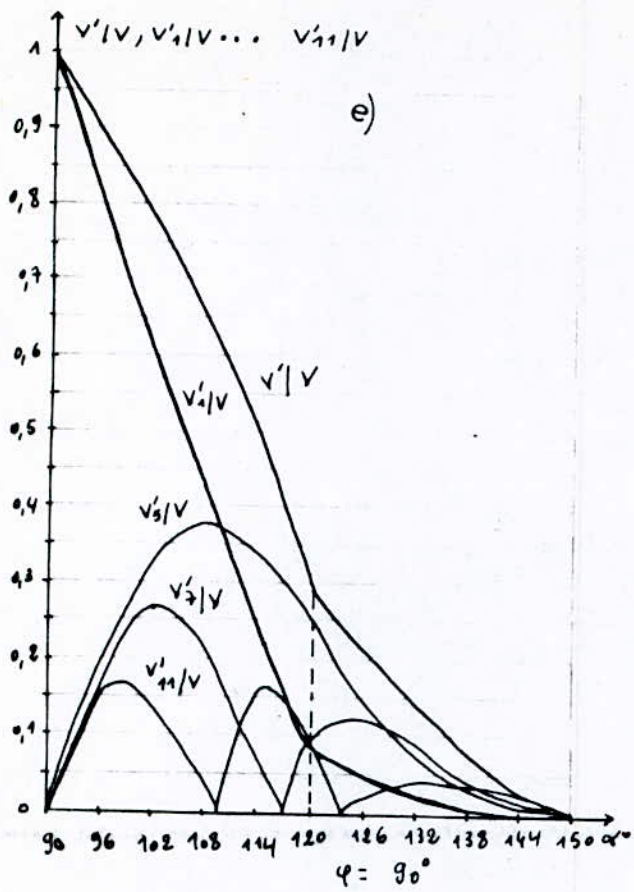
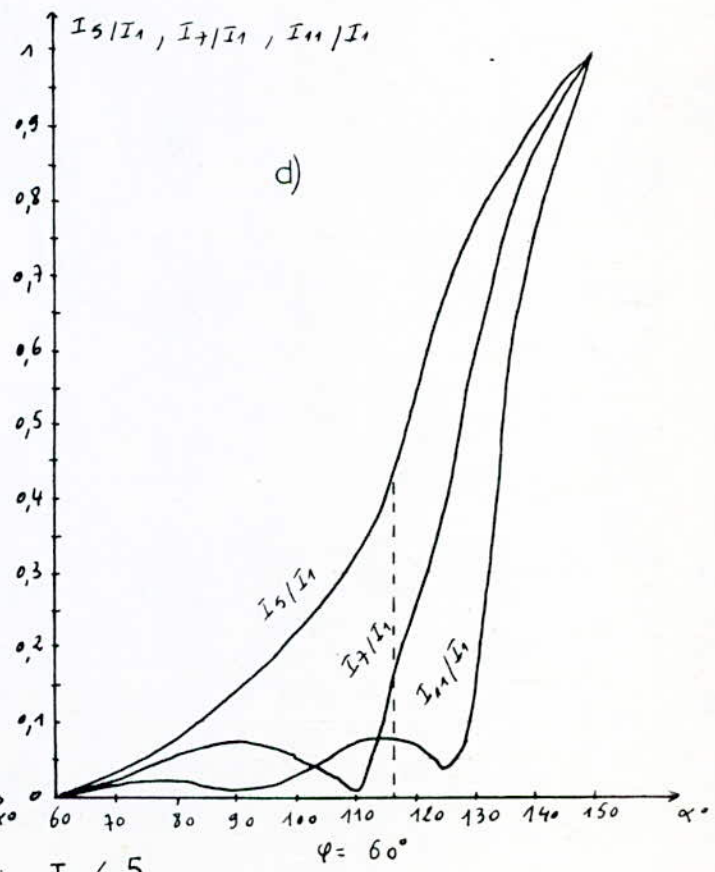
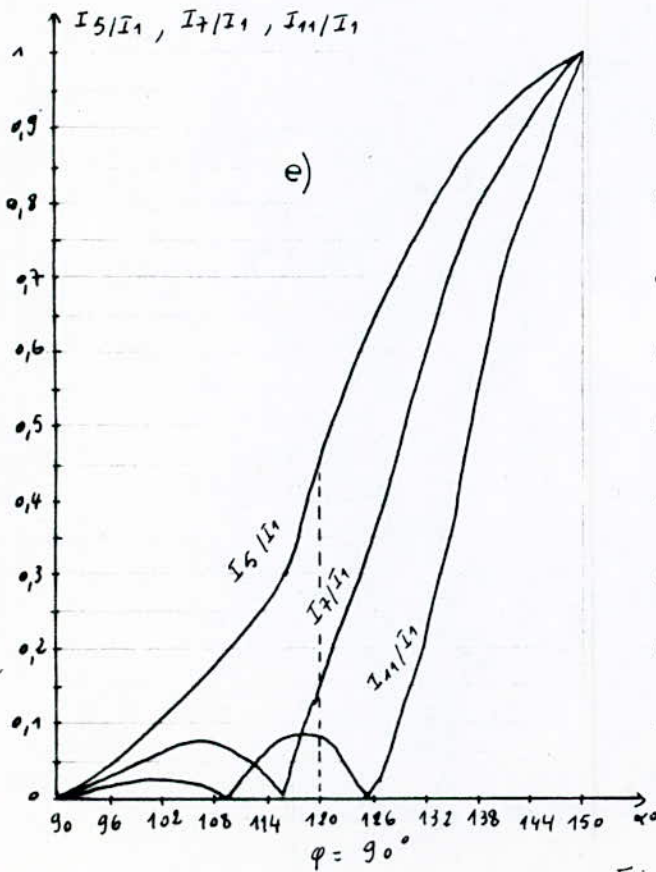
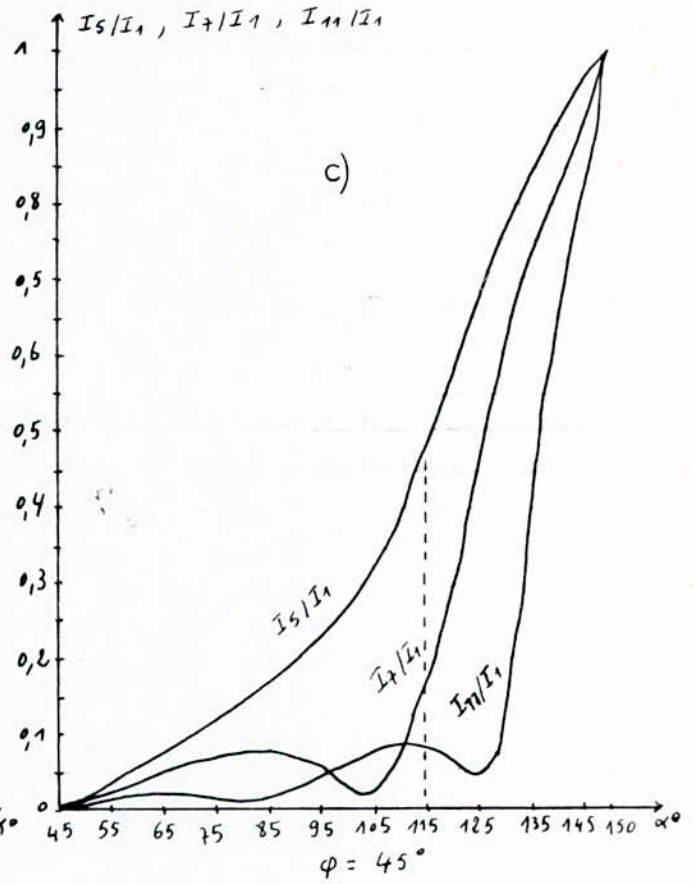
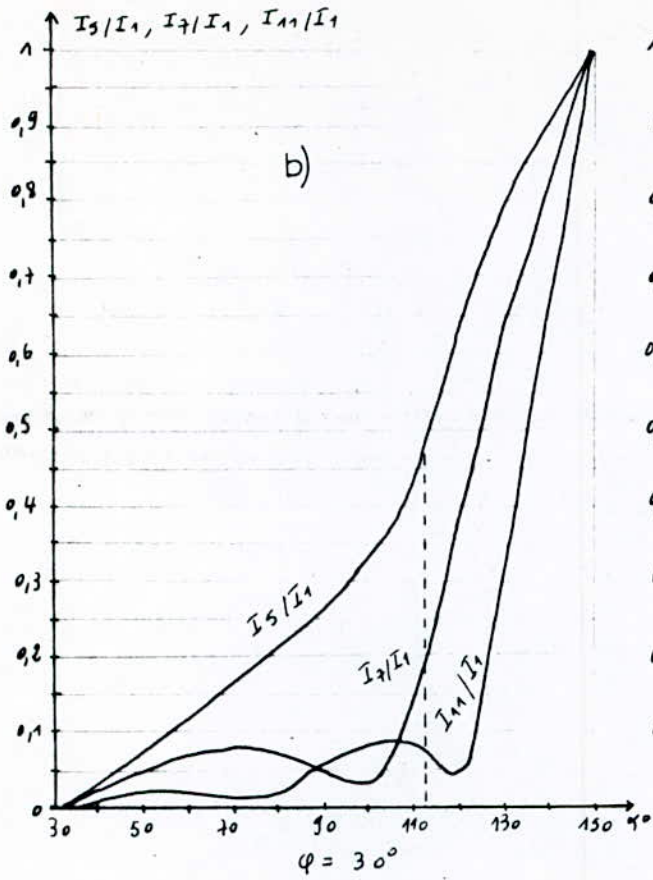


Fig. I.4.5



$v'_3$  trouvées aux bornes des phases en étoile sans neutre.

De même les courants simples  $\dot{j}_1, \dot{j}_2, \dot{j}_3$  ont des formes d'ondes très différents de celles des courants de ligne  $i_1, i_2, i_3$ , ceci est dû au fait que lors du passage de  $i_1, i_2, i_3$  à  $\dot{j}_1; \dot{j}_2; \dot{j}_3$  les termes du développement en série formant des systèmes directs équilibrés (fondamental, harmoniques 7, 13, ...) sont déphasés de  $\pi/6$  dans un sens, ceux formant des systèmes inverses (harmoniques 5, 11, 17, ...) sont déphasés de  $\frac{\pi}{6}$  en sens inverse. Mais on a toujours les relations suivantes,

Pour les valeurs efficaces :  $U' = \sqrt{3} V', I = \sqrt{3} J$

Pour les harmoniques :  $U'_n = \sqrt{3} V'_n, I_n = \sqrt{3} J_n$

Soit  $U'_1 = \sqrt{3} V'_1, I_1 = \sqrt{3} J_1$

#### 1. 4.6. Choix du montage :

Le montage étoile avec neutre donne dans les phases du récepteur, ainsi que dans la ligne tous les harmoniques impairs de courant.

Le montage étoile (ou triangle) ne prend que les harmoniques 5, 7, 11, 13 ... tant en ligne que dans les phases.

La comparaison des courbes (fig. 1.3.7.) et (fig. 1.4.5.) montre l'importance de l'harmonique 3 pour le montage étoile avec neutre mais les harmoniques 5 et 7 sont en moyenne nettement plus faibles que ceux du montage étoile.

Donc le montage étoile avec neutre n'est pas bon en ce qui concerne les courants dans le récepteur (présence des harmoniques de rang  $3k$ ).

Par contre le montage étoile ou triangle est bon en ce qui concerne la qualité des signaux appliqués au récepteur est important. C'est le cas des machines tournantes qui supportent mal les tensions harmoniques de rang  $3k$ . [1]

Ces tensions constituent des systèmes homopolaires pour lesquels l'impédance d'un bobinage triphasé est très faible.

- Remarque.  
-----

Nous avons étudié les valeurs efficaces, des tensions, de leur fondamental et de leurs harmoniques, alors que ce sont les valeurs relatives aux courants qui importent le plus, pour deux raisons :

- Les expressions des tensions sont simples ; la tension  $v'_1$  par exemple est égale à zéro ou à  $v_1$ , ou  $(\frac{v_1-v_2}{2})$  donc elle est nulle ou donnée par une sinusoïde.

Malgré des calculs nécessaires pour obtenir  $V'$ ,  $V'_1$  et les valeurs des harmoniques sont longs et la seule formulation des résultats est souvent lourde, surtout pour les courants qui ont des expressions compliquées (présence de termes en exponentiels).—L'influence de l'argument  $\varphi$  de la charge est moins sensible Pour les tensions que pour les courants. Ce qui a permis de limiter le nombre de caractéristiques tracées pour les montages (  $Y.n ; Y$  ) de plus dès que le rang s'élève les harmoniques de courant sont si faibles quand  $\varphi$  est voisin de  $90^\circ$  que leur valeur ne serait pratiquement pas représentable à la même échelle que celle du fondamental.

Nous nous proposons dans le chapitre suivant d'étudier le moteur asynchrone à rotor massif lisse.

## CHAPITRE II

## MOTEUR ASYNCHRONE A ROTOR MASSIF

=====

### 11.1/ - INTRODUCTION.

Le moteur asynchrone à rotor massif est une machine dont le rotor est un cylindre ferromagnétique plein.

Il présente une bonne tenue mécanique et peut fonctionner dans des conditions dures sous de grandes vitesses et même en milieu explosif.

Il est donc utilisé dans les entraînements à grandes vitesses et également à vitesse variable en particulier comme servomoteur dans les systèmes de commande ; ainsi pour l'actionnement des dispositifs gyroscopiques.

Le moteur asynchrone à rotor massif possède un bon couple au démarrage par contre ses caractéristiques se dégradent considérablement aux faibles glissements, les raisons sont à la fois électriques et magnétiques.

Les caractéristiques mécaniques  $T(g)$  et électromécaniques  $I_s(g)$  de ce moteur sont identiques à celles des moteurs asynchrones à rotor bobiné à grande résistance rotorique.

Contrairement aux moteurs classiques, les courants ne sont plus induits dans des conducteurs bien définis, mais dans un milieu conducteur conditionnant leur circulation.

Ces courants induits ne sont donc pas de direction rectiligne sous les pôles et tendent à se refermer avant d'atteindre les extrémités, ce qui majore la résistance rotorique.

### 11.2/ - Etude du moteur asynchrone à rotor massif.

L'intérêt d'une étude théorique de ce moteur est de définir les différents paramètres d'un schéma électrique équivalent à

partir duquel les caractéristiques du moteur seraient prédéterminées.

Une étude théorique détaillée est assez complexe, mais peut être simplifiée par le choix adéquat de la caractéristique magnétique de l'acier rotorique et par l'introduction d'hypothèses simplificatrices.

### 11.2.1. Schéma équivalent :

Par analogie avec le moteur asynchrone à rotor bobiné le schéma équivalent du moteur asynchrone à rotor massif lisse (sans pertes fer) ramené au stator est représenté par la fig. 11.2.1.

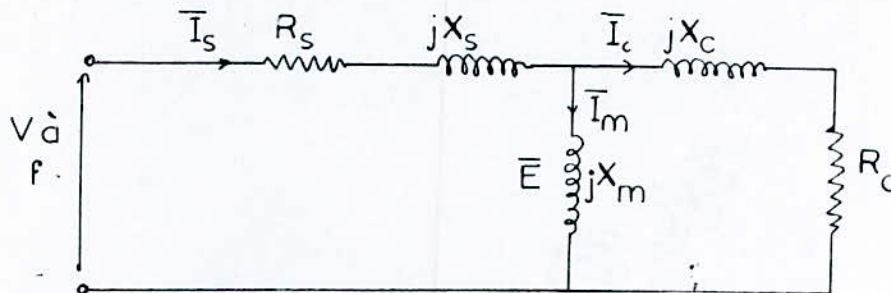


Fig. 11.2.1. : "Schéma équivalent par phase du moteur asynchrone à rotor lisse ramené au stator."

Pour la détermination des différents paramètres du schéma équivalent, nous avons opté pour le modèle physique utilisé par la référence qui donne des résultats concordants avec les mesures. Nous présentons brièvement cette étude théorique. [9]

### 11.2.2. Analyse théorique adoptée :

#### 11.2.2 - 1) Choix de la caractéristique magnétique de l'acier rotorique.

La caractéristique réelle de l'acier rotorique (non linéaire) est approximée par une courbe stylisée rectangulaire (fig.11.2.2)



Cette courbe comporte un saut brusque de  $(-B_s)$  à  $(+B_s)$  lorsque  $H$  change de signe.

