

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

GENIE ELECTRIQUE
المكتبة - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

S U J E T

MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE
ALIMENTE PAR GRADATEUR

Proposé par :
M^r IBTIOUEN

Etudié par :
HAMITI Ahmed
HAMADACHE Mohamed

Dirigé par : M^r IBTIOUEN

PROMOTION : JANVIER 1988

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

وزارة التعليم العالي
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES
en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

S U J E T

MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE
ALIMENTE PAR GRADATEUR

Proposé par :
M^r IBTIOUEN

Etudié par :
HAMITI Ahmed
HAMADACHE Mohamed

Dirigé par : M^r IBTIOUEN

PROMOTION : JANVIER 1988

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ
قَدْ هَدَانَا اللَّهُ
إِنَّمَا يَتَذَكَّرُ أُولُو الْأَلْبَابِ

صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

***** DEDICACES *****

A NOS PARENTS QUE NOUS CHERISSONS DE TOUT NOTRE COEUR ET A QUI
NOUS EPROUVONS DE L'AFFECTION ET DE LA TENDRESSE .
A TOUS CEUX QUI SUIVENT LE DROIT CHEMIN ET QUI CROIENT EN ALLAH
SEUL ET A MOHAMED SON ENVOYE ET EN LE JUGEMENT DERNIER.
A TOUS CEUX QUI NOUS SONT CHERS.
NOUS DEDIONS CE MODESTE TRAVAIL.

MOHAMED et AHMED
=====

***** REMERCIEMENTS *****

Nous tenons à remercier vivement et à exprimer notre profonde gratitude à notre promoteur Mr R.IBTIOUEN pour l'aide et les conseils précieux qu'il nous a prodigués .

Nous exprimons nos vifs remerciements à Messieurs : A.REKKAB , O.TOUHAMI et R.TAHMI qui ont contribué à l'élaboration de ce travail .

Nos remerciements vont également à tous les professeurs qui ont contribué à notre formation .

Nous remercions aussi Mr R.BELAOUD , de l'INELEC , qui nous a aidé à traduire les articles en langue anglaise .

Nous tenons à remercier Mme K.SEBAIBI , secrétaire du Département , sans oublier Mr N. KECILLI du laboratoire d'électrotechnique , et A. TAHRI de l'Ecole Centrale des P et T .

M.HAMADACHE et A.HAMITI
=====

N O M E N C L A T U R E

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

r_1	=	résistance d'une phase statorique	(Ω)
r'_2	=	résistance d'une phase rotorique ramenée au stator	(Ω)
x_m, X_u	=	impédances magnétisantes	(Ω)
J_u	=	courant magnétisant d'une phase	(A)
J_1	=	courant d'une phase statorique	(A)
J'_2	=	courant d'une phase rotorique ramené au stator	(A)
X_1	=	réactance de fuite d'une phase statorique	(Ω)
X'_2	=	réactance de fuite d'une phase rotorique	(Ω)
Ω_s	=	vitesse de rotation synchrone	(rd/s)
N_s	=	vitesse de rotation synchrone	(tr/mn)
Ω	=	vitesse de rotation du moteur	(rd/s)
N	=	vitesse de rotation du moteur	(tr/mn)
V_1	=	tension statorique simple	(V)
f_1	=	fréquence d'alimentation	(Hz)
w	=	fréquence d'alimentation	(rd/s)
T	=	couple électromagnétique	(N . m)
T_u	=	couple utile	(N . m)
P_u	=	puissance utile	(W)
n	=	rendement du moteur	
$\cos\varphi, f_p$	=	facteurs de puissances	
p	=	nombre de pôles du stator	
f_{1n}	=	fréquence de l'harmonique du courant statorique de rang n	
f_{2n}	=	fréquence de l'harmonique de courant rotorique de rang n	
g_n	=	glissement correspondant à l'harmonique de rang n	
V_n	=	harmonique de la tension simple de rang n	
J_n	=	courant de phase du $n^{\text{ième}}$ harmonique	

- I_s = courant de ligne du stator (A)
 I_n = courant dans le neutre (A)
 q = coefficient (- $\cotg \varphi$)
 i_{LA} = courant instantané de ligne A (A)
 i_{pAB} ; i_{pCA} = courants instantanés des phases AB, CA.
 v_{LA} = valeur instantanée de la tension aux bornes de la charge pour la phase A
 v_{LAB} = valeur instantanée de la tension aux bornes de la charge pour la phase AB
 x = angle d'extinction pour l'opération de la branche contrôlée
 B = angle d'extinction pour l'opération de la ligne contrôlée
 α = angle d'allumage du thyristor
 α_c = angle d'allumage critique du thyristor
 X_{1n} = réactance de fuite d'une phase rotorique à $f = f_{1n}$
 X'_{2n} = réactance de fuite d'une phase rotorique ramenée au stator à $f = f_{2n}$
 $F D$ = facteur de distorsion
 $[]$ = référence bibliographique.

<u>INTRODUCTION</u>	<u>Pages</u>
<u>CHAPITRE I</u> -- <u>GRADATEURS TRIPHASES.</u>	
I. 1 - INTRODUCTION	.1.
I. 2 - APPLICATION DES GRADATEURS	.1.
I. 3 - DIFFERENTS TYPES DE MONTAGES	.2.
I. 3.1 - Circuit de branche contrôlée	.2.
I. 3.2 - Circuit de ligne contrôlée	.8.
I. 3.3 - Circuit de contrôle du point neutre	.15.
I. 4 - COMPARAISON DES PERFORMANCES	.16.
<u>CHAPITRE II</u> -- <u>MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE A CAGE</u>	
II. 1 - GENERALITES	.19.
II. 2 - HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	.20.
II. 3 - SCHEMA EQUIVALENT DU MOTEUR	.20.
II. 4 - DETERMINATION DES PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT	.22.
II. 5 - CARACTERISTIQUES DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR	.23.
II. 6 - DEMARRAGE DU MOTEUR ASYNCHRONE	.27.
II. 7 - PROCEDES DE VARIATION DE LA VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE	.30.
<u>CHAPITRE III</u> -- <u>MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE ALIMENTE PAR GRADATEUR - EFFETS DES HARMONIQUES</u>	
III. 1 - INFLUENCE DES HARMONIQUES SUR LES PERFORMANCES DU MOTEUR	.31.
III. 2 - ORDRE DES HARMONIQUES	.32.
III. 3 - HYPOTHESES ET METHODE D'ANALYSE	.32.
III. 4 - CALCUL DE LA FREQUENCE DES COURANTS ROTORIQUES	.33.
III. 5 - SCHEMA EQUIVALENT CORRESPONDANT A CHAQUE HARMONIQUE	.33.
III. 6 - EFFETS DES HARMONIQUES SUR LE COUPLE	.37.
III. 7 - EFFETS DES HARMONIQUES SUR LES PERTES SUPPLEMENTAIRES	.38.

	<u>Pages</u>
III. 8 - EFFET DES HARMONIQUES SUR LE FACTEUR DE PUISSANCE	.40.
III. 9 - EFFET DES HARMONIQUES SUR LE RENDEMENT	.39.
<u>CHAPITRE IV - ETUDE EXPERIMENTALE</u>	
IV. 1 - IDENTIFICATION DU MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE	.41.
IV. 1. - Détermination des caractéristiques de fonctionnement du moteur à partir du schéma équivalent	.42.
IV. 1. - Détermination des caractéristiques à partir des essais effectués sans gradateur	.45.
IV. 2 - MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE ALIMENTE PAR GRADATEUR	.47.
IV. 2.1 - Caractéristiques du gradateur	.47.
IV. 2.2 - Essais effectués	.47.
<u>CHAPITRE V - ETUDE COMPARATIVE</u> (Moteur asynchrone à cage - Moteur asynchrone à rotor massif).	
V. 1 - COMPARAISON THEORIQUE	.65.
V. 2 - COMPARAISON LORSQU'ILS SONT ALIMENTES PAR L'INTERMEDIAIRE DU GRADATEUR	.65.
<u>CONCLUSION</u>	.67
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	68

INTRODUCTION

Le moteur asynchrone est le moteur de base de l'industrie moderne d'ailleurs : notre pays a opté pour la construction de ce type de moteur (Complexe Machines Electriques Industrielles à FREHA). Le seul domaine où il est supplanté est celui de l'entraînement à vitesse variable.

Les principaux paramètres au démarrage pour le moteur asynchrone sont l'appel de courant et le couple sans toutefois perdre de vue lors du fonctionnement établi le facteur de puissance et le rendement.

Nous allons étudier dans notre cas un moteur à cage quand il est alimenté par l'intermédiaire d'un autotransformateur ou d'un gradateur et ce afin d'analyser l'influence des harmoniques introduits par ce dernier.

Ainsi, dans la première partie de notre travail, nous présentons le gradateur triphasé suivant les différentes associations possibles avec la machine pour déterminer le montage le plus performant.

Dans une deuxième partie, nous étudions les caractéristiques d'un moteur asynchrone à cage à l'aide du circuit équivalent par phase à ce dernier.

Dans la troisième partie, nous associons le moteur à cage à un gradateur triphasé afin de le faire travailler sous différentes tensions puis nous comparons les performances obtenues à celles où la machine n'est pas associée au gradateur pour analyser l'influence des harmoniques provoqués par le gradateur comme énoncé.

Dans une autre partie, nous avons établi une étude comparative entre le moteur asynchrone à cage et le moteur asynchrone à rotor massif associés ou non à un gradateur.

Avant cette dernière partie de notre travail, nous avons présenté une étude expérimentale conséquente.

CHAPITRE I

GRADATEURS TRIPHASES.

CHAPITRE I.

GRADATEUR TRIPHASE.

I. 1 - INTRODUCTION :

Les thyristors sont largement utilisés aujourd'hui pour le contrôle des puissances des circuits à courant alternatif et à courant continu.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour le contrôle de la tension. Dans notre travail, le gradateur utilisé assure un contrôle par angle de phase.

I. 2 - APPLICATION DES GRADATEURS :

Parmi les applications du gradateur, nous pouvons citer :

- Le chauffage à induction des métaux.
- Le chauffage industriel.
- L'éclairage.
- Le contrôle du primaire des transformateurs dans les processus électrochimiques.
- Le contrôle de la vitesse du moteur à induction (surtout à cage).
- Interrupteur statique.
- Pour le contrôle de l'angle de phase, on utilise une paire de thyristors connectés "tête bêche" ou "anti parallèle" pour obtenir la tension variable par le retardement d'allumage des thyristors, la valeur efficace de la tension et par conséquent le courant et la puissance peuvent être contrôlés.
- Le fonctionnement du gradateur triphasé dépend de la nature de la charge et du type de montage utilisé. 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 supérieurs souvent néfastes.