L'acier rotorique sous cette considération prendra donc trois états magnétiques :

- non aimanté ( $B = 0$ )
- aimanté positivement ( $B = +B_s$ )
- aimanté négativement ( $B = -B_s$ )

En utilisant cette caractéristique pour l'approche du problème de la non-linéarité, nous sommes amenés à ne considérer que les champs magnétiques élevés pour travailler dans la zone saturée et valider ainsi ce choix.

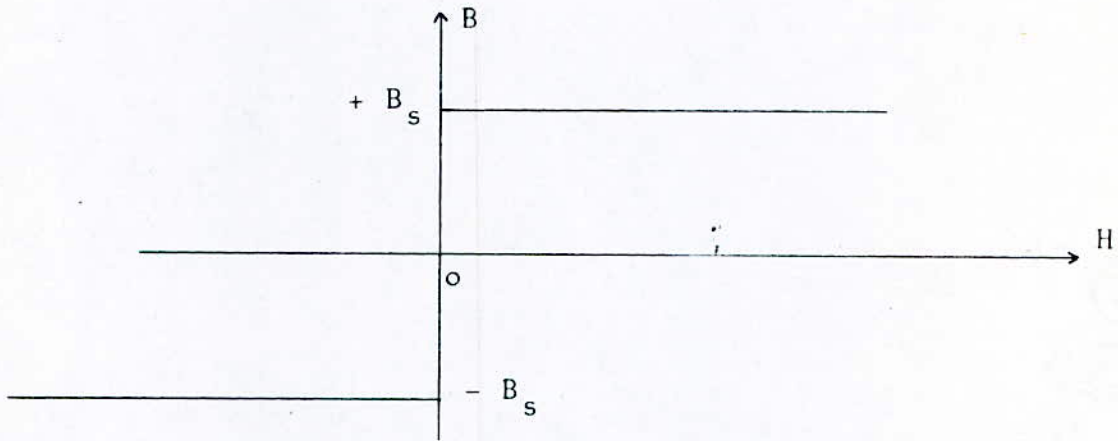


Fig. 11.2.2. : "Caractéristique magnétique adoptée pour l'acier rotorique."

#### 11.2.2 - 2) Modèle d'étude.

Un système de coordonnées rectangulaires  $(O X Y Z)$  est lié à l'axe magnétique d'une phase du bobinage statorique. Un autre système de coordonnées rectangulaires  $(O' X' Y' Z')$  est lié au rotor (fig. 11.2.3.).

Quand le rotor tourne dans le sens des  $X$  croissants avec un glissement  $g$ , la relation liant  $X$  à  $X'$  est :

$$X - X' = \frac{\tau_p}{\pi} (1 - g) \omega t.$$

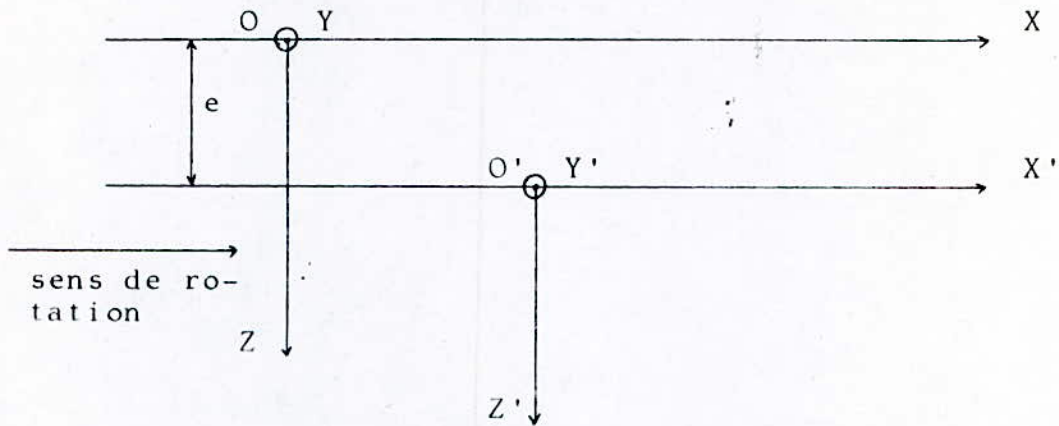


Fig. II.2.3. : "Représentation schématique développée du modèle d'étude."

### II.2.2 - 3) Hypothèses simplificatrices.

- 1/ La perméabilité du stator est infinie.
- 2/ La résistivité moyenne du stator suivant l'axe de la machine est également supposée infinie par suite de son feuilletage.
- 3/ La longueur axiale de la machine est supposée infinie (champ à deux dimensions, effets d'extrémités négligés).
- 4/ L'utilisation d'un système de coordonnées rectangulaires signifie que la courbure du rotor n'est pas très importante.
- 5/ La répartition spatiale de l'enroulement statorique est supposée sinusoïdale (pas d'harmoniques d'espaces).
- 6/ A la surface du rotor, la force magnétisante sera considérée comme étant une fonction sinusoïdale du temps.
- 7/ Quand  $O'Z'$  (fig.II.3.) tend vers l'infini, tous les champs sont nuls.

### 11.2.3. Détermination des paramètres du schéma équivalent :

Les résultats de l'étude théorique citée en 11.2.2. ont permis de déterminer le courant rotorique ramené au stator par considération des fondamentaux des f.m.m. des différentes parties de la machine.

$$I_c = \frac{1}{32} \frac{P \cdot \sigma \cdot \tau_p}{m L^2 \cdot (K b_1 \cdot N)^3 \cdot B_s \cdot f} \cdot g \cdot E^2 \quad (\text{A}) \quad (64)$$

L'impédance de charge ramenée au stator est donnée par :

$$Z_c = \frac{E}{I_c}$$

$$\text{donc } Z_c = 32 \cdot m \cdot L^2 \cdot (K b_1 \cdot N)^3 \cdot B_s \cdot f \cdot \frac{1}{P \cdot \sigma \cdot \tau_p} \cdot \frac{1}{g \cdot E} \quad (\Omega) \quad (65)$$

Cette étude montre que l'argument de  $Z_c$  est constant et indépendant du glissement et de la f.e.m induite

$$\varphi_c = \arctg \frac{1}{2}$$

La résistance de charge ramenée au stator sera donnée par

$$R_c = Z_c \cos \left( \arctg \frac{1}{2} \right) \quad (\Omega) \quad (66)$$

$$\text{d'où } R_c = 28,6 \cdot m \cdot L^2 \cdot (K b_1 \cdot N^3) \cdot B_s \cdot f \cdot \frac{1}{P \cdot \sigma \cdot \tau_p} \cdot \frac{1}{g \cdot E} \quad (\Omega) \quad (67)$$

La réactance de charge ramenée au stator est donc :

$$X_c = R_c \cdot \text{tg } \varphi_c \quad \text{Alors } X_c = \frac{1}{2} R_c \quad (\Omega) \quad (68)$$

L'impédance de charge exprimée en fonction de  $R_c$  sera :

$$Z_c = \sqrt{R_c^2 + \left( \frac{R_c}{2} \right)^2} \quad \text{soit } Z_c \neq 1,12 R_c \quad (69)$$

$$\text{Posons } K = \frac{28,6 \cdot m \cdot L^2 \cdot (K b_1 \cdot N^3) \cdot B_s}{\sigma \cdot p \cdot \tau_p} \quad (70)$$

d'où

$$I_c = \frac{g E^2}{1,12.K.f} \quad (\text{A}) \quad (71) ; \quad R_c = \frac{K.f}{g.E} \quad (\Omega) \quad (72)$$

En définitif, le schéma électrique équivalent par phase ramené au stator est donné par la fig. 11.2.4.

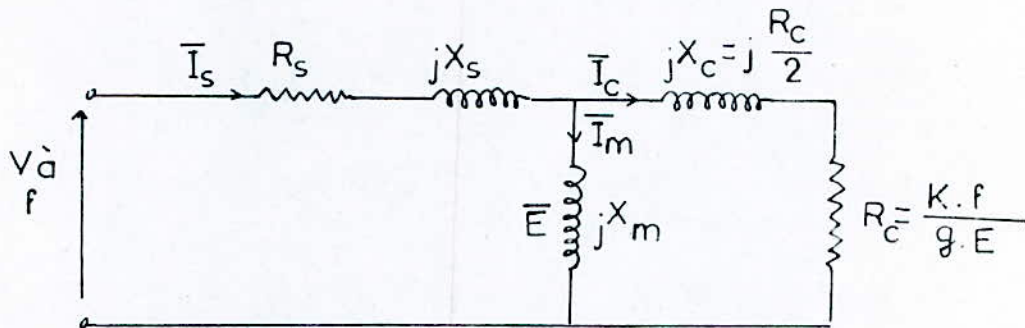


Fig. 11.2.4. : "Schéma équivalent."

#### 11.2.4. Couple électromagnétique :

La puissance transmise au rotor correspond à la partie active du circuit rotorique.

$$P_t = m R_c I_c^2 \quad (\text{w}) \quad (73) \quad \text{avec} \quad I_c = \frac{E}{1,12 R_c}$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$\Gamma = \frac{P_t}{\Omega_s} \quad (\text{N.m}) \quad \text{avec} \quad \Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

$$\text{donc} \quad \Gamma = \frac{0,126 \cdot m \cdot P \cdot g E^3}{K \cdot f^2} \quad (\text{N.m}) \quad (74)$$

L'exploitation de l'expression (74) (pour le tracé de la caractéristique mécanique du moteur) est assez compliquée et nécessite un programme car il faut déterminer l'argument de l'impédance to-

table du moteur vue des bornes statoriques afin de calculer  $\bar{E}$ .

Pour simplifier ce problème, nous avons approximé  $E$  par :

$$(V - Z_s I_s) \text{ avec } Z_s = \sqrt{R_s^2 + X_s^2} \quad (\text{fig. 11.2.5.})$$

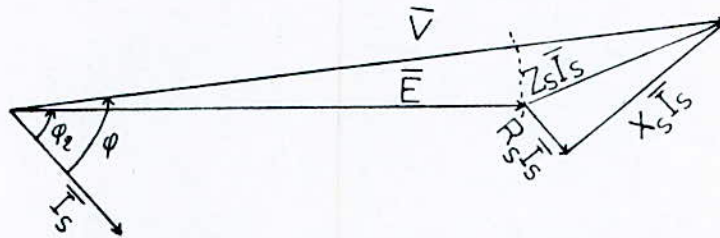


Fig. 11.2.5. : "Diagramme vectoriel".

Nous justifions cette approximation par le fait que  $R_s I_s$  est relativement faible devant  $X_s I_s$  de plus  $Z_s I_s$  est faible devant  $E$  et  $V$ .

### 11.3/ - CARACTERISTIQUES DU MOTEUR.

Les caractéristiques ont été tracées à plusieurs tensions d'alimentation à partir des essais effectués en (111.3.).

#### a) Caractéristiques mécaniques $\Gamma_M(g)$ :

Elles sont représentées pour différentes valeurs de la tension sur la fig. 11.3.1.

Les couples les plus élevés sont obtenus pour les vitesses les plus petites, le couple maximum correspond à  $g = 1$  (démarrage). Le couple diminue avec la tension d'alimentation à glissement constant.

Sur la fig. 11.3.3., nous avons représenté les courbes  $\Gamma(U^2)$  à des glissements constants, elles sont <sup>↑</sup> droites de pentes positives.

Pour un glissement donné la droite  $T_{\mu}(U^2)$  coupe l'axe des abscisses en un point correspondant à la marche à vide du moteur. Le point de fonctionnement du moteur est imposé par la charge entraînée, c'est l'intersection de la caractéristique mécanique du moteur avec celle du couple résistant de la charge. La caractéristique mécanique du moteur asynchrone à rotor massif est stable quelque soit le glissement, car :  $\frac{dT}{dg} > 0$

b) Caractéristiques électromécaniques  $I_s(g)$  : (fig. 11.3.2.)

Elles sont représentées pour différentes valeurs de tension d'alimentation.

A tension d'alimentation fixe, le courant  $I_s$  croît avec le glissement, il est maximum pour  $g = 1$  (sans dépasser le courant admissible par l'enroulement statorique utilisé).

c) Le rendement croît avec la tension à glissement donné (fig. 11.3.5)

A tension constante, le rendement croît avec le glissement, atteint son maximum (52 %), puis décroît.

Les meilleurs rendements sont obtenus pour la marge suivante :  $0,1 < g < 0,25$ .

d) Le facteur de puissance augmente avec la tension à glissement constant ; il croît avec le glissement pour un tension fixée, fig 11.3

Dans le chapitre suivant, nous abordons l'étude d'un moteur asynchrone à rotor massif lisse alimenté par le gradateur triphasé étudié au chapitre I. Pour analyser l'influence des harmoniques de rang supérieur sur les performances de ce moteur en régime établi.

Fig.II.3.1 Caractéristiques  $T_{\mu}(g)$  pour différentes tensions

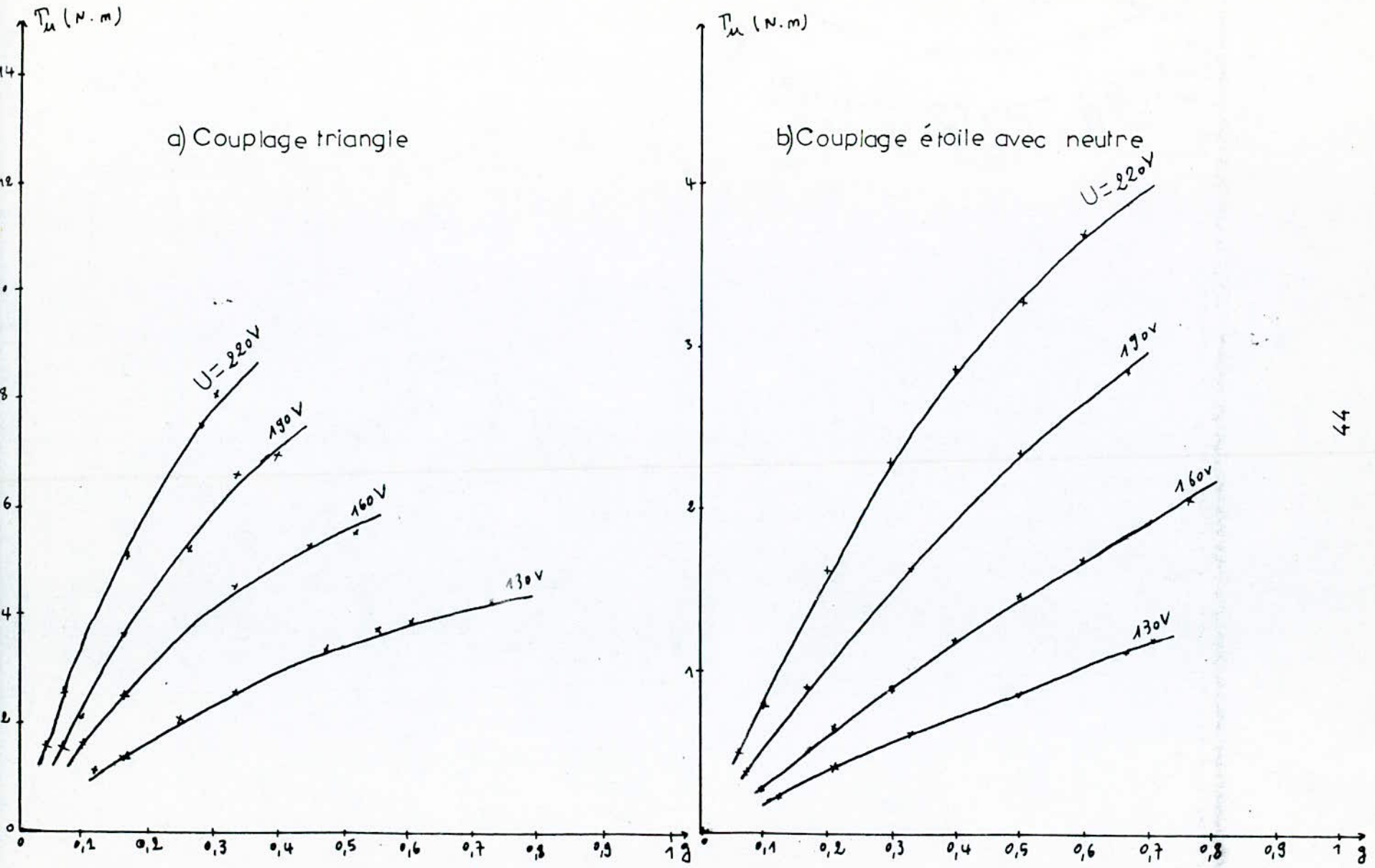
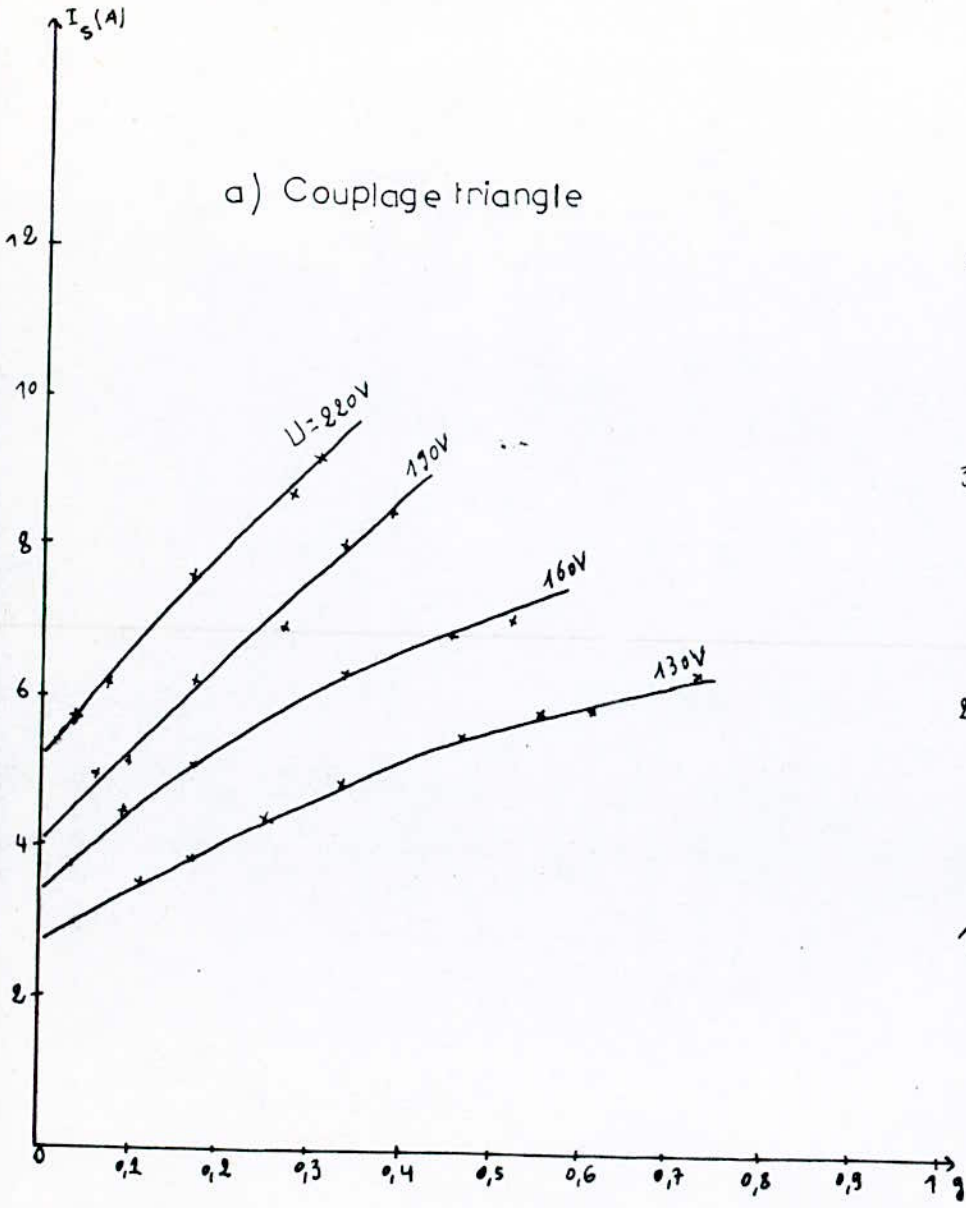