I. 3 - DIFFERENTS TYPES DE MONTAGE :

Nous avons plusieurs configurations qui peuvent être utilisées pour obtenir une tension variable aux bornes de la charge triphasée (fig. I. 1a, b, c, d et e).

- Ces configurations peuvent être classées comme suit :

- a - contrôle de branche.
- b - contrôle de ligne.
- c - contrôle du point neutre.

Dans la suite nous supposons que la charge est inductive de résistance R et d'inductance L donc de module $Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$ et d'argument $\varphi = \text{Arctg} \frac{L\omega}{R}$.

Les tensions simples d'alimentation sont données par :

$$v_a = \sqrt{2} V \sin \omega t$$

$$v_b = \sqrt{2} V \sin (\omega t - 2\pi/3)$$

$$v_c = \sqrt{2} V \sin (\omega t + 2\pi/3)$$

Les équations de la tension et du courant sont données pour la demi période positive.

I. 3.1 - Circuit de branche contrôlée

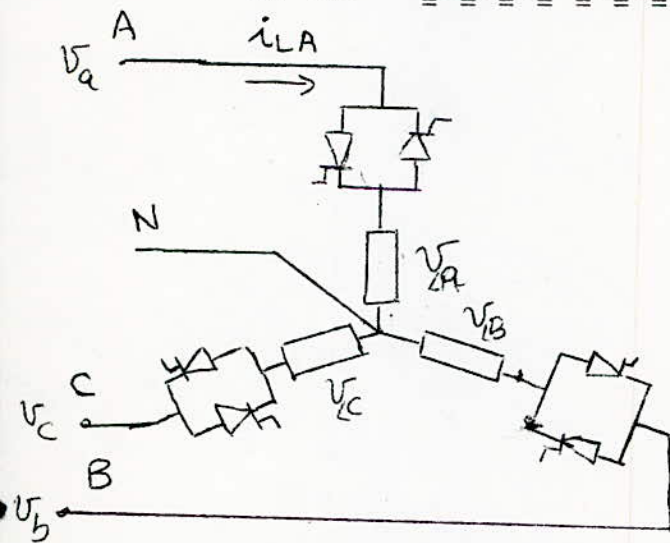


Fig. I. 1a

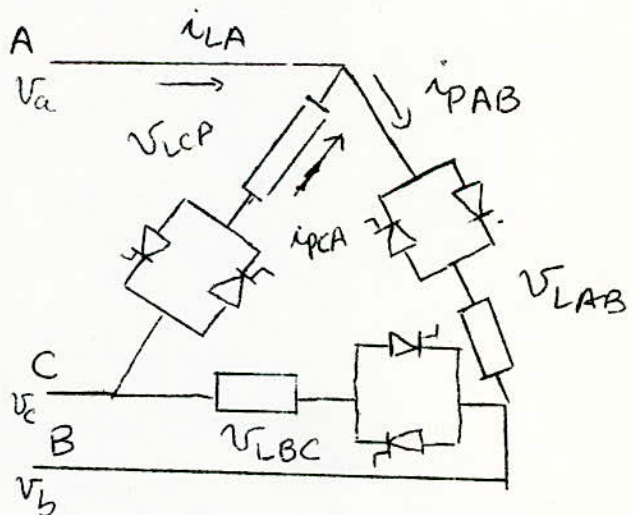


Fig. I. 1b

Dans les circuits de contrôle de branche (fig. I. 1a et b) chaque phase opère comme une seule indépendamment des autres phases dans ce cas, il suffit d'étudier un seul bras.

- Pour la variation de la tension, l'angle d'allumage α est dans l'intervalle $\varphi \leq \alpha < 180^\circ$.

- Les équations de la tension de phase V_{LA} et du courant de phase i_{LA} du montage étoile avec neutre de la fig. I. 1a pour la demi-période positive sont : (fig. I. 2.)

$$V_{LA} = \sqrt{2} V \sin \omega t \quad \text{avec} \quad \alpha < \omega t < x \quad \text{(I. 1)}$$

Le courant est donné en résolvant l'équation différentielle :

$$R_{i_{LA}} + L \frac{di_{LA}}{dt} = \sqrt{2} V \sin \omega t \quad \text{(I. 2)}$$

Soit :

$$i_{LA} = \frac{\sqrt{2} V}{Z} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-(\omega t - \alpha) \cot \varphi} \right] \quad \text{(I. 3)}$$

avec $\alpha < \omega t < x$.

où x est défini par l'équation suivante :

$$\sin(x - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-(x - \alpha) \cot \varphi} = 0 \quad \text{(I. 4)}$$

Suivant la valeur de α deux cas peuvent se présenter :

1er cas :

$$\alpha > \varphi ; \sin(\alpha - \varphi) > 0 \Rightarrow \sin(x - \varphi) > 0$$

d'où la condition suivante :

$$x < \pi + \varphi < \alpha + \pi$$

2ème cas :

$$\alpha < \varphi ; \sin(\alpha - \varphi) < 0 \Rightarrow \sin(x - \varphi) < 0$$

d'où une autre condition :

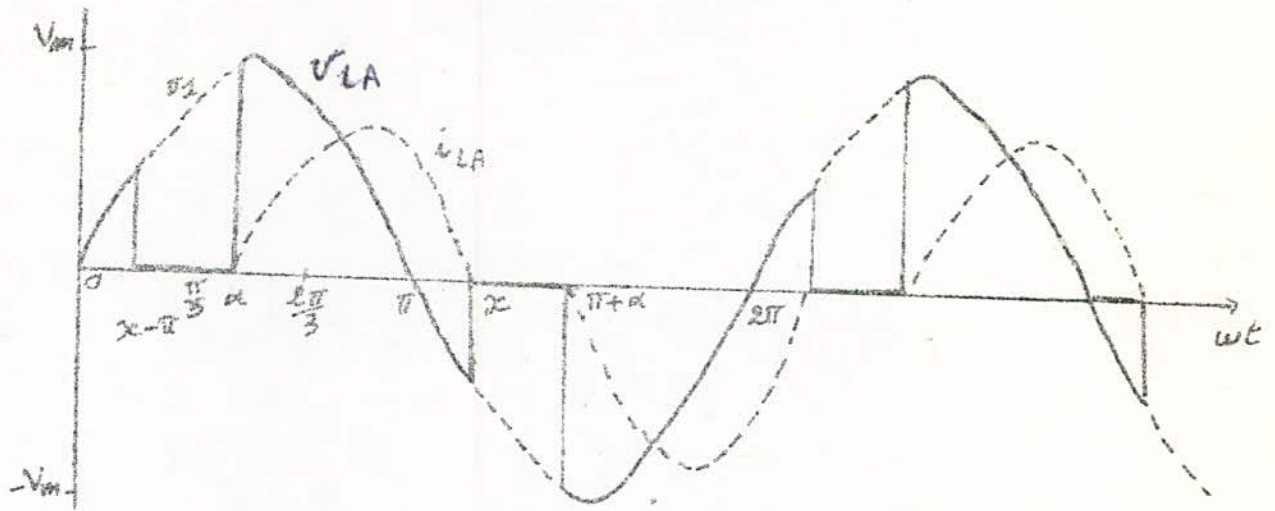
$$x > \pi + \varphi > \pi + \alpha$$

a) Valeur efficace de la tension :

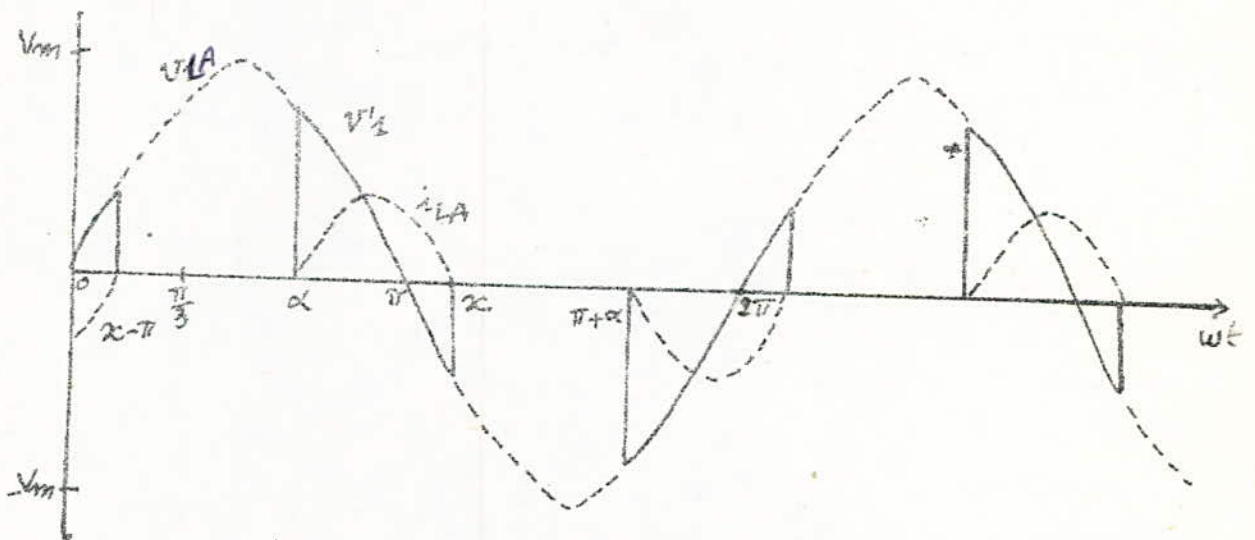
La valeur efficace est définie par :

$$V'^2 = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_{LA}^2 dt \quad \text{(I. 5)}$$

Fig I-2: onde de courant et tension
aux bornes de la charge pour
l'opération de la branche
contrôlée (montage étoile avec
neutre)



$$\varphi = 30^\circ \quad \alpha = 80^\circ \quad x = 209,1^\circ$$



$$\varphi = 30^\circ \quad \alpha = 120^\circ \quad x = 205,7^\circ$$

$$\text{Soit : } v'^2 = \frac{V_m^2}{\pi} \int_{\alpha}^x \sin^2(\omega t) d\omega t \quad (\text{I. 6})$$

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

b) Etude harmonique :

Etant donné la symétrie du signal (fig. I-2) la valeur moyenne est nulle, ainsi que les harmoniques de rang **pair** et seuls subsistent les harmoniques de rang impair.

$$\text{Soit } f(\theta) = \frac{x_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \sin(n\theta) + B_n \cos(n\theta)] \quad \text{avec } \theta = \omega t.$$

Les coefficients de FOURIER A_n, B_n se calculent par :

$$A_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(\theta) \sin(n\theta) d\theta \quad (\text{I. 8})$$

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

$$\text{d'où : } \begin{aligned} A_{2k+1} &= \frac{2V_m}{\pi} \int_{\alpha}^x \sin \theta \sin(2k+1)\theta d\theta \\ B_{2k+1} &= \frac{2V_m}{\pi} \int_{\alpha}^x \sin \theta \cos(2k+1)\theta d\theta \end{aligned}$$

d'où nous aurons :

$$A_{2k+1} = \frac{V_m}{\pi} \left[\frac{-\sin 2k\alpha + \sin 2kx}{2k} + \frac{\sin 2(k+1)\alpha - \sin 2(k+1)x}{2(k+1)} \right] \quad (\text{I. 9})$$

$$B_{2k+1} = \frac{V_m}{\pi} \left[\frac{\cos 2kx - \cos 2k\alpha}{2k} + \frac{\cos 2(k+1)\alpha - \cos 2(k+1)x}{2(k+1)} \right] \quad (\text{I. 10})$$

avec $k \in \mathbb{N}^*$

pour le fondamental :

$$A_1 = \frac{V_m}{\pi} \left[x - \alpha + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2x}{2} \right] \quad (\text{I.11})$$

$$B_1 = \frac{V_m}{\pi} \left[\frac{\cos 2\alpha - \cos 2x}{2} \right] \quad (\text{I.12})$$

* Harmoniques de courant :

Les harmoniques de courant se déduisent de ceux de la tension d'où :

$$I_{2k+1} = \frac{V'_{2k+1}}{\sqrt{R^2 + (2k+1)L\omega^2}} \quad (\text{I.13})$$

$$\text{avec : } V'_{2k+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(A_{2k+1})^2 + (B_{2k+1})^2} \quad (\text{I.14})$$

*Pour la branche contrôlée de la configuration triangle de la fig. I. 1b, le fonctionnement et les performances sont ceux du gradateur de la fig. I. 1a étudié précédemment, mais le couplage permet de supprimer dans les courants en ligne les harmoniques impairs de rang 3 ou multiple de 3.

Les équations des tensions et courant aux bornes de la charge sont :

$$v_{LAB} = v_a - v_b = \sqrt{3}\sqrt{2} V \sin (wt + \pi/6) \quad \text{pour}$$

$$\alpha + \frac{\pi}{6} < wt < x + \frac{\pi}{6}$$

Le courant est obtenu en résolvant l'équation :

$$R i_{PAB} + L \frac{di_{PAB}}{dt} = \sqrt{3}\sqrt{2} V \sin (wt + \pi/6)$$

$$\text{soit } i_{PAB} = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2} V}{Z} \left[\sin (wt + \pi/6 - \varphi) - \sin (\alpha + \pi/6 - \varphi) e^{- (wt + \pi/6 - \alpha) \cotg \varphi} \right] \quad (\text{I.15})$$

$$\text{pour } \alpha + \pi/6 < wt < x + \pi/6.$$

Le courant de ligne sera égal à :

$$i_{LA} = i_{PAB} - i_{PCA} \quad (\text{I.16})$$

c) Valeur efficace de la tension :

D'après (I.5) nous obtenons :

$$v' = \frac{\sqrt{3} V_m}{\sqrt{2\pi}} \left[x - \alpha - \sin(x - \alpha) \cos\left(x + \alpha + \frac{\pi}{3}\right) \right]^{1/2} \quad (\text{I.17})$$

Les coefficients A_n et B_n se calculent d'après (I.8)

nous obtenons :

$$A_{2k+1} = \frac{\sqrt{3} V_m}{\pi} \left[\frac{1}{k} \sin \left[k(x + \alpha) + (2k - 1) \frac{\pi}{6} \right] \cos k(x - \alpha) \right. \\ \left. + \frac{1}{k+1} \sin \left[(k+1)(x - \alpha) \right] \cos \left[(k+1)(x + \alpha) + (2k+3) \frac{\pi}{6} \right] \right]$$

(I.18)

$$B_{2k+1} = \frac{\sqrt{3} V_m}{\pi} \left[\frac{\cos \left[2(k+1)\alpha + (2k+3) \frac{\pi}{6} \right] - \cos \left[2(k+1)x + (2k+3) \frac{\pi}{6} \right]}{2(k+1)} \right. \\ \left. + \frac{\cos \left[2kx + (2k-1) \frac{\pi}{6} \right] - \cos \left[2k\alpha + (2k-1) \frac{\pi}{6} \right]}{2k} \right]$$

Pour le fondamental, nous avons :

$$A_1 = \frac{\sqrt{3} V_m}{\pi} \left[\frac{\sqrt{3}(x - \alpha)}{2} - \frac{1}{2} (\cos 2x - \cos 2\alpha) \right] \quad (\text{I-19})$$

$$B_1 = \frac{\sqrt{3} V_m}{\pi} \left[\frac{x - \alpha}{2} + \frac{1}{2} (\sin 2x - \sin 2\alpha) \right]$$

* Harmoniques de courant :

Les harmoniques de courant sont obtenus d'après (I.13) et (I.14)

I. 3.2 - Circuit de ligne contrôlée

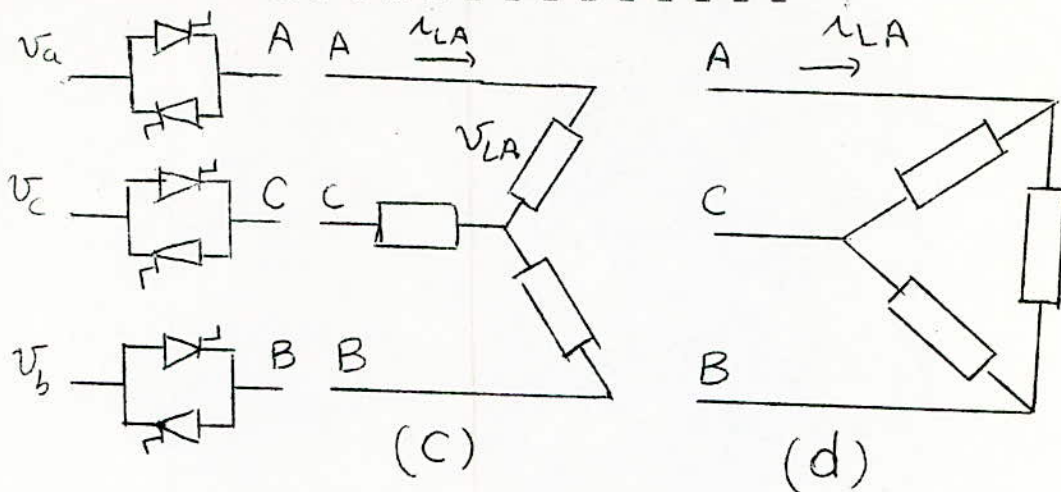


Fig. I. 1c et d

Les circuits de la ligne contrôlée des figures I. 1c et d sont équivalents si la solution de l'un est connue, elle est applicable pour l'autre en ce qui concerne les valeurs de ligne. Ainsi seul le circuit étoile de la fig. I. 1c sera considéré dans ce circuit et à cause de l'absence du fil neutre deux thyristors apparaissent effectivement en série avec la charge [1].

- Pour que le courant traverse la charge, il faut que deux thyristors au moins conduisent simultanément. Les impulsions d'allumage devraient être larges de $\pi/3$ au moins. Si les impulsions sont de faible largeur, il faudrait pour chaque thyristor deux impulsions décalées de $\pi/3$ l'une par rapport à l'autre à chaque demi-période c'est pourquoi les impulsions sont appliquées à des intervalles de $\pi/3$ pour chaque thyristor dans une séquence semblable à celle de la tension d'alimentation. [4]

Pour une charge résistive ou inductive, l'intervalle de α est :

- Pour $\alpha \leq \varphi$: il y a conduction complète.
- Pour $\alpha > 150^\circ$: il n'y a aucune conduction.
- Pour $\varphi < \alpha < 150^\circ$: il y a généralement deux modes de conduction - mode A (ou mode 1) et mode C (mode 3).

I. 3.21 - Mode A . $\alpha \leq \alpha_c$

α_c est l'angle critique de passage du mode A au mode C. Lorsqu'il y a conduction, il y a ^{ou} bien deux ou bien trois thyristors qui conduisent simultanément.

Les équations de la tension aux bornes de la charge V_{LA} et du courant de ligne i_{LA} de la phase A sont données par : (fig.I.3)

$$\begin{aligned}
 V_{LA} &= v_a = \sqrt{2} V \sin wt && \text{pour } \alpha < wt < B + \pi/3 \\
 &= \frac{1}{2} (v_a - v_b) = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{2} V \sin (wt + \pi/6) && \text{pour } B + \pi/3 < wt < \alpha + \pi/3 \\
 &= v_a = \sqrt{2} V \sin wt && \text{pour } \alpha + \pi/3 < wt < B + 2\pi/3 \\
 &= \frac{1}{2} (v_a - v_c) = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3}}{2} V \sin (wt - \pi/6) && \text{pour } B + 2\pi/3 < wt < \alpha + 2\pi/3 \\
 &= v_a = \sqrt{2} V \sin wt && \text{pour } \alpha + 2\pi/3 < wt < B + \pi
 \end{aligned}$$

(I.20)