Fig.II.3.2 Caractéristiques  $I_s(g)$  pour différentes tensions

a) Couplage triangle



b) Couplage étoile avec neutre

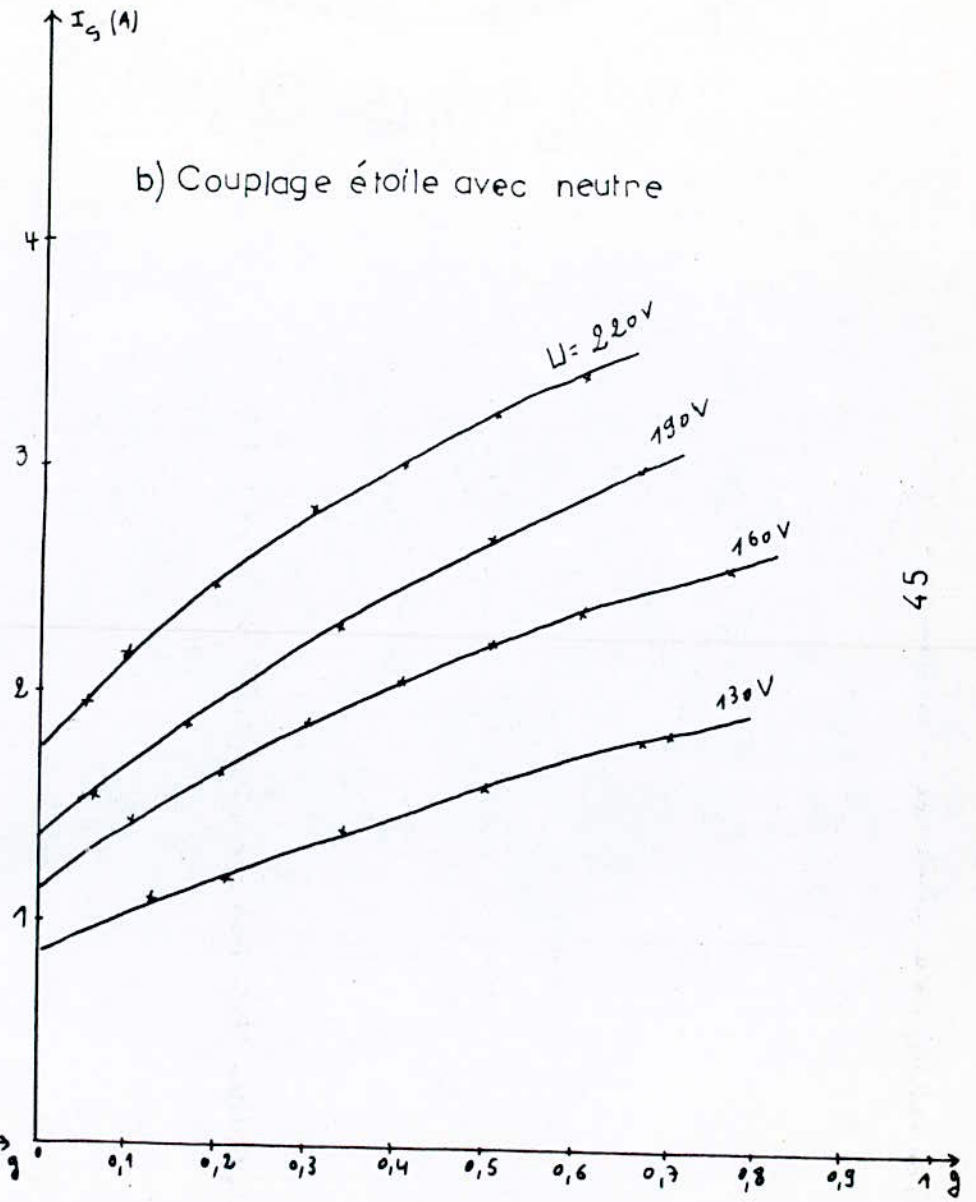




Fig.II.3.3 Caractéristiques  $T_M(U^2)$  à  $g=\text{cst}$

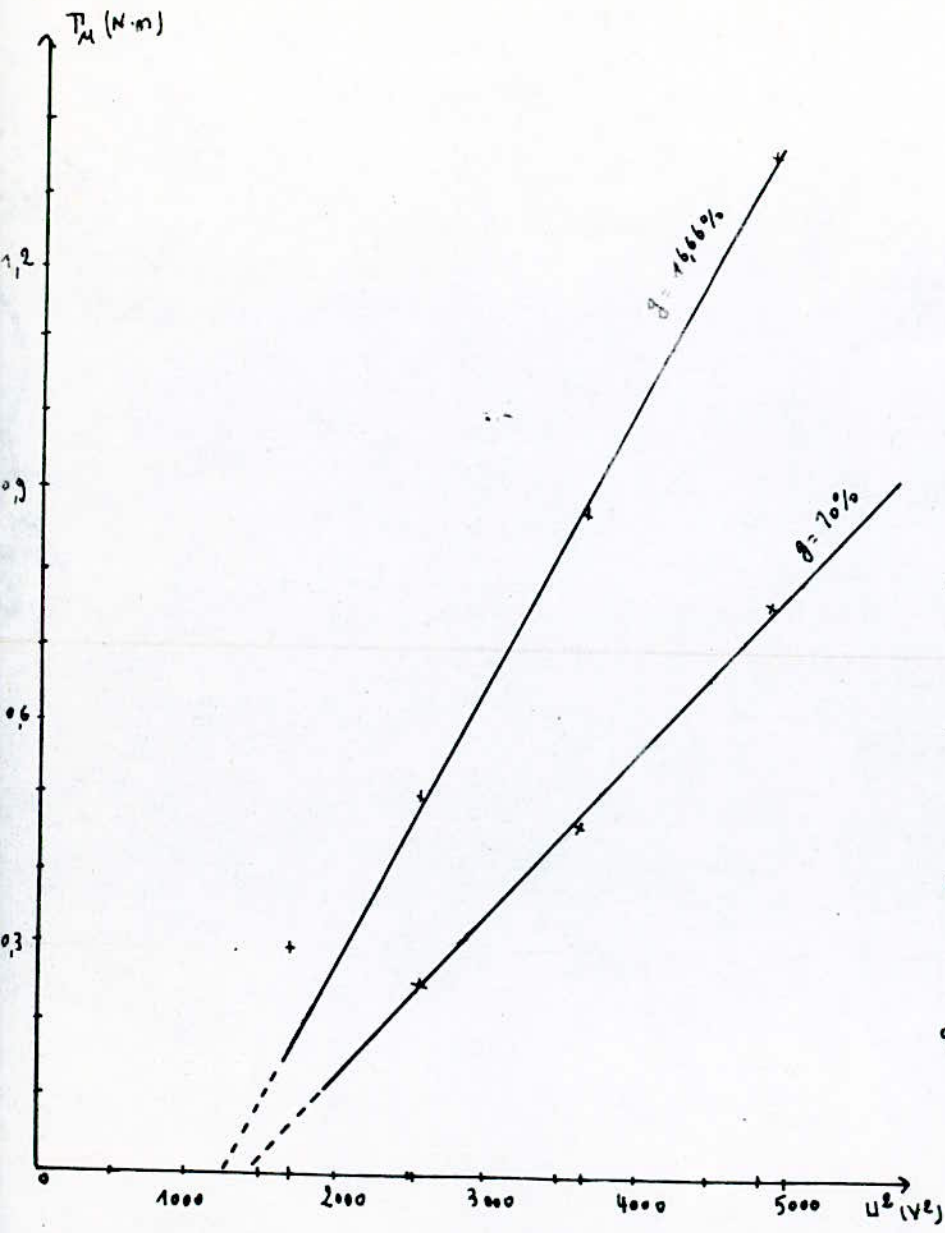


Fig.II.3.4 Caractéristiques  $\cos \varphi(s)$  pour 220V et 160V

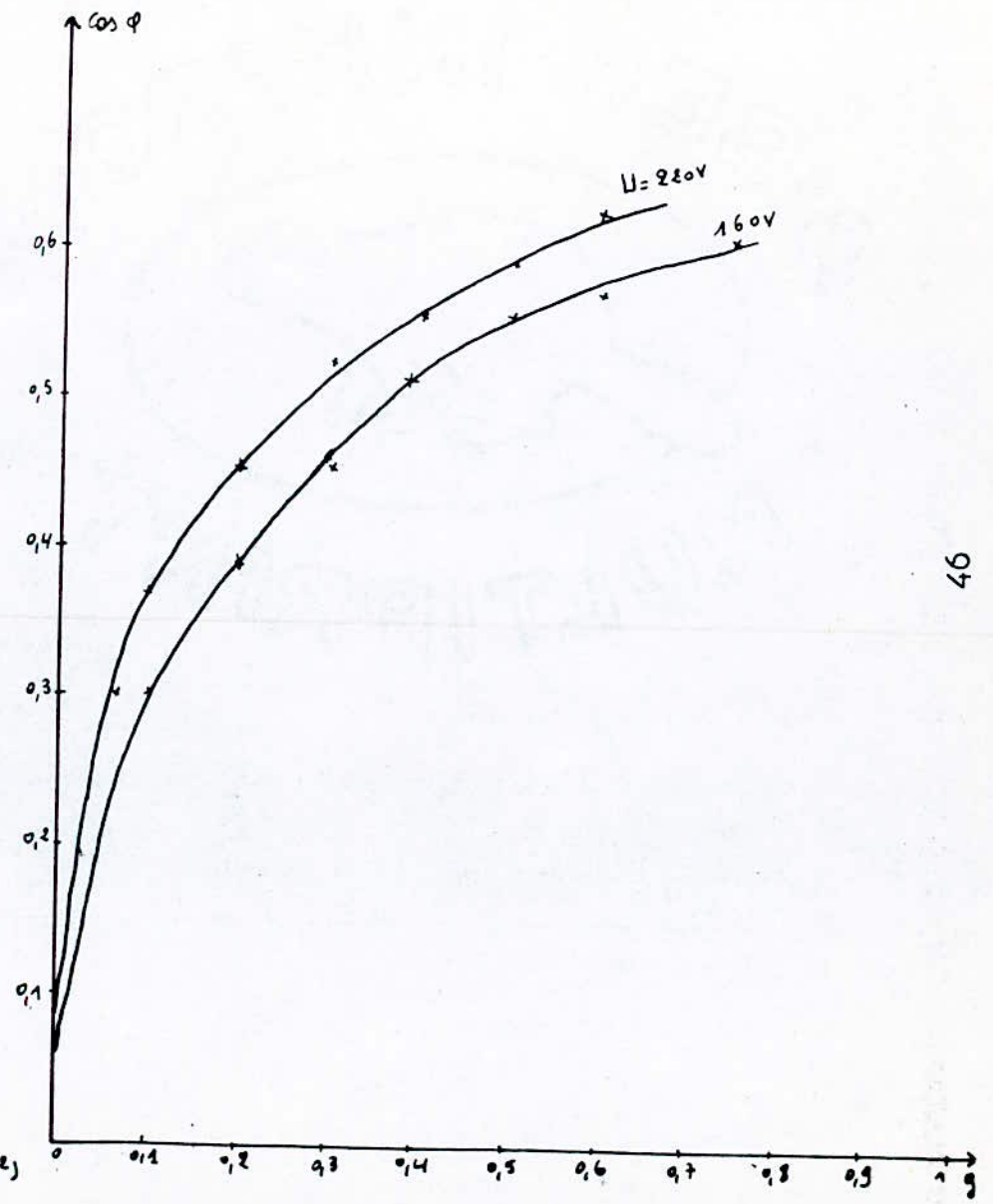
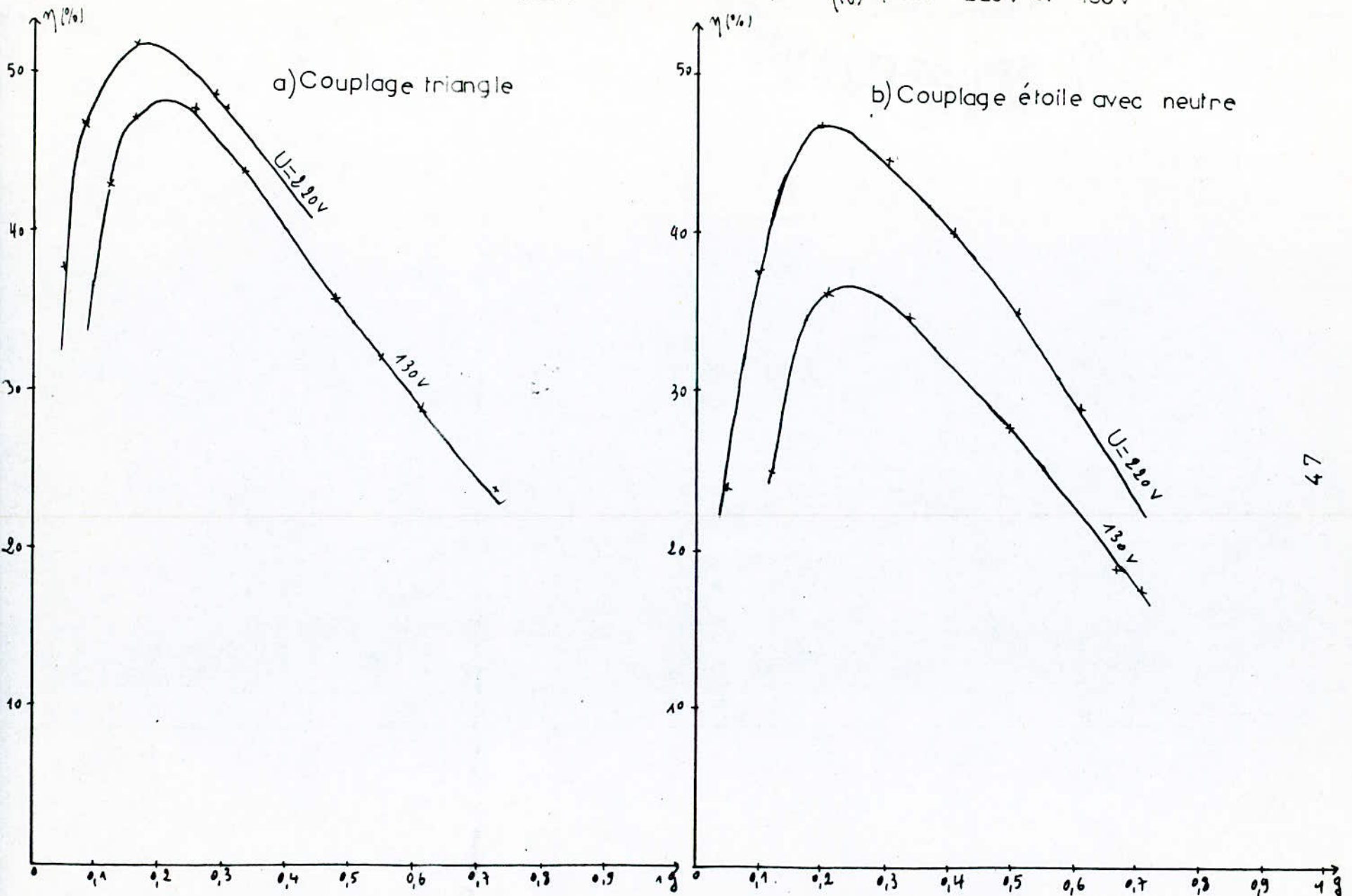


Fig.II.3.5 Caractéristiques  $\eta(g)$  pour 220V et 130V



# CHAPITRE III

## MOTEUR ASYNCHRONE A ROTOR MASSIF LISSE

### ALIMENTE PAR UN GRADATEUR TRIPHASE

Le moteur asynchrone à rotor massif est inaccessible du côté rotorique (du point de vue électromagnétique), ce qui limite ses possibilités de réglage à celles pouvant être effectuées au stator.

Le contrôle de la vitesse peut être assuré par variation de la tension d'alimentation. Afin d'atteindre ce but, nous avons alimenté le moteur à partir d'un gradateur triphasé. Mais ce procédé n'est pas sans inconvénients, parce que le gradateur introduit au niveau du moteur d'importants harmoniques d'ordre supérieur en tension et en courant. Ceci s'explique par le fait que les ondes de tension ainsi que celles du courant, à la sortie du gradateur, ne sont plus sinusoïdales.

L'importance de ces harmoniques dépend de trois paramètres régissant le fonctionnement du système :

- L'angle du retard à l'amorçage  $\alpha$  des thyristors.
- Le déphasage que présente le moteur pour un point de fonctionnement donné.
- Le type du montage de l'ensemble gradateur, moteur.

Pour ce dernier point, nous nous limitons à l'utilisation du gradateur triphasé composé de trois paires de thyristors montées en série entre le réseau et le stator du moteur.

### III./ INFLUENCE DES HARMONIQUES SUR LE MOTEUR.

Le gradateur alimenté à partir du réseau offre au moteur des tensions triphasées non sinusoïdales, mais alternatives de période  $2\pi$  et identiques à  $\frac{2\pi}{3}$  près (fig. III.1.)

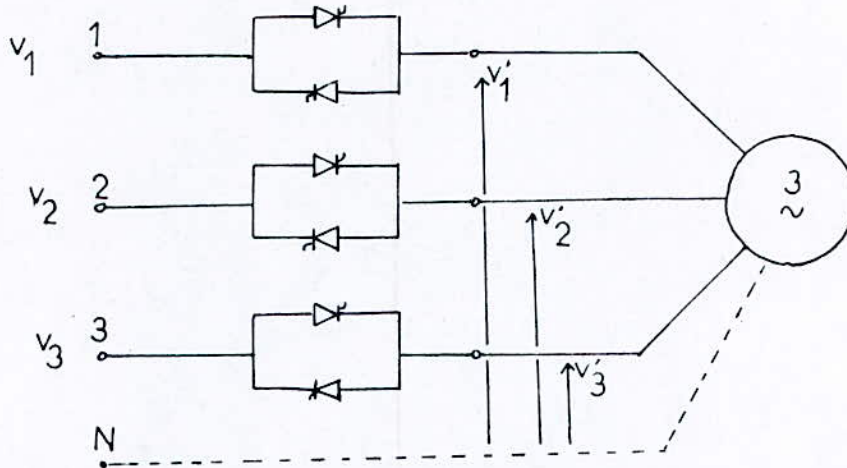


Fig. III. 1.

L'analyse harmonique (étudiée au 1er chapitre) montre que chacune de ces tensions est la superposition d'un fondamental et d'harmoniques d'ordre supérieur donnés par les expressions :

$$\begin{aligned}
 v'_1 &= \sum_{n=1}^{\infty} V_{m_n} \sin(n \omega t + \varphi_n) \\
 v'_2 &= \sum_{n=1}^{\infty} V_{m_n} \sin\left(n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi_n\right) \\
 v'_3 &= \sum_{n=1}^{\infty} V_{m_n} \sin\left(n\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \varphi_n\right)
 \end{aligned} \tag{75}$$

#### III.1/ - RANG DES HARMONIQUES ET LEURS EFFETS SUR LE COUPLE.

Chaque trois harmoniques de même rang des trois tensions en (75) forment un système triphasé. Selon le rang des harmoniques on distingue trois types :

- Harmoniques de rang  $6k + 1$  : forment des systèmes directs
- Harmoniques de rang  $6k - 1$  : forment des systèmes inverses
- Harmoniques de rang  $3k$  : forment des systèmes homopolaires.

(avec  $k = 1, 2, 3, \dots$ )

Si nous admettons que le moteur se comporte comme une charge linéaire, nous pouvons appliquer le principe de la superposition aux différents paramètres régissant le fonctionnement du moteur. Ceci peut être assimilé en pratique à l'action simultanée de  $N$  moteurs calés sur un même arbre et tournant à la même vitesse  $\Omega$ , mais alimentés par des tensions  $U_1 ; U_3 ; U_5 ; U_7 \dots$  de fréquence  $f ; 3f ; 5f ; 7f \dots$ .

### III. 1.1. Harmoniques de rang $6k + 1$ :

Les courants harmoniques de rang  $6k + 1$ , de pulsation  $(6k + 1) \omega_s$  créent un champ tournant dans le sens direct (comme celui créé par les courants correspondants au fondamental) à

$\frac{\omega_s}{p} \cdot (6k + 1)$  ; ce champ tournant induit au rotor des f.e.m. et

donc des courants à pulsation  $p [\Omega_s (6k + 1) - \Omega]$ .

Le glissement correspondant aux harmoniques de rang  $6k + 1$  est donné par :

$$g = \frac{\Omega_s (6k + 1) - \Omega}{6k+1 \Omega_s (6k + 1)} \quad \text{soit} \quad g = 1 - \frac{1 - g}{6k+1}$$

Avec  $\Omega$  : la vitesse de rotation du moteur et  $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$ ,

glissement correspondant au fondamental.

Chaque système d'harmoniques de rang  $6k + 1$  crée un couple

$T_{6k+1}$  (dû à l'action de son champ tournant statorique sur les courants qu'il a induit au rotor) agissant dans le sens direct.

### III. 1.2. Harmoniques de rang $6k - 1$ :

De même les courants harmoniques de rang  $6k - 1$  de pulsation  $(6k - 1) \omega_s$  créent un champ tournant inverse à

$$\frac{\omega_s}{p} (6k - 1).$$

Donc, chaque système d'harmoniques de rang  $6k - 1$  crée un couple agissant dans le sens inverse (couple de freinage) de celui créé par le fondamental.

Le glissement correspondant aux harmoniques de rang  $6k - 1$  est :

$$g_{6k-1} = \frac{\Omega_s (6k - 1) + \Omega}{\Omega_s (6k - 1)} \quad \text{soit} \quad g_{6k-1} = 1 + \frac{1 - g}{6k - 1} \quad (> 1)$$

### III. 1.3. Harmoniques de rang $3k$ :

Les courants harmoniques de rang  $3k$  sont en phase et ne créent pas de champ tournant, donc ne créent pas de couple. Le couple résultant est la somme du couple dû au fondamental et de ceux dûs aux harmoniques de rang  $6k + 1$  et  $6k - 1$ . Chaque deux harmoniques relatifs à une même valeur de  $k$  créent un couple résultant qui s'ajoute ou se retranche du couple dû au fondamental.

$$T_R = T_1 + \sum_{k=1}^{\infty} (T_{6k+1} - T_{6k-1}) \quad (77)$$

## III. 2/ - HARMONIQUES INTRODUITS DANS LES DIFFERENTS COUPLAGES DES ENROULEMENTS STATORIQUES.

Les tensions harmoniques simples ou composées de rang  $6k \pm 1$  existent dans les différents couplages, donc les courants correspondants circulent aussi bien en ligne que dans les phases du moteur.

### III. 2.1. Couplage avec neutre :

Les harmoniques de rang  $3k$  existent que ce soit pour les courants ou pour les tensions simples, par contre, ils n'existent pas pour les tensions composées, car ceux-ci sont des différences de tensions simples où les systèmes homopolaires (harmoniques de rang  $3k$ ) sont en phase et de modules égaux, donc se simplifient.

Le courant dans le neutre est la somme des courants harmoniques de rang  $3k$  de chaque phase ; soit 
$$I_N = 3 \left( \sum_{k=1}^{\infty} I_{3k}^2 \right)^{1/2} \quad (76)$$

Sur la fig. III.2., nous avons respectivement l'onde de tension simple et celle du courant ; sur la fig. III.3., celles du courant dans le neutre pour deux valeurs de  $\alpha$ .

### III. 2.2. Couplage étoile sans neutre :

Les courants harmoniques de rang  $3k$  ne peuvent exister que s'ils peuvent revenir par un conducteur neutre, donc il n'y a pas d'harmoniques de rang  $3k$  au niveau du moteur que ce soit pour les tensions simples ou composées.

Sur la fig. III.4., nous avons respectivement l'onde de la tension simple et celle du courant en ligne.

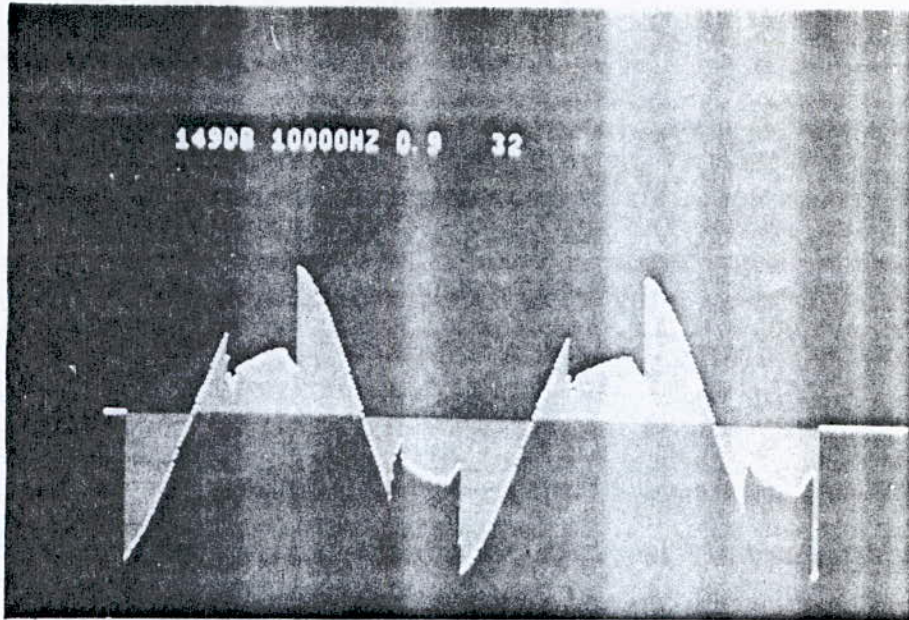
### III. 2.3. Couplage triangle :

Du fait que le montage du gradateur est le même que précédemment, le couplage en triangle des enroulements statoriques du moteur est identique à celui en étoile sans neutre du point de vue élimination des harmoniques de rang  $3k$ .

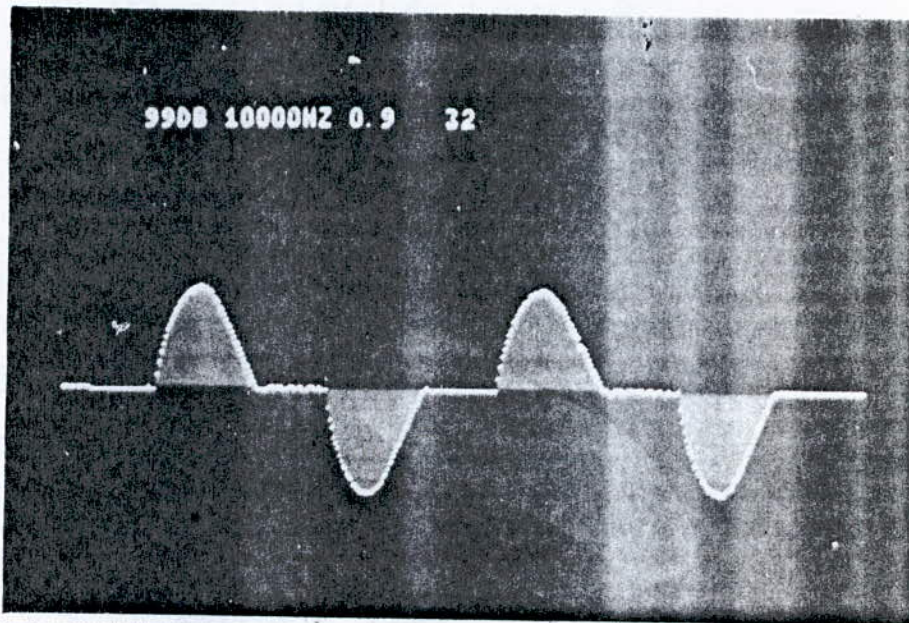
Sur la figure III.5., nous avons respectivement les formes d'ondes de la tension et celle du courant en ligne.