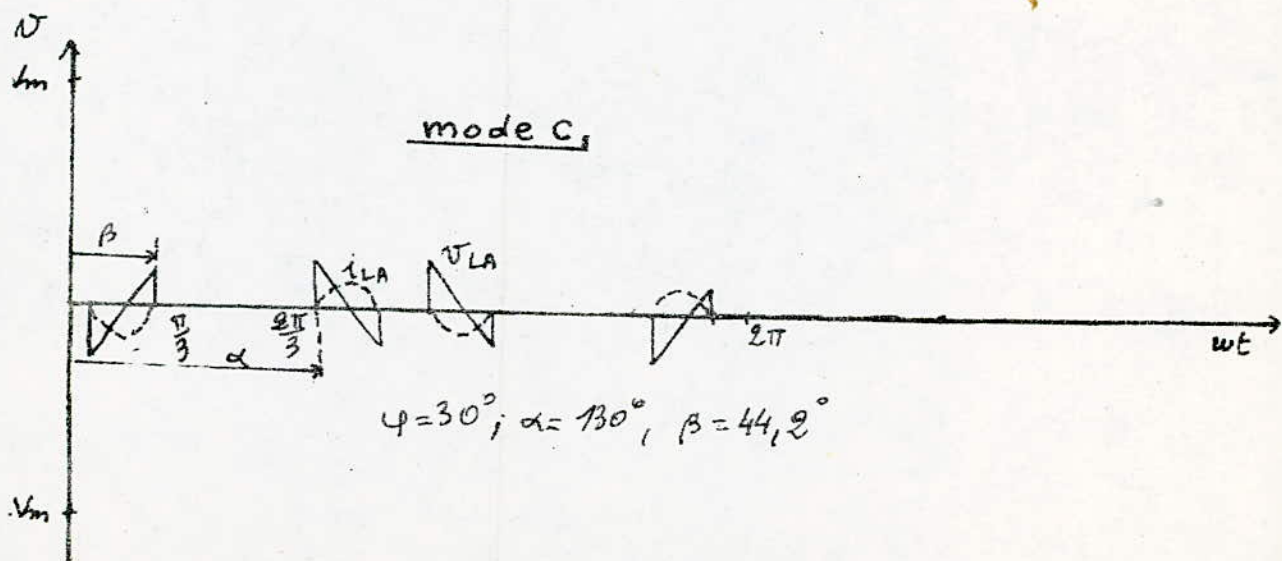
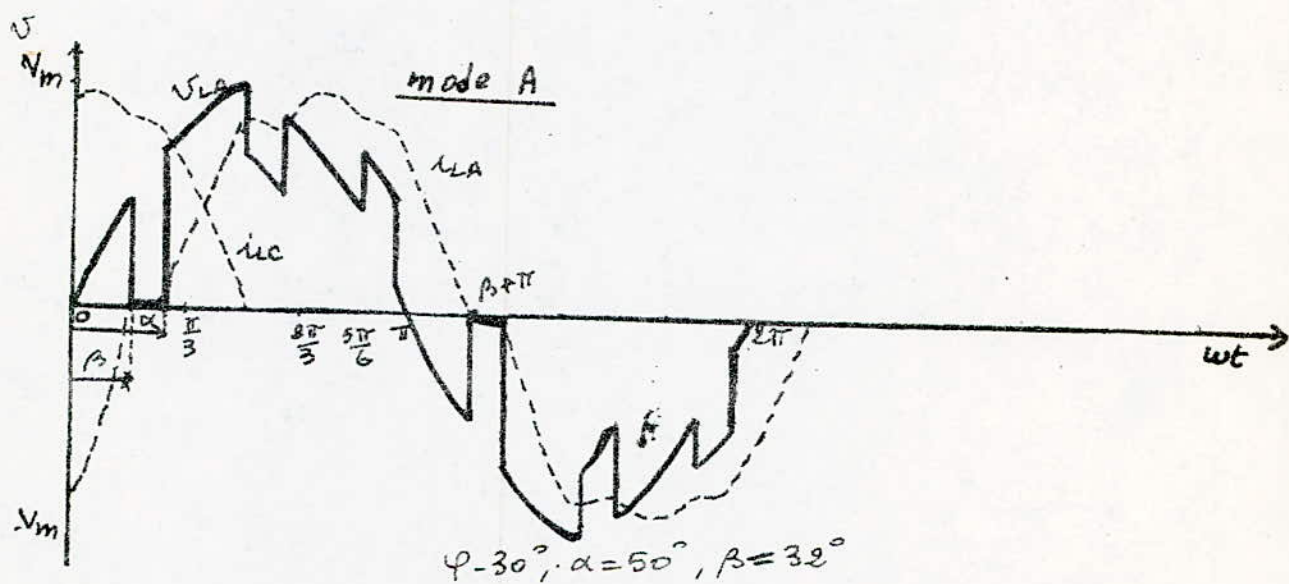
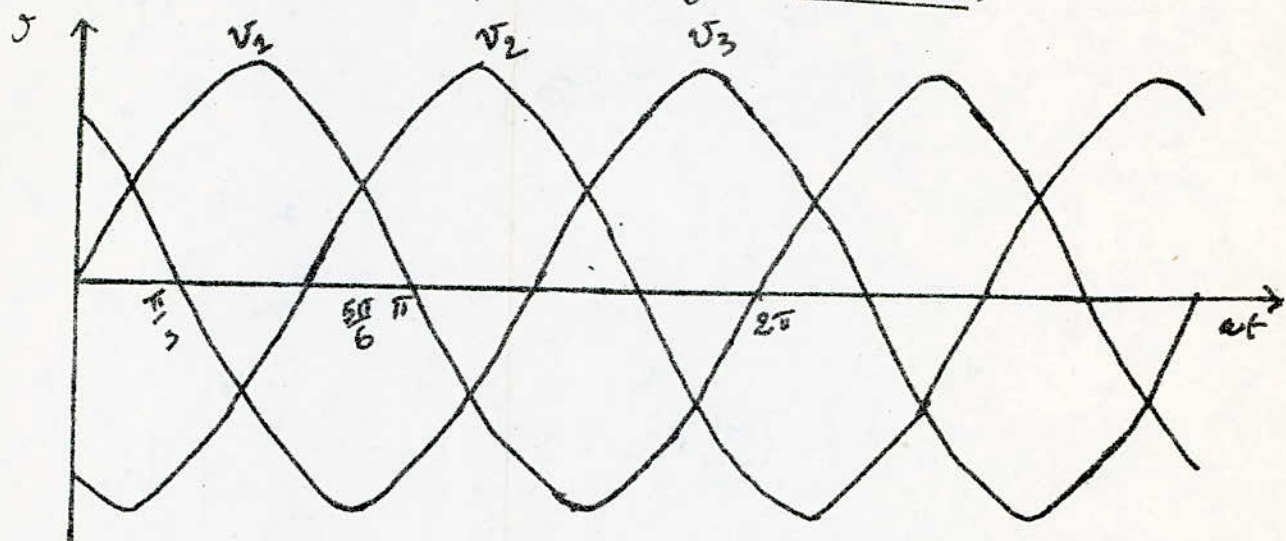
Les courants sont obtenus en résolvant dans chaque intervalle l'équation différentielle :

$$R i_{LA} + L \frac{di_{LA}}{dt} = v_{LA}$$

En outre pour chaque intervalle, il faut déterminer les conditions initiales de sorte que le courant ne présente pas de discontinuité (C_c qui nous conduit à définir les constantes K_1 à K_5).

Ainsi :

Fig I-3: forme de l'onde de courant et tension
aux bornes de la charge pour
l'opération de ligne contrôlée
(montage étoile)



Ainsi :

$$\begin{aligned}
 i_{LA} &= \frac{\sqrt{2}V}{Z} \left[\sin (wt - \varphi) + K_1 e^{qwt} \right] \text{ pour } \alpha < wt < B + \pi/3 \\
 &= \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}V}{2Z} \left[\sin (wt + \pi/6 - \varphi) + K_2 e^{qwt} \right] \text{ pour } B + \pi/3 < wt < \alpha + \pi/3 \\
 &= \frac{\sqrt{2}V}{2} \left[\sin (wt - \varphi) + K_3 e^{qwt} \right] \text{ pour } \alpha + \pi/3 < wt < B + 2\pi/3 \\
 &= \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}V}{2Z} \left[\sin (wt - \pi/6 - \varphi) + K_4 e^{qwt} \right] \text{ pour } B + \frac{2\pi}{3} < wt < \alpha + 2\pi/3 \\
 &= \frac{\sqrt{2}V}{2} \left[\sin (wt - \varphi) + K_5 e^{qwt} \right] \text{ pour } \alpha + 2\pi/3 < wt < B + \pi
 \end{aligned}
 \tag{I.21}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 q &= -\cotg \varphi . \\
 K_1 &= -\sin (\alpha - \varphi) e^{-q\alpha} \\
 K_2 &= K_1 + \frac{1}{2} \sin (B - \varphi) e^{-q(B + \pi/3)} \\
 K_3 &= K_2 - \frac{1}{2} \sin (\alpha - \varphi) e^{-q(\alpha + \pi/3)} \\
 K_4 &= K_3 - \frac{1}{2} \sin (B - \varphi) e^{-q(B + 2\pi/3)} \\
 K_5 &= K_4 + \frac{1}{2} \sin (\alpha - \varphi) e^{-q(\alpha + 2\pi/3)}
 \end{aligned}$$

Pour des valeurs données de α et φ , la valeur de B est obtenue en résolvant l'équation transcendante :

$$\sin (\alpha - B) - K_6 \sin (\alpha - \varphi) e^{q(B - \alpha)} = 0 \tag{I.22}$$

$$\text{avec } K_6 = \frac{2 e^{q\pi} + e^{2q\pi/3} - e^{q\pi/3}}{2 - e^{2q\pi/3} + e^{q\pi/3}}$$

Nous avons obtenu cette équation en remarquant que pour $\omega t = B + \pi$ le courant i_{LA} est nul.

I. 3.2₂ - Mode C :

$$\alpha_c \leq \alpha \leq 150^\circ$$

Dans ce mode il y a seulement deux thyristors qui conduisent simultanément.

Pour les mêmes considérations que précédemment les expressions de v_{LA} et i_{LA} sont données par : (fig. I. 3.)

$$\begin{aligned} v_{LA} &= \frac{\sqrt{2} V}{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t + \pi/6) \quad \text{pour } \alpha < \omega t < B + 2\pi/3 \\ &= \frac{\sqrt{2} V}{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t - \pi/6) \quad \text{pour } \alpha + \pi/3 < \omega t < B + \pi \end{aligned} \quad \text{(I.23)}$$

$$\begin{aligned} i_{LA} &= \frac{\sqrt{2} V}{Z} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t + \pi/6 - \varphi) + K_7 e^{q\omega t} \right] \\ &\quad \text{pour } \alpha < \omega t < B + 2\pi/3 \\ &- \frac{\sqrt{2} V}{Z} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\omega t - \pi/6 - \varphi) + K_8 e^{q\omega t} \right] \quad \text{(I.24)} \\ &\quad \text{pour } \alpha + \pi/3 < \omega t < B + \pi \end{aligned}$$

$$\text{avec : } K_7 = - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\alpha + \pi/6 - \varphi) e^{-q\alpha}$$

$$K_8 = - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\alpha + \pi/6 - \varphi) e^{-q(\alpha + \pi/3)}$$

L'angle d'extinction pour le mode C est obtenu en résolvant l'équation :

$$\sin\left(\varphi + \frac{\pi}{6} - B\right) - \sin\left(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{6}\right) e^{q(2\pi/3 + B - \alpha)} = 0 \quad \text{(I.25)}$$

Pour les 2 modes de conduction cités, les angles α_c et B sont reliés par l'équation :

$$\alpha_c = B + \pi/3 \quad (\text{I. 26})$$

* L'examen de (I.22), (I.25) et (I.26) montre que pour une charge résistive pure la solution de (I.22) donne $\alpha_c = \pi/3$ alors que (I.25) donne $\alpha_c = \pi/2$. Ainsi on peut déduire que pour une charge résistive pure, le mode A prend fin à $\alpha = \pi/3$ et le mode C commence à $\alpha = \pi/2$. Pour $\pi/3 < \alpha < \pi/2$ nous avons un mode transitoire appelé aussi mode B (ou 2ème mode).