Couplage étoile avec neutre



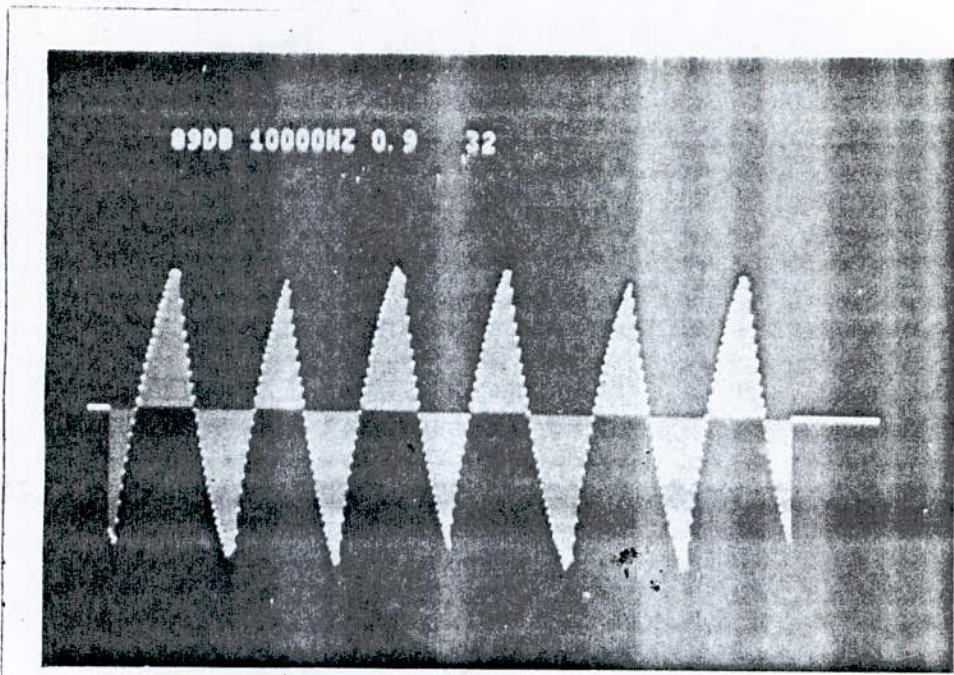
Onde de tension simple  $\alpha = 110^\circ$  ( $V' = 85V$ )  
(a)



Onde de courant  $\alpha = 110^\circ$  ( $I_s = 3,3 A$ )  
(b)

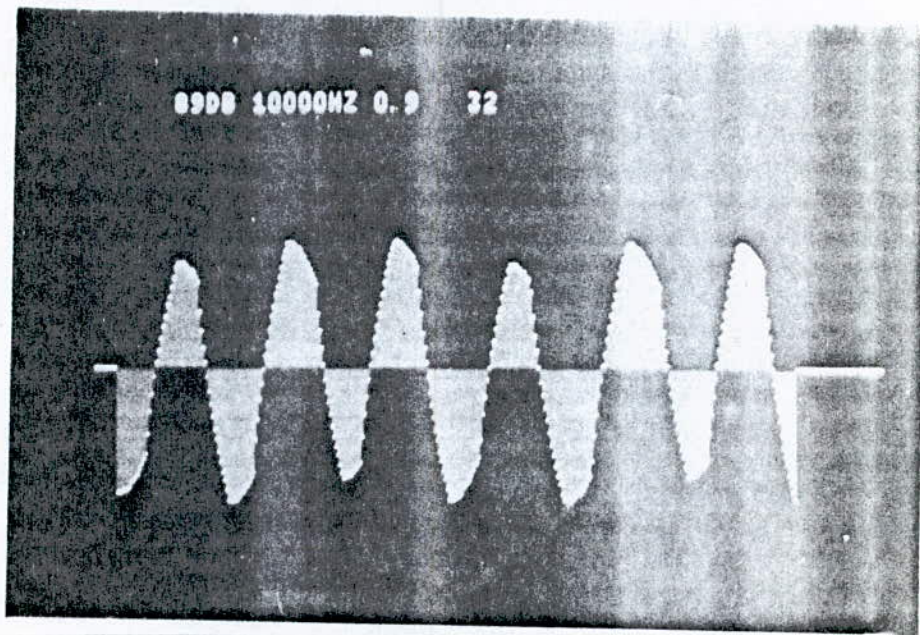
Fig. III.2

Couplage étoile avec neutre



Onde de courant dans le neutre  $\alpha = 110^\circ$

(a)

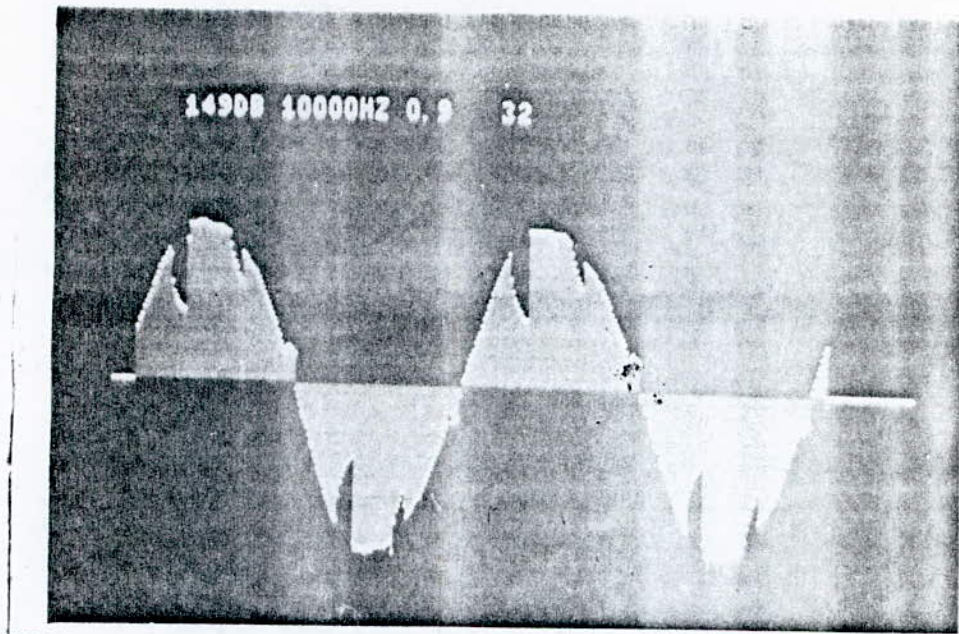


Onde de courant dans le neutre  $\alpha = 120^\circ$

(b)

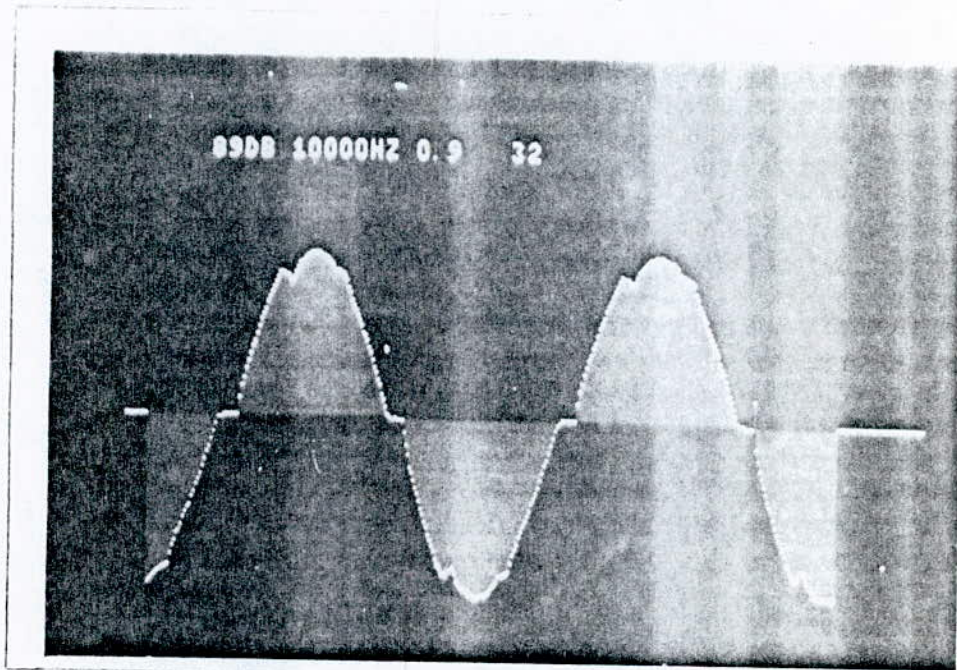
Fig. III.3.

Couplage étoile sans neutre



Onde de tension simple  $\alpha = 70^\circ$  ( $U' = 220V$ )

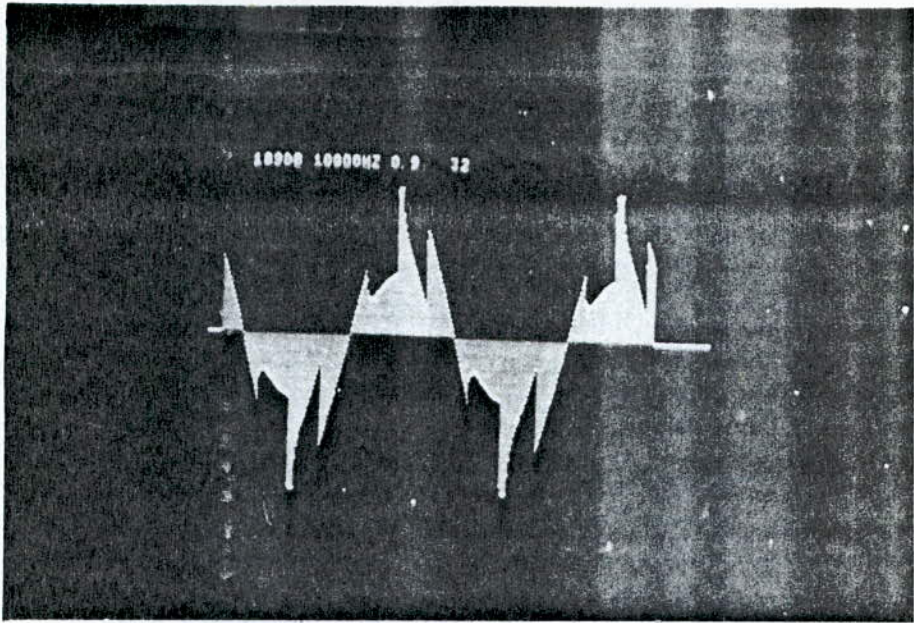
(a)



Onde de courant  $\alpha = 70^\circ$  ( $I_s = 3A$ )

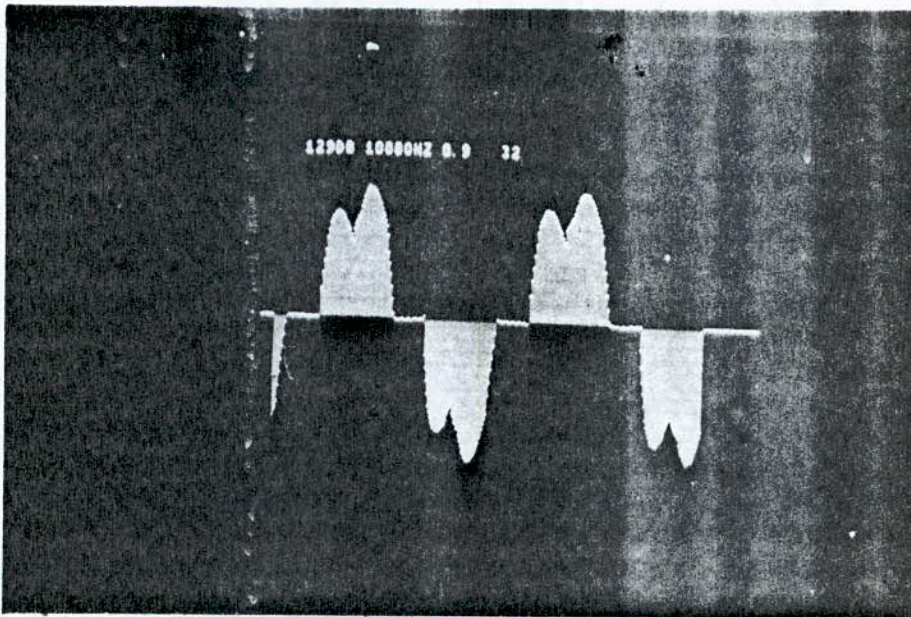
(b)

Couplage triangle



Onde de tension composée  $\alpha = 85^\circ$  ( $U' = 160V$ )

(a)



Onde de courant de ligne  $\alpha = 85^\circ$  ( $I_s = 3,8A$ )

(b)

### III.3/ - PARTIE EXPERIMENTALE.

#### III.3.1. Montage :

Le montage utilisé dans cette partie est composé d'un gradateur triphasé alimentant un moteur asynchrone à rotor massif lisse. Celui-ci entraîne une dynamo-balance. Fig. III.6.

#### III.3.1- 1) Le gradateur.

Le gradateur est alimenté à partir du réseau (système triphasé équilibré de tensions sinusoïdales). Les six thyristors utilisés sont du type SKT 100<sup>[10]</sup>, ils permettent la réduction de la tension entre celle du réseau et plus bas que celle-ci.

La plage de variation de l'angle d'amorçage  $\alpha$  est :  $[7,2^\circ ; 144^\circ]$

#### III.3.1- 2) Le moteur.

##### a) Stator.

Le stator est conçu à l'origine pour un moteur asynchrone à cage d'écureuil ; il possède 36 encoches, 4 pôles et 37 conducteurs par encoche.

La plaque signalétique à l'origine :

220/380 V ; 9/5,2 A ; 1.410 tr/mn ; 2,2 kw ; 50 Hz ;  $\cos \varphi = 0,8$   
 $R_s$  (à 75°C) = 3,4  $\Omega$  ;  $X_s = 10 \Omega$  ;  $K_{b1} = 0,945$ .

- Longueur du noyau :  $L = 110$  mm
- Diamètre externe :  $D_e = 145$  mm
- Diamètre interne :  $D_i = 88,5$  mm
- Classe d'isolation : "B"

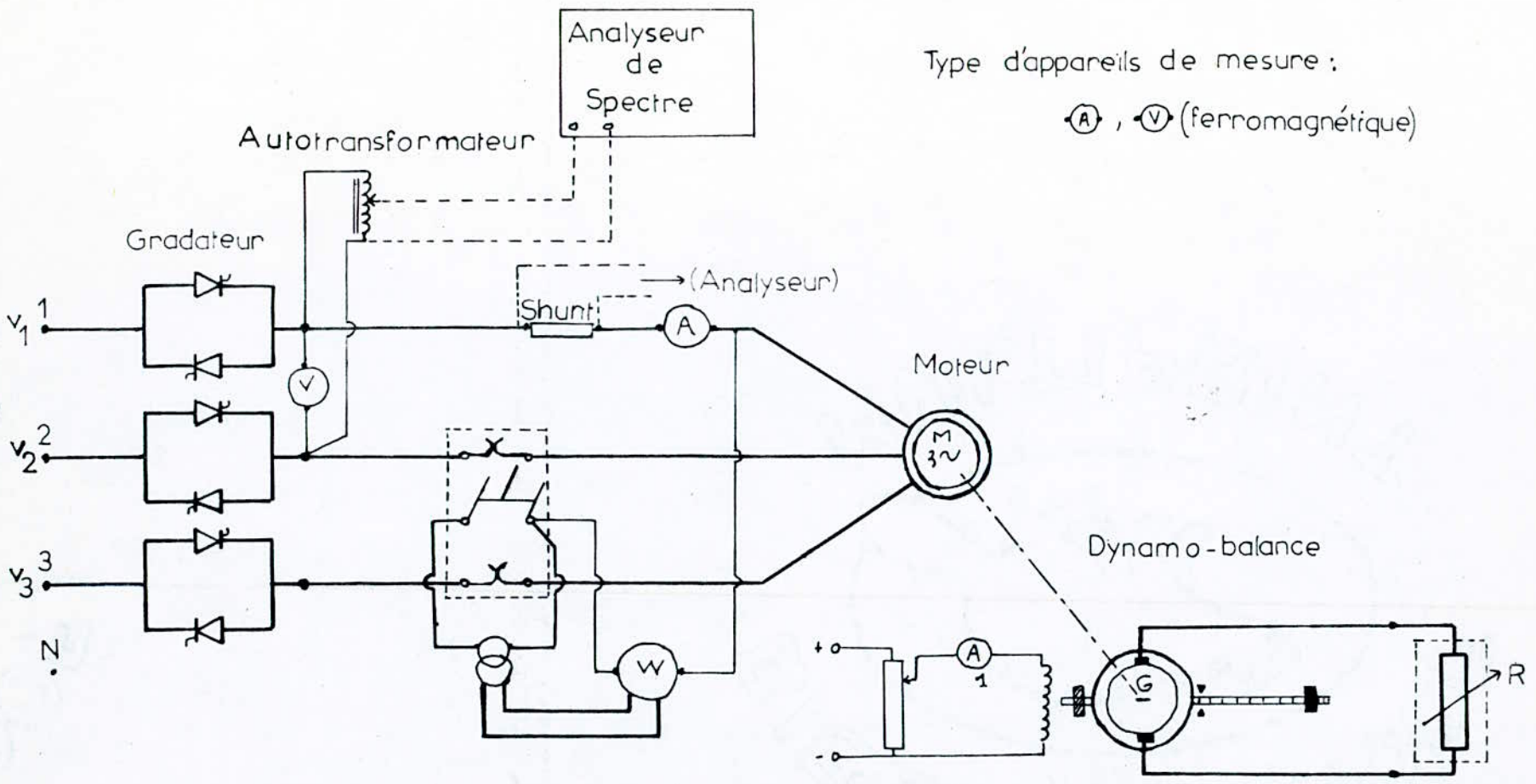
##### b) Rotor.

Le rotor est un cylindre plein en acier : X C 18

- Diamètre :  $D = 87,7$  mm
- Longueur active :  $L = 110$  mm
- Résistivité de l'acier rotorique  $\rho \neq 1,87 \cdot 10^{-7} \Omega \cdot m$  (à chaud).

La caractéristique magnétique de l'acier rotorique est représentée sur la fig. III.8.a.

Réseau. 3~. 50 Hz



Type d'appareils de mesure :

⊗ (A) , ⊗ (V) (ferromagnétique)

Fig. III .6 MONTAGE

### III. 3.2. Essais effectués :

Nous avons effectué les essais pour les différents couplages des enroulements statoriques, avec et sans gradateur. La variation de la tension d'alimentation du moteur est obtenue à partir d'un autotransformateur pour les essais sans gradateur. Elle est obtenue à l'aide de la variation de l'angle d'amorçage  $\alpha$  dans les essais avec gradateur.

Dans les deux cas, à tension donnée, on règle la vitesse de rotation en agissant sur la dynamo - balance.

Pour les essais avec gradateur, nous remarquons parfois une chute de tension en passant d'une vitesse à une autre, alors on réajuste la tension à la valeur fixée à l'aide de l'angle d'amorçage  $\alpha$ , tout en agissant sur l'excitation de la dynamo-balance pour garder la vitesse voulue.

Un analyseur de spectre nous a permis :

- de relever les valeurs efficaces pour le fondamental et pour les harmoniques d'ordre supérieur de tension et de courant,
- de visualiser les formes d'ondes de ces derniers.

#### + Remarque.

Il est à noter, les difficultés rencontrées pour étalonner les grandeurs d'entrée du signal réel, vu le manque d'informations même au niveau du manuel d'utilisation. Nous avons cependant réussi à établir des relations permettant le passage des grandeurs de sortie de l'analyseur (en Décibel) aux valeurs réelles ( en volt ou ampère).

### III.4/ - INTERPRETATIONS DES RESULTATS EXPERIMENTAUX.

#### III.4.1.

a) Caractéristiques mécaniques  $T_{\mu}(g)$  : (Fig. III.7).

D'après ces caractéristiques, nous remarquons que les couples obtenus avec gradateur sont inférieurs à ceux obtenus sans gradateur pour un point de fonctionnement donné. Cet écart est dû aux harmoniques d'ordre supérieur, son importance grandit avec la diminution de la tension.

Pour évaluer l'importance de l'effet des harmoniques de rang  $6k \pm 1$ , nous comparons les caractéristiques  $T_{\mu}(g)$  pour un couplage triangle (fig. III.7.a.) mesurée à  $U' = 130 \text{ V}$  ( $\approx \frac{220\text{V}}{\sqrt{3}}$ ) à

celle obtenue pour un couplage étoile avec neutre relevée à  $U=220\text{V}$  (Fig. III.7.b.).

Afin d'analyser l'effet global des harmoniques sur le couple, nous avons tracé la caractéristique  $T(g)$  calculée à partir de l'expression (74) en adoptant l'approximation que nous avons présentée au paragraphe II. 2.4., à partir du principe suivant :

- Pour une valeur de la tension (sans gradateur) nous avons relevé les valeurs correspondantes au courant statorique ( $I_s$ ) pour plusieurs glissements ensuite, nous calculons le couple électromagnétique afin de tracer la caractéristique mécanique calculée  $T_{SG}(g)$  (Fig. III.8.b.).

- Pour la même valeur de la tension (mais cette fois-ci avec le gradateur) nous avons relevé le fondamental du courant statorique ( $I_s$ ) (à l'aide d'un analyseur de spectre) pour les mêmes glissements puis, tracé le couple électromagnétique "calculé" correspondant au fondamental  $T_1(g)$ .

Nous considérons que l'écart entre la caractéristique  $T_1(g)$  et la caractéristique mesurée  $T_{AG}(g)$  (avec gradateur) correspondra



à l'effet global des harmoniques de rang  $6k \pm 1$  sur le couple (en négligeant les pertes mécaniques). ( $\Delta T = T_1 - T_{AG}$ ).

b) Caractéristiques électromagnétiques  $I_g(g)$  : (Fig. III.9).

D'après les caractéristiques correspondantes au couplage triangle (fig. 9.a), nous remarquons que les courants avec gradateur sont inférieurs à ceux sans gradateur pour un point de fonctionnement donné.

Cette différence est due à l'existence d'harmoniques de rang supérieur, augmentant quand la tension diminue (fig. III.10). Par contre, dans le cas du couplage en étoile avec neutre (Fig. III.9.b) nous remarquons que les courants avec gradateurs sont supérieurs à ceux sans gradateur, car la tension composée mesurée ( $U'$ ) dans le cas avec gradateur est plus faible que  $\sqrt{3} V'$ , ce qui veut dire que les caractéristiques en traits interrompus (fig. III.9.b) ont été tracées pour des tensions simples supérieures à celles considérées dans le cas sans gradateur.

Cette différence est due aux harmoniques de courant de rang  $3k$  qui font que la valeur efficace du courant ( $I_g$ ) augmente.

Ces harmoniques de courant de rang  $3k$  sont d'autant plus importants que la valeur efficace de la tension d'alimentation est réduite (Fig. III.10.a.).

Sur les fig. III. 10.a et c (relevées à l'aide de l'analyseur de spectre), nous remarquons que les courants harmoniques de rang  $6k \pm 1$  rapportés aux fondamentaux sont plus importants dans le cas du couplage triangle (où les harmoniques de rang  $3k$  n'existent pas) que dans le cas du couplage étoile avec neutre.

c) Caractéristiques de rendement  $\eta(g)$  : (Fig. III.11)

A glissement donné l'écart entre les courbes sans gradateur et celles avec gradateur est d'autant plus important que

la tension est réduite. [ Notons également que les  $\eta(g)$  avec gradateur (fig. III.11.b.) tracés à des tensions composées seront plus faibles que si nous avons considéré les tensions simples parce que  $U' < \sqrt{3} V'$  (présence des harmoniques de rang  $3k$  dans les tensions simples ) ].

d) Courbes du facteur de puissance  $f_p(g)$  :

Les harmoniques introduits par le gradateur ont un effet faible sur le facteur de puissance (fig. III.12.). Tel que nous avons représenté les caractéristiques (régime permanent), les harmoniques ne déforment pas l'allure de celles-ci, mais entraînent des diminutions par rapport aux caractéristiques sans gradateur.

III.4.2. Couplage étoile avec neutre :

III.4.2.- 1) Importance des harmoniques de tension de rang  $3k$ .

Comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe précédent, la tension composée (dans le cas avec gradateur ( $U'$ ) mesurée est légèrement inférieure à  $\sqrt{3}$  fois la tension simple ( $V'$ ) mesurée. Les harmoniques de tension de rang  $3k$  forment des systèmes homopolaires donc en phase, et ils n'apparaissent pas au niveau de la tension composée, par contre, ils existent au niveau de la tension simple. La tension composée est donnée par l'expression :

$$U' = (U_1^2 + U_5^2 + U_7^2 + U_{11}^2 + \dots)^{\frac{1}{2}} \quad (78)$$

$$\text{avec } U_n = \sqrt{3} V_n$$

La tension simple par :

$$V' = (V_1^2 + V_3^2 + V_5^2 + V_9^2 + \dots)^{\frac{1}{2}} \quad (79)$$

$$\text{Ainsi } U' < \sqrt{3} V'.$$

Pour mettre en évidence cette différence provoquée par les harmoniques de tension de rang  $3k$  nous avons relevé (à l'aide de l'analyseur de spectre) le tableau suivant pour  $\alpha = 95^\circ$

Rang	1	3	5	7	9	11	13
$U_n$ (V)	160,7	2,2	18,24	5,1	0,7	7,43	0,05
$\sqrt{3}V_n$ (V)	160,7	48	18,24	5,1	12,75	7,43	0,05

$$U' = 162 \text{ V} \quad , \quad \sqrt{3} V' = 170 \text{ V}.$$

### III.4.2 - 2) Courant dans le neutre.

Au paragraphe (III.2.1.), nous avons énoncé que le courant dans le neutre est la somme des courants harmoniques de rang  $3k$  circulant dans les trois enroulements statoriques du moteur (expression (76)).

A titre indicatif, afin de montrer la contribution des différents harmoniques dans ce courant, nous avons relevé le stableau suivant pour  $\alpha = 75^\circ$  ( $I_s = 2,7 \text{ A}$ ).

Rang	3	5	7	9	11	13
$I_n$ (A)	1,22	0,1	0,05	0,25	0,03	0,03

$$I_N = 1,25 \text{ A}$$

Ces courants harmoniques de rang  $3k$  sont de plus en plus importants (par rapport au fondamental) quand  $\alpha$  augmente (Fig. III.10.a).

Ils sont néfastes pour le moteur et diminuent son rendement, car ils correspondent à des pertes joule statoriques entraînant

un suréchauffement du moteur.

#### III.4.3. Couplage inductif :

Nous remarquons que les formes d'ondes pour les tensions simples représentées par la fig. III.2.a. visualisées dans le cas du moteur (charge active) différent de celles représentées sur la fig. I.3.5. dans le cas des charges passives. En effet, le couplage inductif entre les phases du moteur provoque une f.e.m. induite au niveau de l'enroulement de la phase non alimentée (le bras correspondant ne conduit pas).

Ainsi, dans le cas du moteur, ce couplage inductif favorise l'augmentation de la valeur efficace de la tension. Par contre, nous remarquons que les formes d'ondes de courant sont les mêmes dans les deux cas. (Fig. III.2.b).

### III.5/ - UTILISATION DU GRADATEUR POUR LE DEMARRAGE DU MOTEUR.

D'après les caractéristiques de la fig. I.4.4., nous relevons sur la même figure les caractéristiques relatives aux tensions simples à la sortie du gradateur rapportées à la valeur efficace de la tension du réseau d'alimentation (fig. III.13 ).

- Le point A correspond à un fonctionnement en interrupteur ouvert du gradateur.

- Si nous diminuons  $\alpha$  la valeur efficace de la tension réduite augmente, et atteint une certaine valeur pour laquelle le couple utile du moteur devient supérieur au couple résistant de la charge, le moteur démarrera.

Au fur et à mesure que le moteur accélère l'argument qu'il présente (vu des bornes statoriques) augmente jusqu'à atteindre une certaine valeur en B.

En B la tension à la sortie du gradateur est égale à celle du réseau, alors le moteur a atteint sa tension maximum, nous mettons le gradateur hors circuit, en faisant  $\alpha$  égale 0. (passage de B à C).

Fig.III. 7 Caractéristiques  $T_M(\beta)$  pour différentes tensions

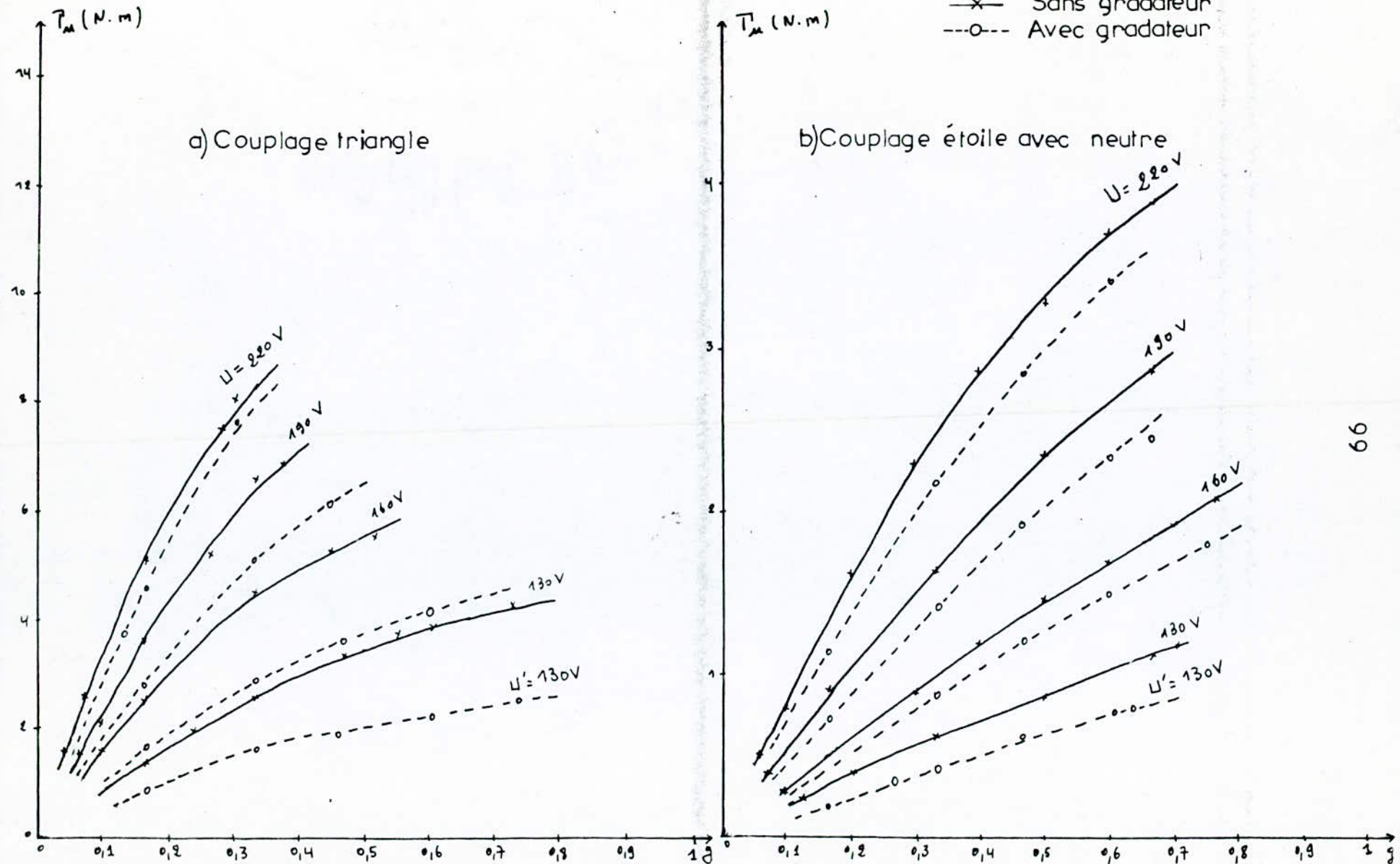


Fig. III.8. Caractéristiques  $T(\beta)$  pour 220V(Y.n)