Pour une charge inductive, les valeurs de α_c obtenues de (I.22) et (I.25) sont identiques donnant ainsi un mode de transition soudain

- La fig I. 4. montre la variation de B par rapport à α pour différentes valeurs de φ ($0 \leq \varphi \leq 90^\circ$)
- Il est intéressant de noter que si la ligne AB qui représente le mode de transition des charges résistives est prolongée, elle passe par toutes les valeurs de α_c lorsque $0 \leq \varphi \leq 90^\circ$.

I. 3.23 - Valeur efficace de la tension :

Mode A :

D'après (I.5) et (I.20) nous obtenons :

$$V' = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{2} + \frac{3}{2\pi} (B + \pi/3 - \alpha) + \frac{3}{4\pi} (\sin 2\alpha - \sin 2B) \right]^{1/2} \quad (\text{I.27})$$

Mode C :

D'après (I.5) et (I.23) nous obtenons :

$$V' = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{3}{2\pi} (B - \alpha + \frac{2\pi}{3}) + \frac{3}{4\pi} (\sin (2\alpha + \pi/3) - \sin (2B - \frac{\pi}{3})) \right]^{1/2} \quad (\text{I. 28})$$

I. 3.2.4 - Analyse harmonique :

Mode A :

D'après (I. 8) et (I.20) nous obtenons les coefficients A_n et B_n

$$A_n = \frac{3 V_m}{2\pi} \left[\frac{\sin(n-1)(B+\pi) - \sin(n-1)\alpha}{n-1} + \frac{\sin(n+1)\alpha - \sin(n+1)(B+\pi)}{n+1} \right] \quad (I.29)$$

$$B_n = \frac{3 V_m}{2\pi} \left[\frac{\cos(n-1)(B+\pi) - \cos(n-1)\alpha}{n-1} + \frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)(B+\pi)}{n+1} \right] \quad (I.30)$$

Pour le fondamental ($n = 1$) :

$$A_1 = \frac{3 V_m}{4\pi} \left[B + \frac{2\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{2} \sin 2B \right] \quad (I.31)$$

$$B_1 = \frac{3 V_m}{4\pi} \left[\cos 2\alpha - \cos 2B \right] \quad (I.32)$$

Mode C :

D'après (I. 8) et (I.23) nous obtenons les coefficients A_n et

$$A_n = \frac{3 V_m}{2\pi} \left[\frac{\sin(n-1) \left(B + \frac{5\pi}{6} \right) - \sin(n-1) \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right)}{n-1} \right. \quad (I.33)$$

$$\left. + \frac{\sin(n+1) \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \sin(n+1) \left(B + \frac{5\pi}{6} \right)}{n+1} \right]$$

$$B_n = \frac{3 V_m}{2\pi} \left[\frac{\cos(n-1) \left(B + \frac{5\pi}{6} \right) - \cos(n-1) \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right)}{n-1} \right. \quad (I.34)$$

$$\left. + \frac{\cos(n+1) \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \cos(n+1) \left(B + \frac{5\pi}{6} \right)}{n+1} \right]$$

Pour le fondamental :

$$A_1 = \frac{3 V_m}{2\pi} \left[B - \alpha + \frac{2\pi}{3} + \frac{1}{2} (2\alpha + \pi/3) - \frac{1}{2} \sin (2B - \pi/3) \right] \quad (I.35)$$

$$B_1 = \frac{3 V_m}{4\pi} \left[\cos (2\alpha + \pi/3) - \cos (2B - \pi/3) \right] \quad (I.36)$$

I. 3.3 - Circuit de contrôle du point neutre

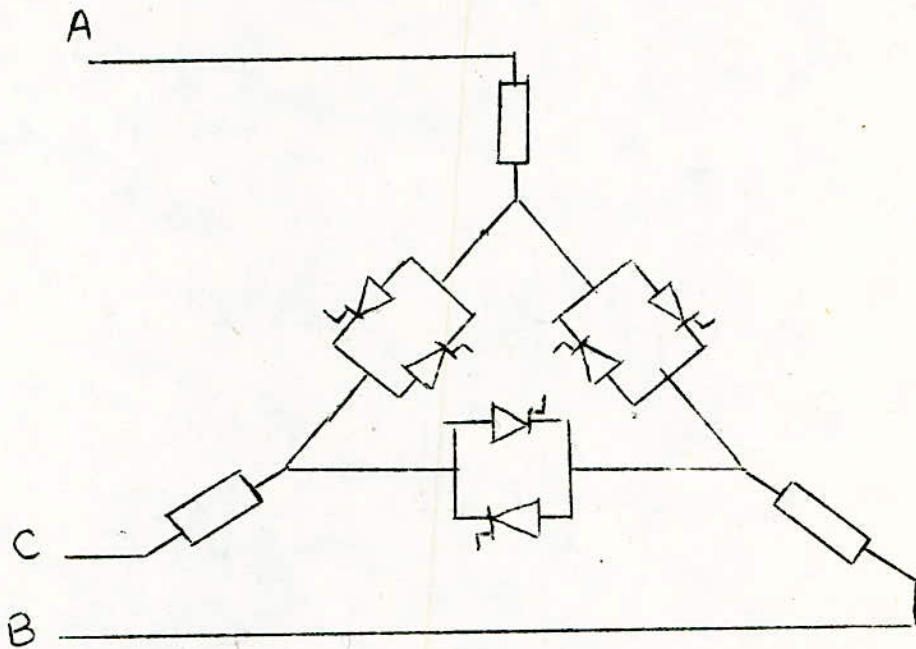


Fig. I. 1e

Dans ce circuit qui contient trois paires de thyristors connectées en triangle au point neutre le fonctionnement est identique à celui de la fig. I. 1c mais la valeur du courant dans les thyristors est réduite. Pour une charge inductive nous aurons 2 modes de fonctionnement :

- Mode A : $0 < \alpha < \pi/3$ (il y a débit de 1 ou 2 thyristors)
- Mode C : $\pi/2 < \alpha < 5\pi/6$ (il y a 1 redresseur conducteur ou 0).

L'inconvénient majeur de ce circuit est que la variation de la tension aux bornes du thyristors $\frac{d v_{Th}}{dt}$ est plus importante de ce fait ce circuit n'est pas utilisé en pratique [4].

I. 4 - COMPARAISON DES PERFORMANCES :

La fig. I. 5 montre la variation de la valeur efficace de la tension aux bornes de la charge en fonction de l'angle d'amorçage pour différentes valeurs de φ correspondant aux circuits des fig. I. 1a, b, c et d. Pour $\alpha < \varphi$, la tension de la charge est égale à la tension d'alimentation.

Pour les valeurs élevées de l'angle d'amorçage, la tension aux bornes de la charge diminue suivant le type du montage et les valeurs de α et φ .

- La fig. I. 6 montre le facteur de distorsion pour les circuits de la fig. I. 1a, b, c et d respectivement.
- Parmi les différentes configurations le circuit de branche contrôlée de la fig. I. 1b offre le facteur de distorsion le plus élevé (c'est-à-dire le meilleur).
- La valeur efficace totale des harmoniques de courant de ligne pour différents circuits montre que le circuit de branche contrôlée connectée en triangle (fig. I. 1b) comporte le minimum d'harmoniques par rapport au circuit de la fig. I. 1a.

Dans les circuits triphasés triangle, il n'y a pas d'harmoniques de rang $3k$ pour le courant de ligne, alors que dans les circuits étoiles avec neutre fig. I. 1a, les harmoniques d'ordre $3k$ existent au niveau du courant de ligne. Pour le circuit étoile avec neutre de la fig. I. 1a, le courant du neutre comporte seulement des harmoniques de rang $3k$, $k = 1, 3, 5, \dots$

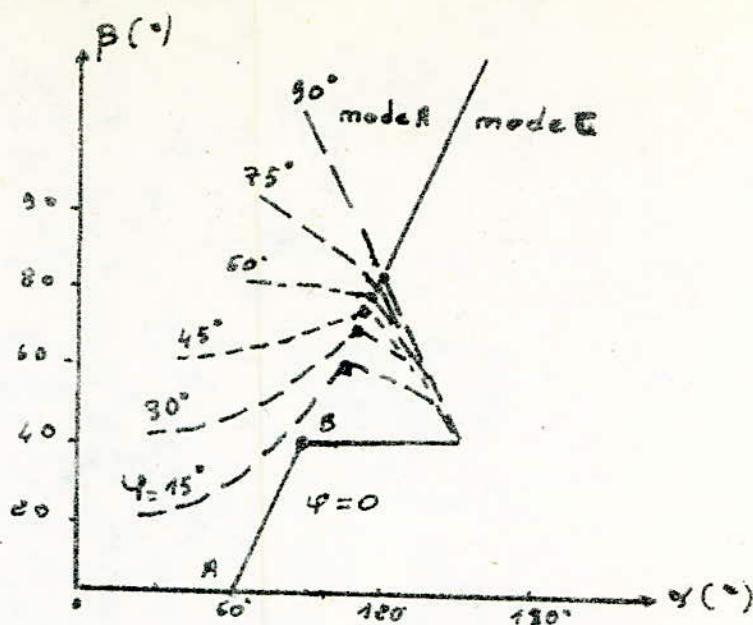


fig I.4 variation de l'angle d'extinction avec α et φ pour
pour les circuits de ligne contrôlée