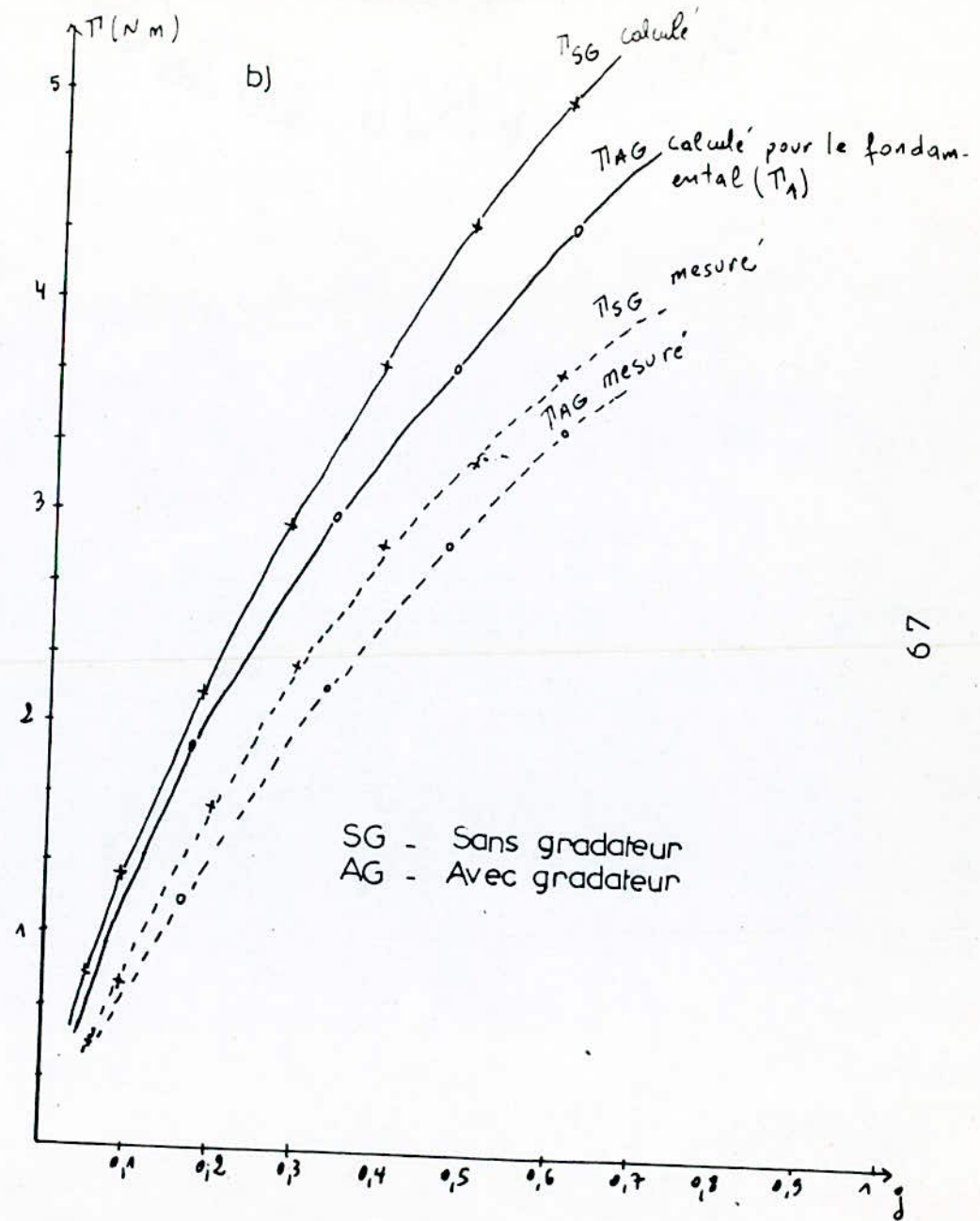
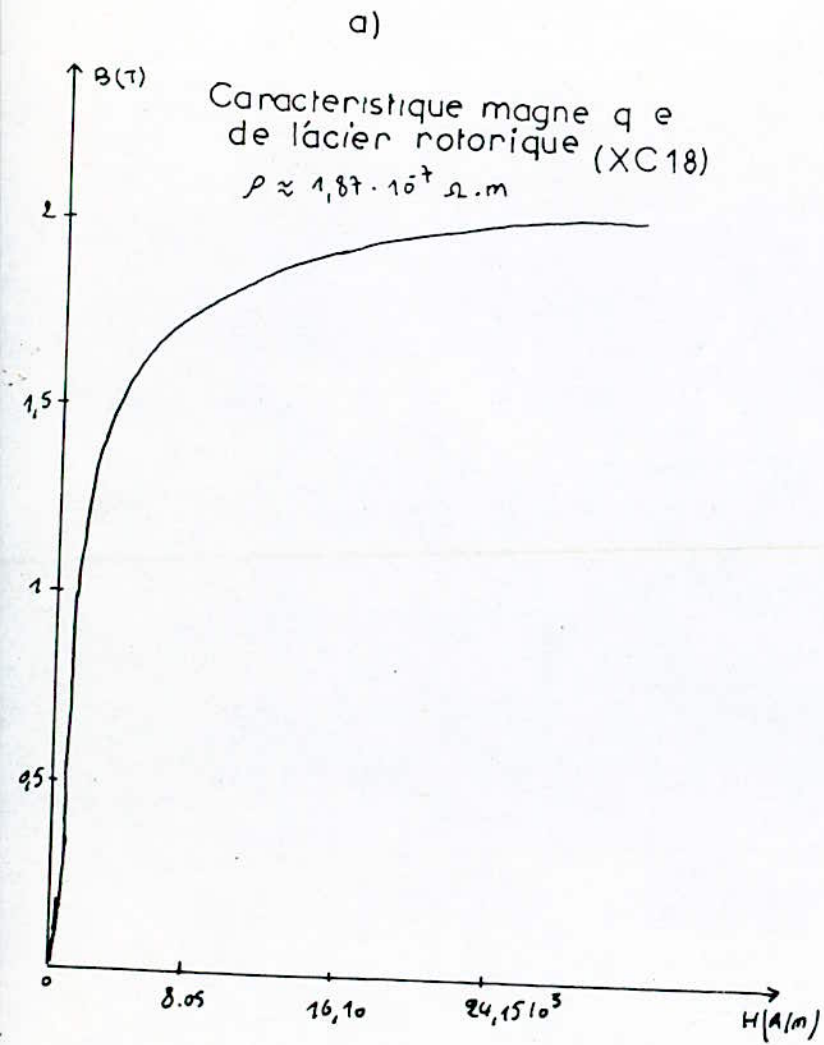
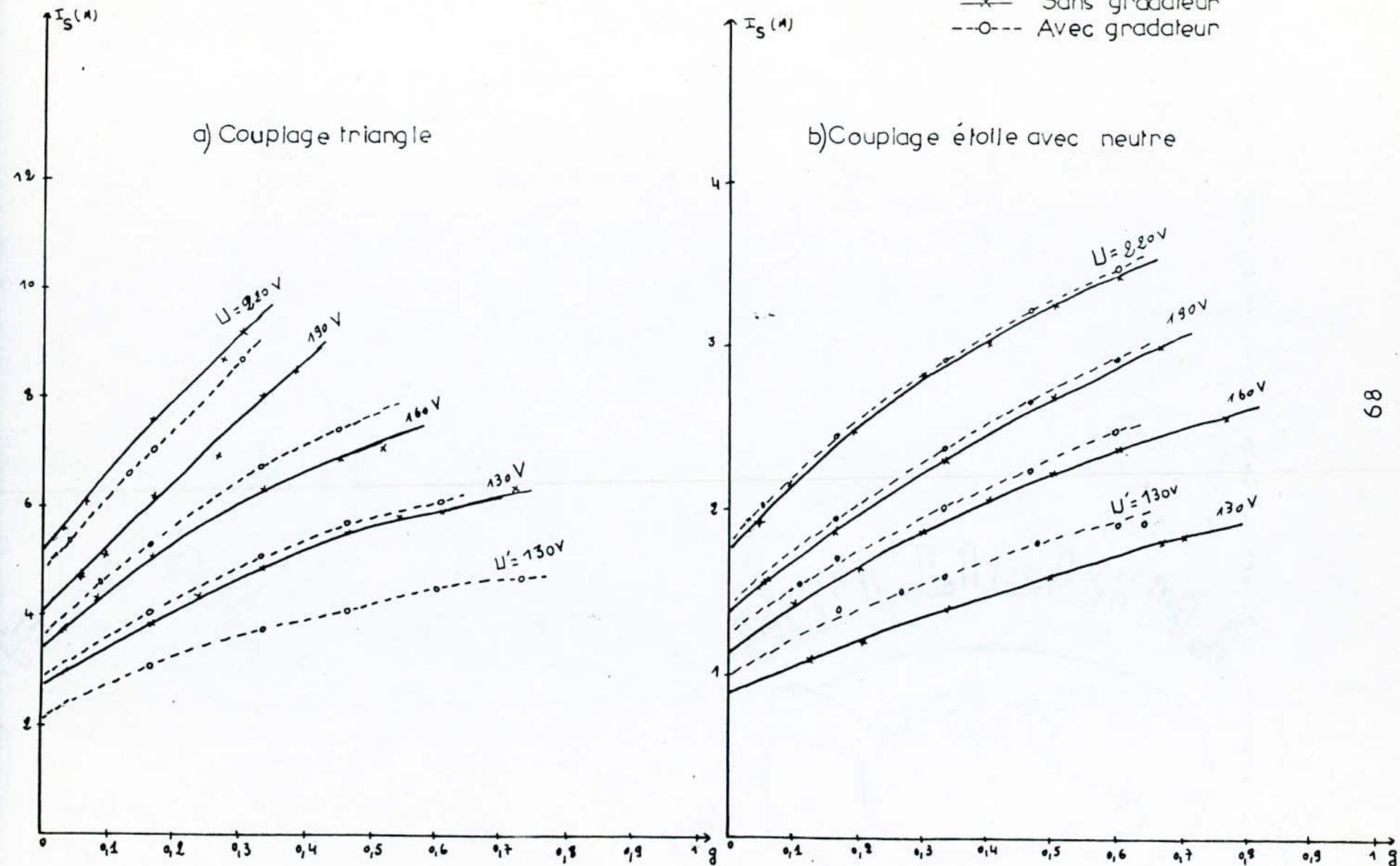


Fig.III. 9 Caractéristiques  $I_S(g)$  pour différentes tensions

—x— Sans gradateur  
 ---o--- Avec gradateur

a) Couplage triangle

b) Couplage étoile avec neutre





(Harmoniques de courant et de tension par rapport au fondamental)

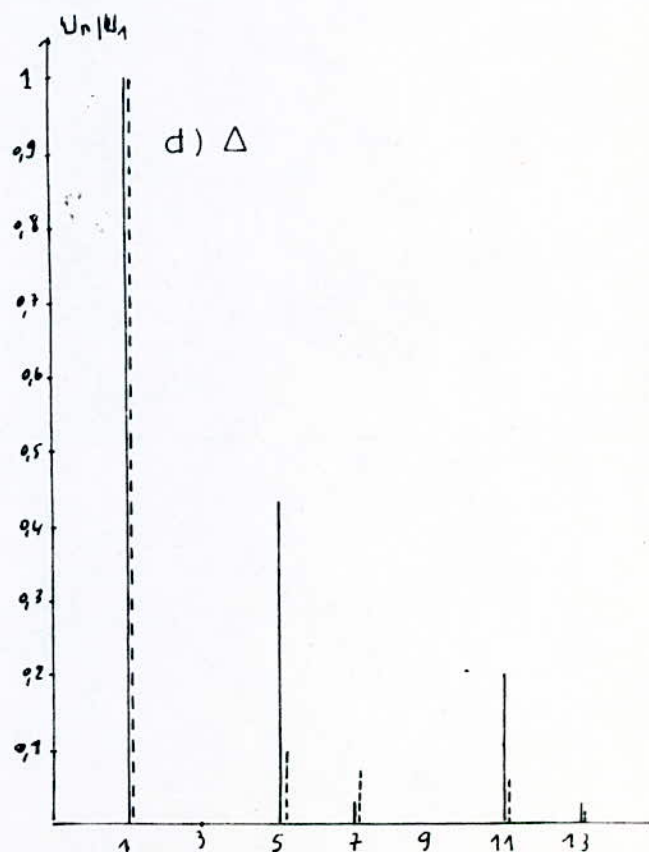
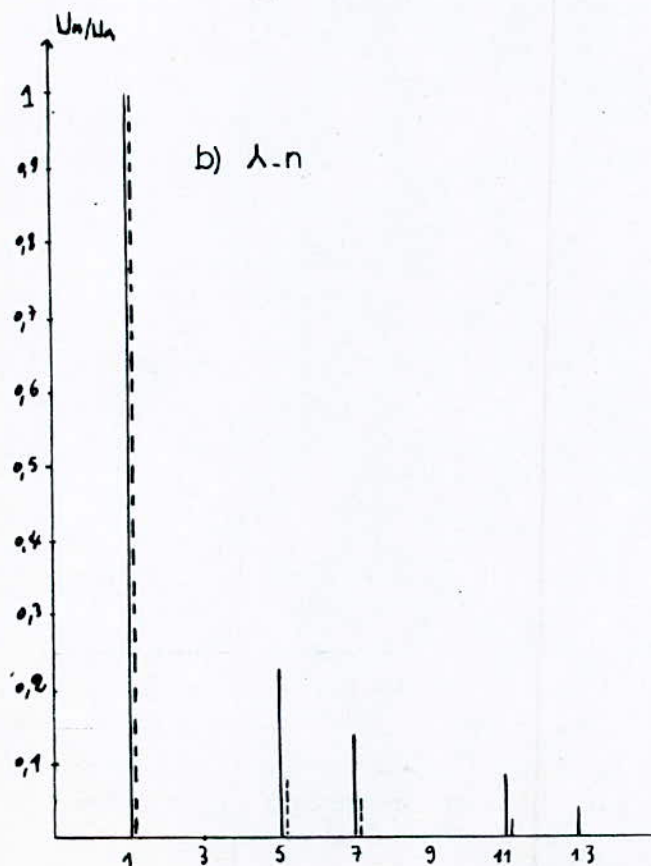
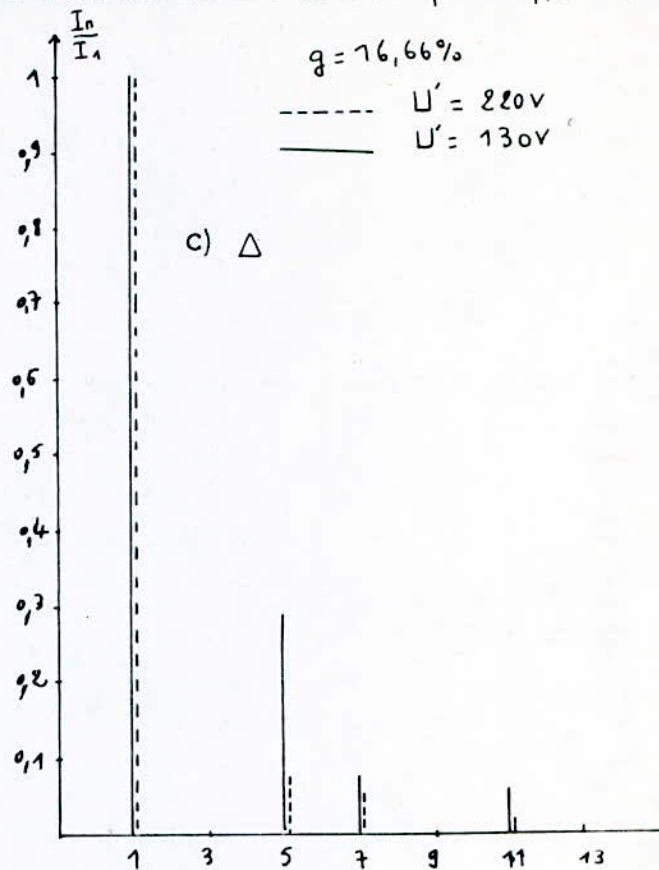
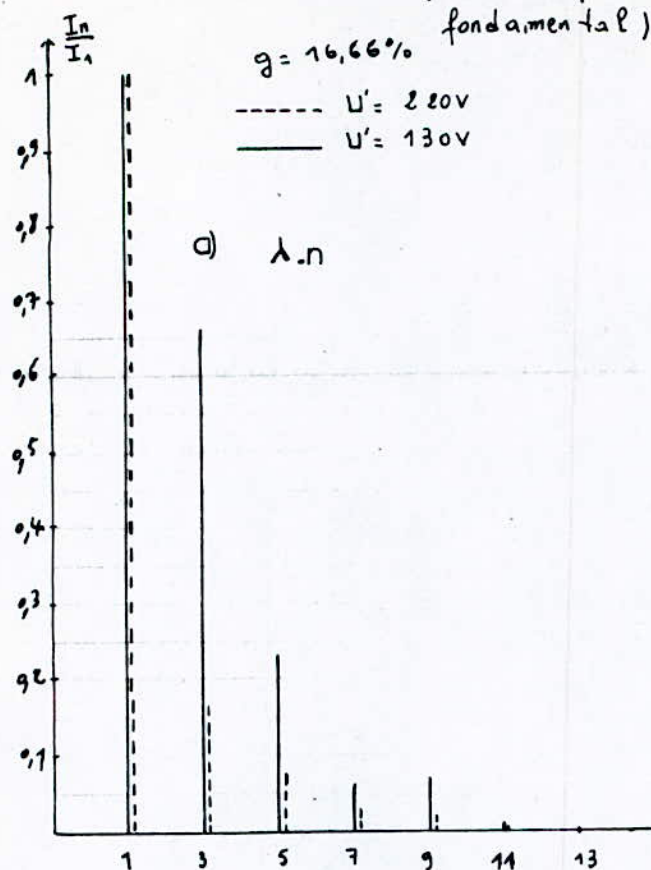