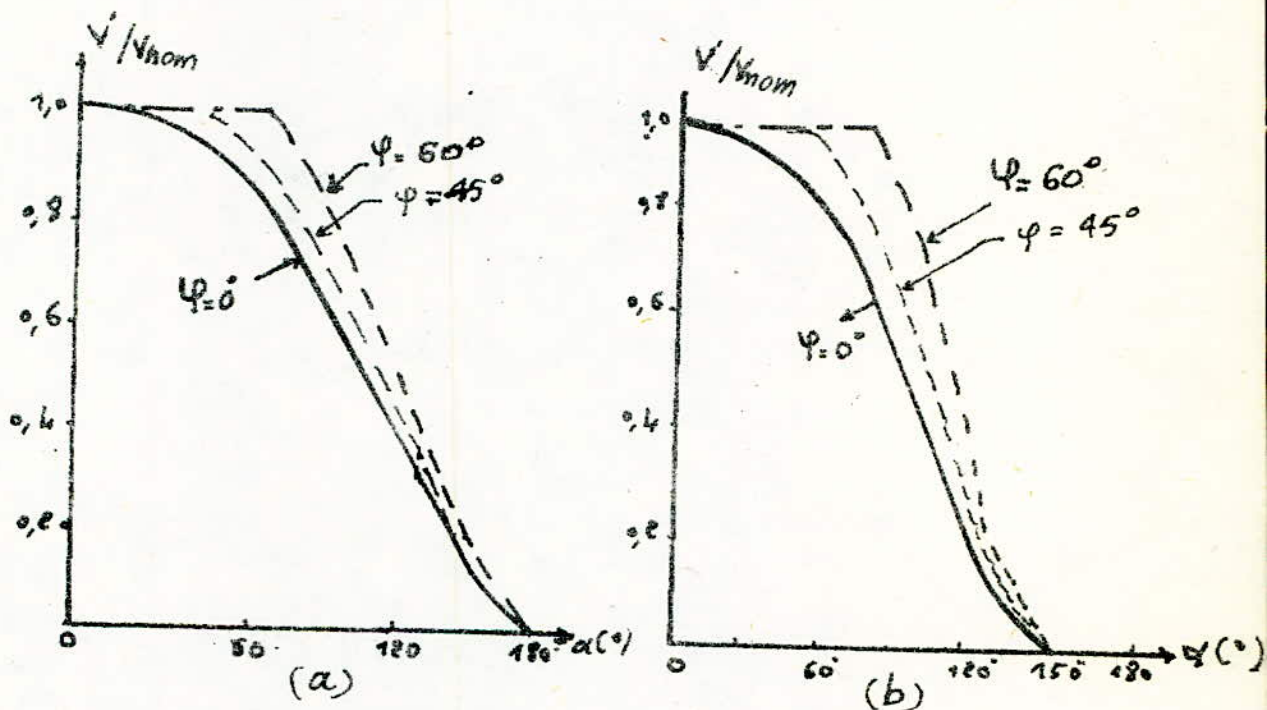


fig I.5. Variation de i_i en fonction de α et φ :

(a) : circuit de branche contrôlée

(b) : circuit de ligne contrôlée

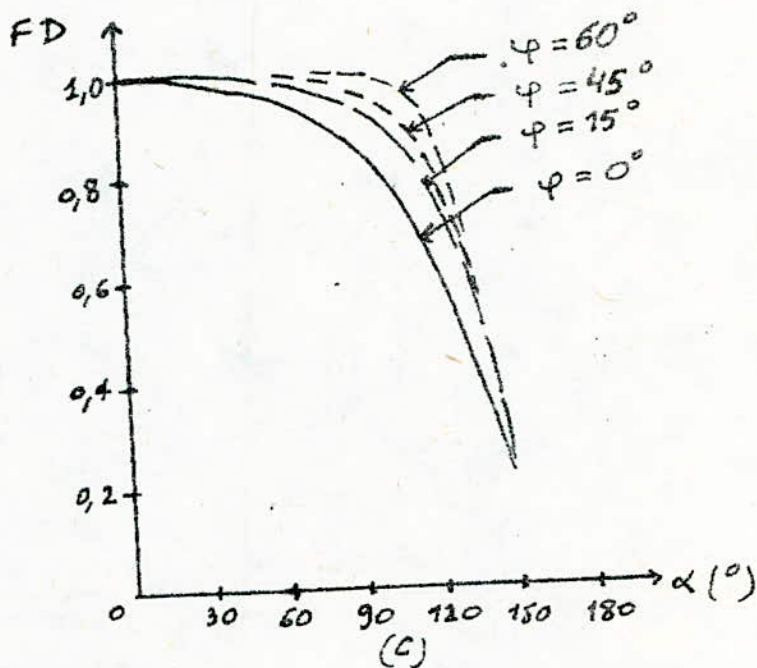
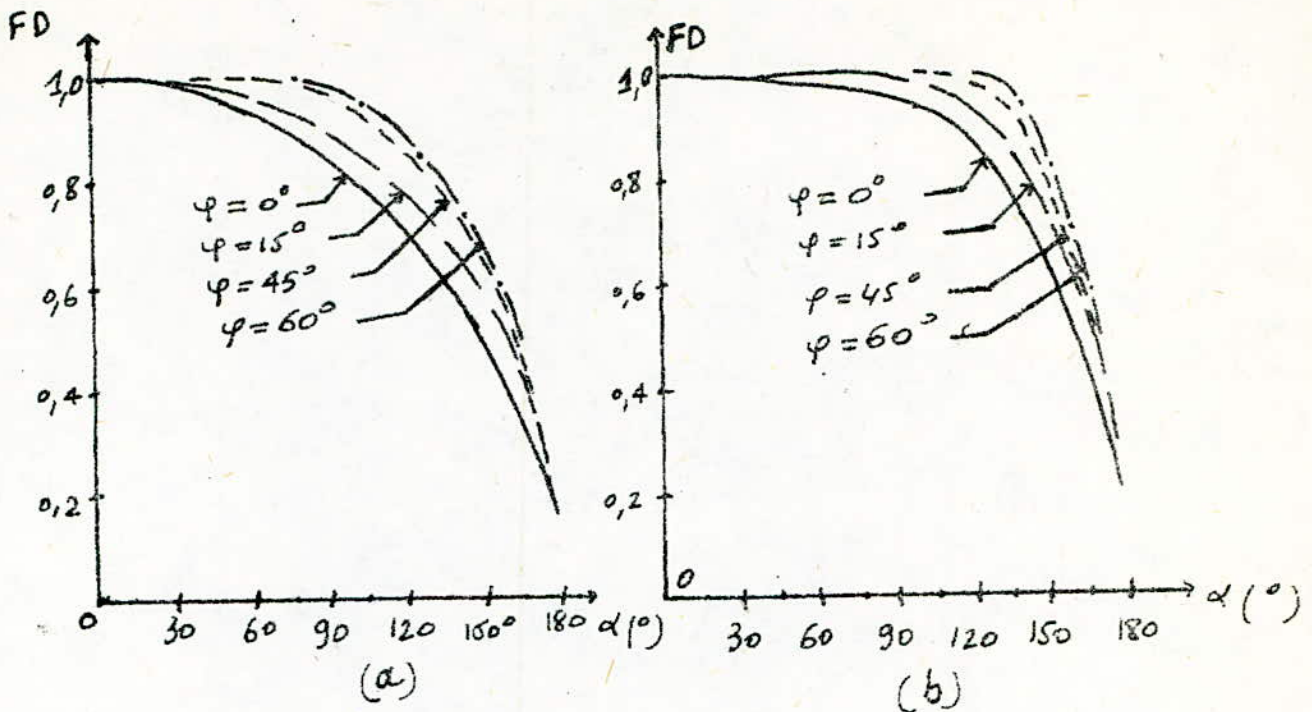


Fig I-6

Fig I-6 : Caracteristiques $FD = f(\alpha)$ pour
le courant de ligne :

- a) circuit de controle de branche etoile
- b) circuit de controle de branche triang
- c) circuit de controle de ligne
(étoile ou triangle)

- CHAPITRE II -

MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE.

CHAPITRE II.

MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL.

II. 1 - GENERALITES :

Il existe différents types de moteurs asynchrones classique parmi lesquels :

- moteur asynchrone à rotor bobiné (à bagues)
- moteur asynchrone à rotor à cage d'écureuil (simple ou double)
- moteur asynchrone à rotor mixte à démarreur automatique par coupleur centrifuge

Parmi ces différents types de moteurs, le moteur asynchrone à cage est le plus utilisé pour les faibles et moyennes puissances car il présente les avantages suivants :

- simplicité de construction,
- robustesse,
- encombrement réduit,
- entretien et surveillance réduits,
- extrême simplicité de l'appareillage de commande en cas de démarrage en direct (pour les moteurs de faible puissance),
- coût le plus bas de tous les moteurs d'induction.

Pour les moteurs asynchrones à cage, le rotor bobiné classique est remplacé par un rotor dit "en court circuit" et portant une "cage d'écureuil". Cette cage est composée de barres conductrices (souvent en aluminium) traversant l'empilement des tôles du rotor parallèlement à l'axe de rotation et court-circuité aux deux extrémités par des anneaux conducteurs de faible résistance. Contrairement au moteur asynchrone à rotor bobiné le nombre de phases dans le moteur asynchrone à cage n'est pas déterminé il dépend à la fois du nombre de barres conductrices et du nombre de pôles du bobinage statorique de la façon suivante :

$$Q_2 = \frac{N_2}{2p}$$

où :

- q_2 : nombre de conducteurs par double distance polaire.
 : nombre de phases du rotor à cage.
 N_2 : nombre de barres conductrices.
 $2p$: nombre de pôles.

II. 2 - HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES :

- 1 - La perméabilité du stator est infinie.
- 2 - On néglige la saturation et l'hystérésis du circuit magnétique.
- 3 - On suppose que l'enroulement de chaque phase pour le rotor et le stator crée un flux à répartition sinusoïdale.
- 4 - La répartition spatiale de l'enroulement statorique est supposée sinusoïdale (pas d'harmoniques d'espace).
- 5 - Les effets d'extrémités sont négligés.