Fig. III. 11 Caractéristiques  $\eta(g)$  pour 220V et 130V

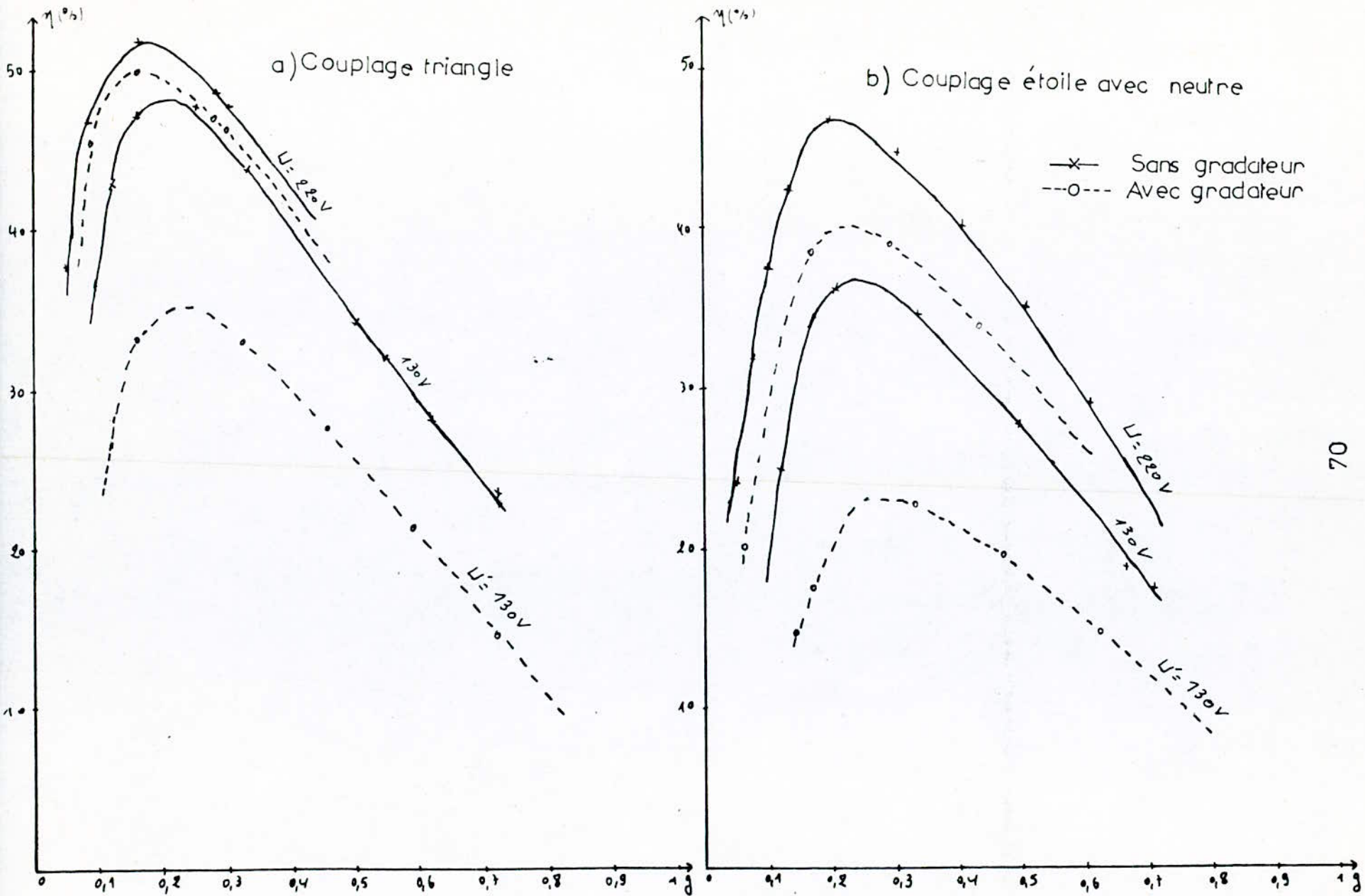
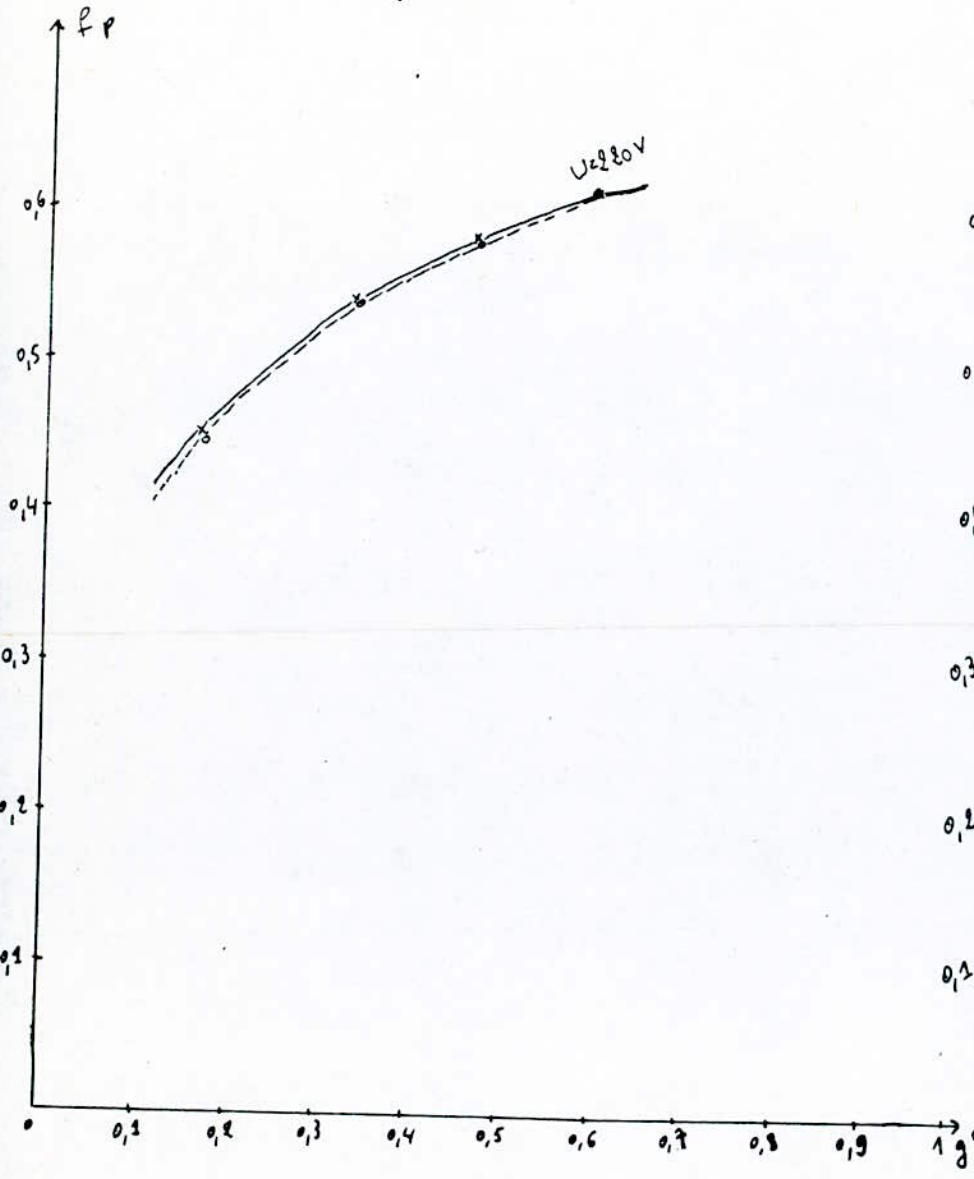


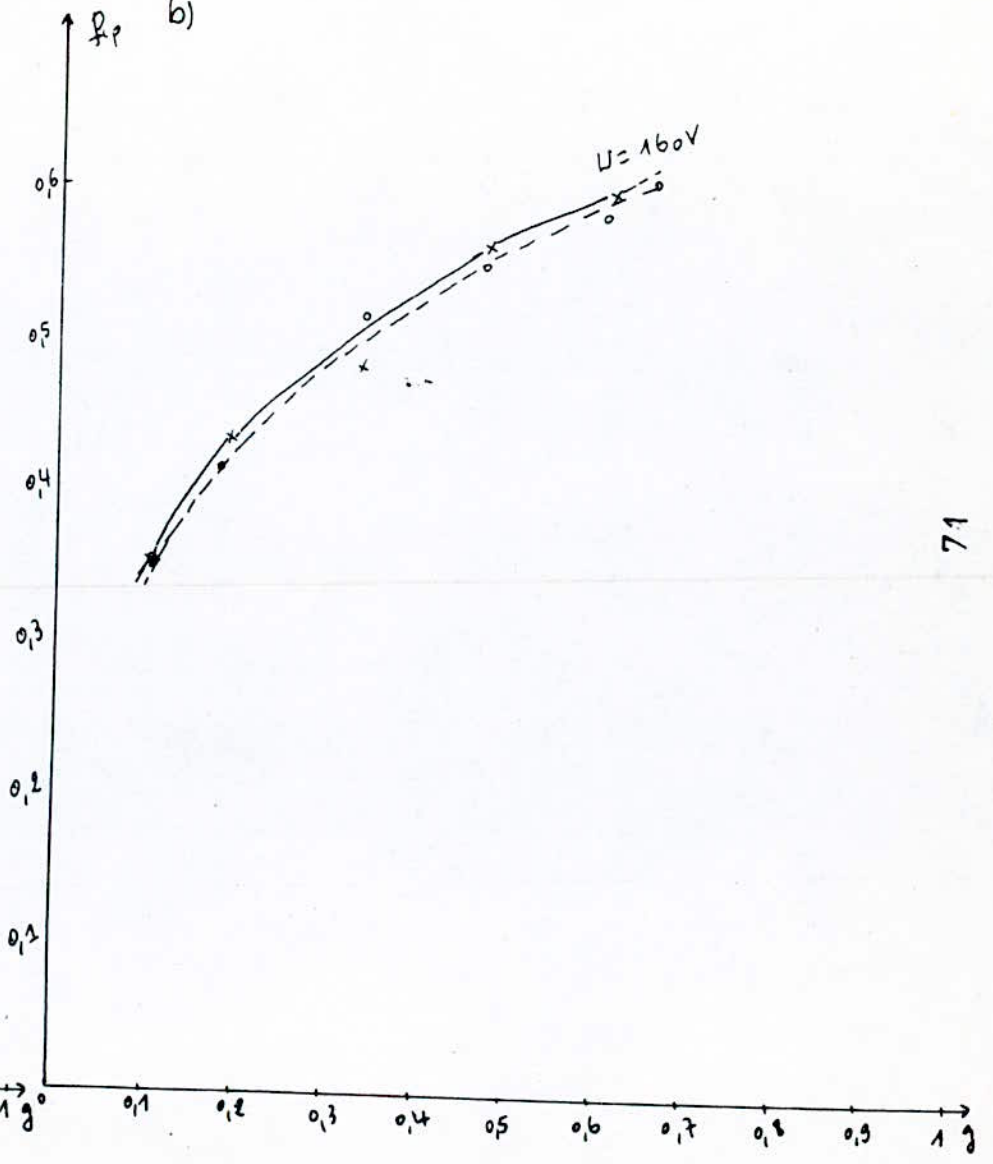
Fig. III.12. Caractéristiques  $f_p(\theta)$  pour 220 et 160 V

—x— Sans gradateur  
 ---o--- Avec gradateur

a)



b)



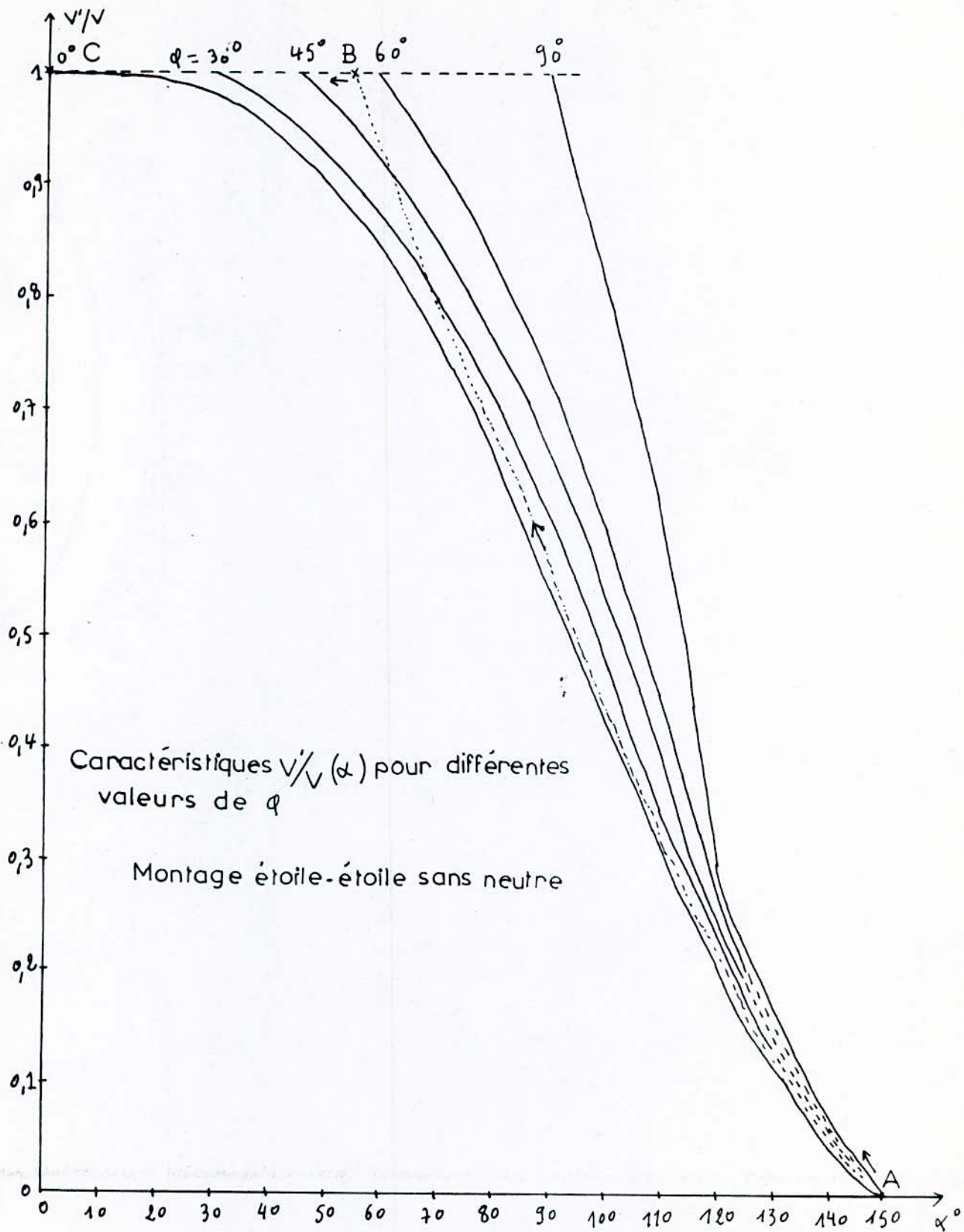


Fig. III.13

## C O N C L U S I O N

=====

Cette étude nous a permis, en premier lieu, d'approfondir nos connaissances dans les domaines de l'électronique de puissance et des machines électriques.

A partir du travail que nous avons réalisé, nous pouvons conclure que les harmoniques introduits par le gradateur au niveau du moteur asynchrone à rotor massif lisse ne modifient pas les allures de ses caractéristiques par rapport à celles obtenues pour le fondamental, mais entraînent par contre une diminution des performances de celui-ci, qu'elles soient mécaniques, électromécaniques ou de rendement.

Nous avons également constaté que ces harmoniques n'ont qu'une légère influence sur le facteur de puissance.

Les couplages étoile sans neutre et triangle pour les enroulements statoriques du moteur asynchrone à rotor massif lisse alimenté par l'intermédiaire d'un gradateur donnent de meilleures performances que dans le cas où les enroulements sont couplés en étoile avec neutre.

Le moteur asynchrone à rotor massif présente un échauffement assez important, dans le cas d'une alimentation par un dispositif d'électronique de puissance (effet des harmoniques d'ordre supérieur que ce soit pour I ou U) le suréchauffement sera accentué.

Nous souhaitons que ce travail soit complété par la réalisation d'une boucle de retour pour le contrôle de la vitesse du moteur asynchrone à rotor massif lisse et également par une étude de son comportement thermique.

# ANNEXE

Le tracé des caractéristiques, (fig. 1.3.6. ; 1.3.7. ; 1.4.4. ; 1.4.5.) a été fait à partir de l'exécution de trois programmes (par microordinateur du type OLIVETTI).

Ceci, après avoir déterminé les valeurs de  $\beta_1$ ,  $\beta_2$ ,  $\alpha_\ell$  pour des valeurs choisies de  $\alpha$  et  $\varphi$ .

Les différentes valeurs de  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  et  $\alpha_\ell$  ont été calculées à partir des expressions :

- (24') : dans le cas du montage étoile - étoile avec neutre.
- (49) ; (53) : dans le cas du montage étoile - étoile sans neutre.
- (50) : pour le passage du premier au troisième mode de conduction.

Programme 1 : permet le tracé des caractéristiques des fig. 1.3.6. 1.3.7. en utilisant les expressions : (25) ; (28) ; (29) ; (30) ; (31) ; (32).

Programme 2 : permet le tracé des caractéristiques des fig. 1.4.4. 1.4.5. pour le 1er mode en utilisant les expressions : (53') ; (55) ; (56) ; (57) ; (58) ; (59).

Programme 3 : permet le tracé des caractéristiques des fig. 1.4.4. 1.4.5. pour le 3ème mode en utilisant les expressions : (54) ; (55) ; (60) ; (61) ; (62) ; (63).