II. 3 - SCHEMA EQUIVALENT DU MOTEUR ASYNCHRONE :

Les équations de fonctionnement du moteur asynchrone pour une phase sont :

$$\begin{aligned}
 \bar{V}_1 &= (r_1 + j X_1) \bar{J}_1 + j X_m \bar{J}_m \\
 j X_m \bar{J}_m &= (r'_2/g + j X'_2) \bar{J}'_2 \\
 \bar{J}_m &= \bar{J}_1 - \bar{J}'_2
 \end{aligned}
 \tag{II. 1}$$

Ces équations correspondent au schéma équivalent en T d'un moteur asynchrone par phase ramené au stator :

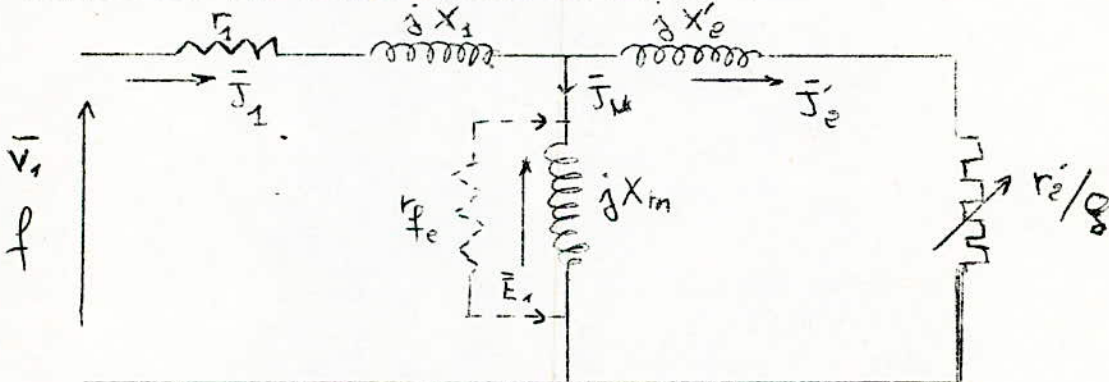


Fig. II. 1 - "Schéma équivalent en T d'un moteur asynchrone à cage".

On voit que le fonctionnement dépend d'un seul paramètre : le glissement $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$ pour une tension et une fréquence statistiques données.

- Schémas équivalents à impédances internes groupées en Γ :
(fig. II. 2)

D'après le schéma équivalent de la fig. II. 1 on voit que le courant magnétisant est fonction de la f.e.m E_1 puisque :

$$\vec{E}_1 = \vec{V}_1 - j (\vec{V}_1 + j X_1) \vec{J}_1$$

Cette f.e.m varie avec le courant \vec{J}_1 , donc avec la charge cette variation est beaucoup plus importante que dans le cas du transformateur puisqu'à cause de la présence de l'entrefer la réactance de magnétisation X_m a une valeur plus faible et du fait que les enroulements sont logés dans les encoches donc dans le fer, les réactances de fuite ont une valeur relative plus importante. Il semble plus difficile de tenir compte de cette variation dans le circuit équivalent en Γ ou à impédances internes groupées. C'est cependant lui que nous utiliserons systématiquement dans l'étude expérimentale du moteur asynchrone à cause de ces deux avantages fondamentaux : simplicité de calcul et possibilité de déterminer expérimentalement par des essais simples tous les paramètres qu'il contient pour caractériser la machine.

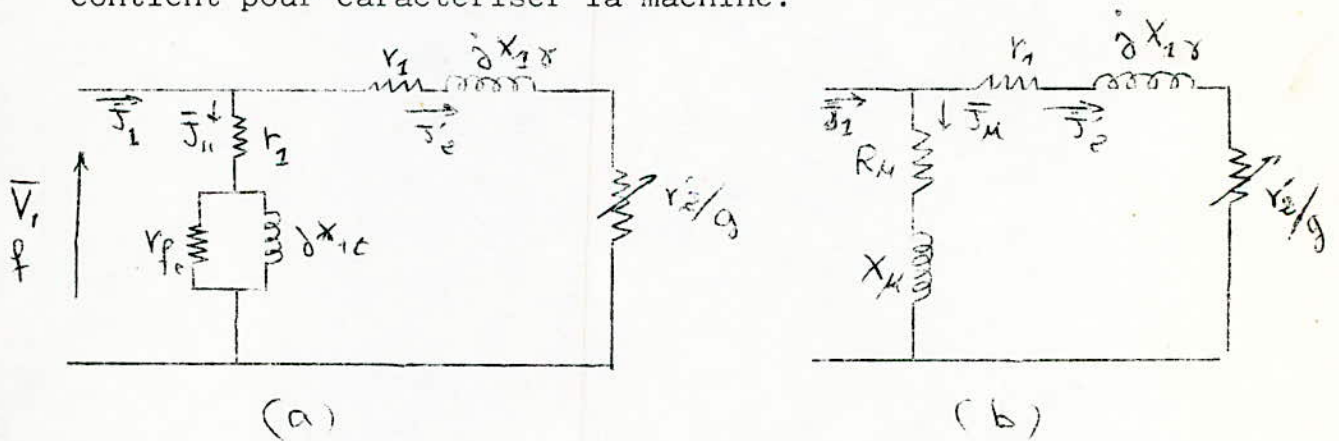


Fig. II. 2

Nous tenons cependant à mettre en évidence le fait que les résistances et les réactances des schémas équivalents ne sont pas des grandeurs intrinsèques mais dépendant du schéma équivalent adopté et des simplifications utilisées.

II. 4 - DETERMINATION DES PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT :

- Les paramètres du schéma équivalent seront déterminés à partir d'essais à puissance réduite : essai à vide et essai en court-circuit (c'est-à-dire à rotor bloqué).

- Par la suite, le schéma équivalent que nous utiliserons pour calculer les caractéristiques du moteur asynchrone sera celui de la fig. II. 2b.

a/ Détermination de la réactance magnétisante totale X_{1t} .
A partir de l'essai à vide, nous avons :

$$X_{1t} = \frac{3V_1^2}{Q_{1v}} \quad (\text{II. 2})$$

où Q_{1v} : puissance réactive pour le moteur à vide.

b/ Détermination de la réactance totale de fuite $X_{1\sigma}$.

L'essai en court-circuit permet de donner :

$$X_{1\sigma} = \frac{Q_{1cc}}{3J_{1cc}^2} \quad (\text{II. 3})$$

où :

Q_{1cc} = puissance réactive en court-circuit ($g = 1$)

J_{1cc} = courant absorbé par phase statorique (en court-circuit).

c/ Détermination de la résistance r_f qui correspond aux pertes (P_f) de la machine.

L'essai à vide donne :

$$P_f = 3 r_f J_{1v}^2 \cos^2 \psi_0 \quad \text{d'où} \quad r_f = \frac{P_f}{3J_{1v}^2 \cos^2 \psi_0}$$

où $\cos \psi_0$ = facteur de puissance à vide.

II. 5 - CARACTERISTIQUES DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE :

Pour le calcul des caractéristiques de fonctionnement nous pouvons utiliser deux méthodes :

- 1°) Méthode graphique ou méthode du diagramme du cercle.
- 2°) Méthode analytique basée sur le schéma équivalent du moteur asynchrone.

Nous avons choisi la méthode analytique pour deux raisons :

- elle est plus simple dans son exploitation,
- elle est plus adaptable à la programmation sur ordinateur et nous élimine en particulier les erreurs dues aux échelles apparaissant lors du tracé du diagramme du cercle.

II. 5.1 - CARACTERISTIQUE MECANIQUE = $T(g)$

a) expression de $T(g)$

A partir du schéma équivalent de la fig. II. 2b la puissance électromagnétique (P_{em}) transmise au rotor correspond à la puissance active consommée par la résistance r'_2/g .

$$\text{d'où : } P_{em} = \frac{3r'_2 J'^2_2}{g}$$

$$J'^2_2 = \frac{V_1^2}{(r_1 + r'_2/g)^2 + X_{1\sigma}^2}$$

Le couple électromagnétique est : $T = \frac{P_{em}}{\Omega_s}$

$$\text{Soit : } T = \frac{3V_1^2 r'_2}{\Omega_s g [(r_1 + r'_2/g)^2 + X_{1\sigma}^2]} \quad (\text{II. 5})$$

$$\text{d'où } T = \frac{3V_1^2}{\Omega_s [g/r'_2 (r_1^2 + X_{1\sigma}^2) + 2r_1 + r'_2/g]} \quad (\text{II. 6})$$

$$\text{On pose : } K' = \frac{3V_1^2}{\Omega_s} ; \quad x = g/r'_2 ; \quad a = V_1^2 + X_{1\sigma}^2$$

L'expression (II. 6) du couple devient :

$$T = \frac{K'}{ax + 2r_1 + \frac{1}{x}} = \frac{K'}{y(x)}$$

b) Etude théorique de T :

Le dénominateur $y(x)$ est minimum pour $x_m = \pm \frac{1}{\sqrt{a}}$ donc le couple

est maximum pour $x_m = \pm \frac{1}{\sqrt{a}}$

Le fonctionnement pour $x < 0$ ($g < 0$) correspond au fonctionnement en génératrice de la machine asynchrone.

Le fonctionnement en moteur correspond à $x > 0$ ($g > 0$)

Le couple maximum ou couple de décrochage correspond à un glissement g_m :

$$g_m = V_2' x_m = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + X_{1\delta}^2}} \quad (\text{II. 7})$$

La valeur du couple maximum est donnée par :

$$T_{\max} = \frac{3V_1^2}{2\Omega_s (r_1 + \sqrt{r_1^2 + X_{1\delta}^2})} \quad (\text{II. 8})$$

Le coefficient de stabilité :

$$k_s = \frac{T_{\max}}{T_{\text{nom}}} \quad (\text{II. 9})$$

caractérise la stabilité du moteur asynchrone on admet que $k_s \gg 2$. La machine est d'autant plus stable que k_s est grand.

Elle est stable pour la partie (e.f) fig.(II. 3.)

La variation du couple en fonction du glissement g est donnée (fig. II. 3).

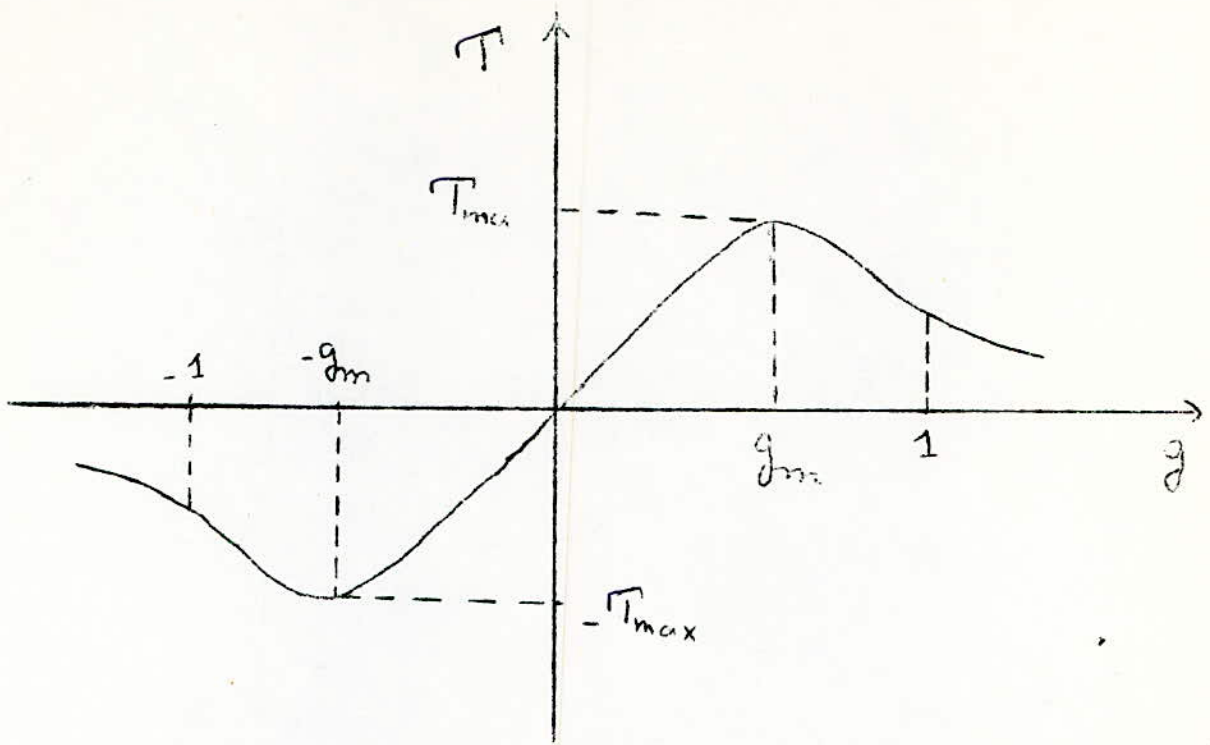


Fig. II. 3.

- Expression asymptotique pour les glissements faibles.
 Pour les glissements faibles ($g \simeq 0$ d'où $x \simeq 0$) ; $2r_1 + ax$ est négligeable devant $1/x$ d'où :

$$T = \frac{3V_1^2 g}{\Omega_s r_1^2} \quad \text{soit} \quad T = K g.$$

Ainsi pour les glissements faibles qui correspondent au fonctionnement normal du moteur asynchrone à cage, le couple est proportionnel à la vitesse de rotation.

II. 5.2 - CARACTERISTIQUES ELECTROMECHANIQUES $\bar{J}_1(g)$ POUR DIFFERENTES TENSIONS STATORIQUES \bar{V}_1 :

Elles sont déduites du schéma équivalent de la fig. II.2b de la façon suivante :

$$\bar{J}_1 = \frac{\bar{V}_1}{\bar{Z}} \quad \text{où } \bar{Z} \text{ est l'impédance d'une phase}$$

Vue du stator ou impédance d'entrée du moteur par phase, elle est variable avec le glissement.

Nous avons :

$$\bar{Z} = \frac{\bar{Z}_u [(R_1 + x) + j X_{1\sigma}]}{\bar{Z}_u + (R_1 + x) + j X_{1\sigma}} \quad (\text{II. 10})$$

où $x = r'_2/g$; $\bar{Z}_u = R_u + j X_u$

Soit :

$$\bar{Z} = \frac{R_u(R_1 + x) - X_u X_{1\sigma} + j [X_{1\sigma} R_u + X_u (R_1 + x)]}{(R_u + R_1 + x) + j (X_{1\sigma} + X_u)} \quad (\text{II. 11})$$

Le module de \bar{Z} est :

$$Z(g) = \left[\frac{[R_u(R_1 + x) - X_u X_{1\sigma}]^2 + [X_{1\sigma} R_u + X_u (R_1 + x)]^2}{(R_u + R_1 + x)^2 + (X_{1\sigma} + X_u)^2} \right]^{1/2} \quad (\text{II. 12})$$

On en déduit $J_{1(g)}$ à $V_1 = c^{te}$:

$$J_{1(g)} = \frac{V_1}{Z(g)} \quad (\text{II. 13})$$

II. 5.3 - CARACTERISTIQUE : FACTEUR DE PUISSANCE $\cos \varphi_{(g)}$:

Le facteur de puissance $\cos \varphi_{(g)}$ peut être déduit de l'expression (II. 11) en remarquant que le déphasage φ représente l'argument de l'impédance d'entrée du moteur \bar{Z} ;

Soit :

$$\cos \varphi_{(g)} = \cos \left[\text{arctg} \frac{X_{1\sigma} R_u + X_u (R_1 + x)}{R_u (R_1 + x) - X_u X_{1\sigma}} - \text{arctg} \frac{X_{1\sigma} + X_u}{R_u + R_1 + x} \right] \quad (\text{II.14})$$

ainsi le $\cos \varphi_{(g)}$ sera déterminé à partir des constantes de la machine et du point de fonctionnement de l'ensemble moteur - charge.

II. 5.4 - CARACTERISTIQUE DU RENDEMENT $\eta(g)$:

Le bilan de puissance du moteur asynchrone est représenté

sur la fig. II. 4.

$$\begin{aligned} \text{La puissance absorbée à vide est } P_{10} &= P_{\text{méc}} + P_f + 3r_1 J_{10}^2 \\ &\simeq P_{\text{méc}} + P_f \end{aligned}$$

Les pertes fer au rotor sont négligeables car la fréquence des courants rotoriques est faible.

Pour les divers points de fonctionnement en charge, nous pouvons alors calculer la puissance utile :

$$\begin{aligned} P_u &= P_{\text{em}} (1 - g) - P_{\text{méc}} \\ &= (P_1 - 3r_1 J_1^2 - P_f) (1 - g) - P_{\text{méc}} \end{aligned}$$

$$\text{avec : } P_1 = 3 V_1 J_1 \cos \psi .$$

Le rendement $\eta(g)$ est donné par :

$$\eta = \frac{P_u}{P_1}$$

Soit :

$$\eta(g) = \frac{(3 V_1 J_1 \cos \psi - 3r_1 J_1^2 - P_f) (1 - g) - P_{\text{méc}}}{3 V_1 J_1 \cos \psi} \quad (\text{II. 15})$$

Le couple utile sera donné par :

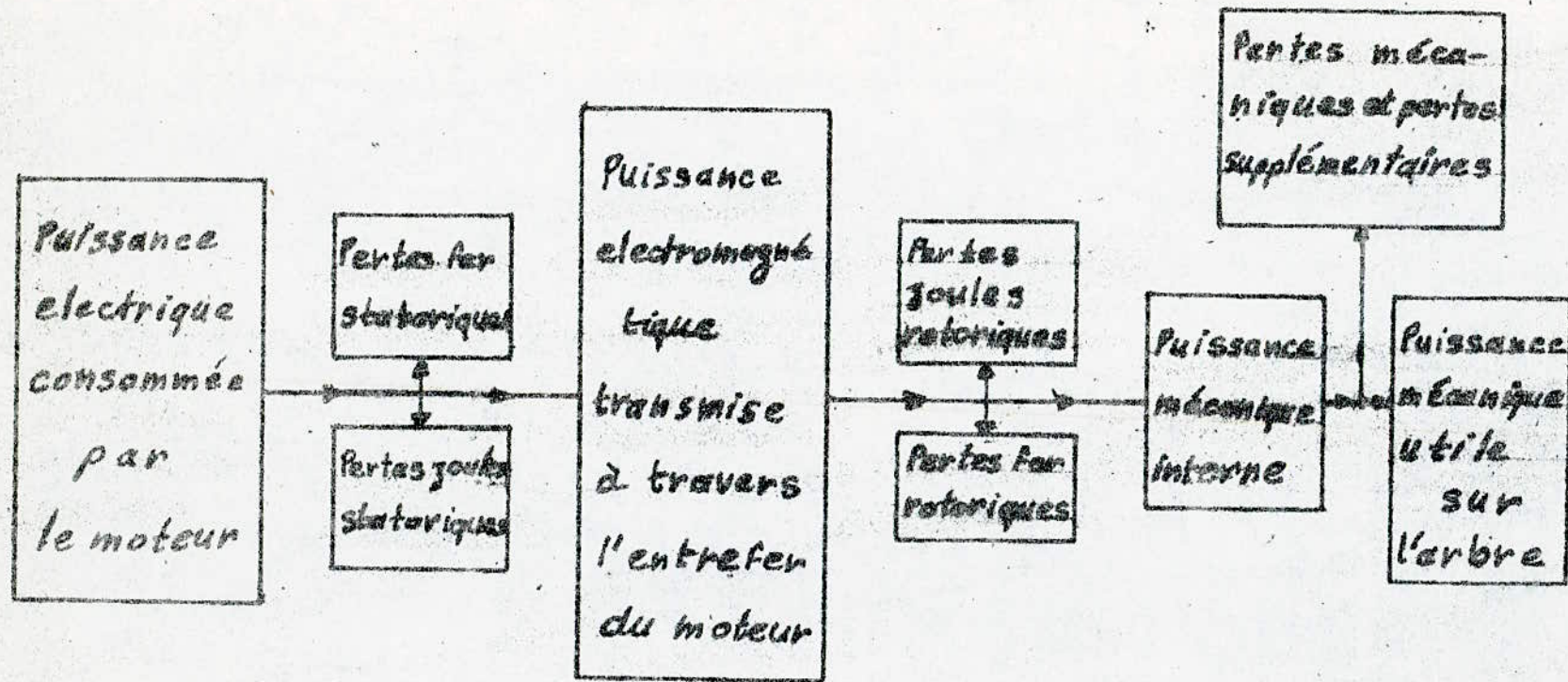
$$T_u = \frac{P_u}{\Omega_s (1 - g)}$$

$$\text{Soit } T_u = \frac{(P_1 - 3r_1 J_1^2 - P_f) (1 - g) - P_{\text{méc}}}{\Omega_s (1 - g)} \quad (\text{II. 16})$$

II. 6 - DEMARRAGE DU MOTEUR ASYNCHRONE :

Au démarrage, l'impédance équivalente du moteur asynchrone vue du stator est très faible (car $g = 1$), par suite le courant de démarrage sous tension nominale et sans aucune précaution préliminaire prend une valeur très élevée provoquant ainsi une chute de tension excessive.

Fig II.4 : Bilan de fonctionnement du moteur asynchrone



Pour les moteurs asynchrones à rotor bobiné, le rhéostat de démarrage permet d'obtenir la réduction de l'appel de courant en assurant un couple de démarrage suffisant.

* Démarrage du moteur asynchrone à cage :

Pour les moteurs à cage, mis à part le démarrage Y/Δ , la seule façon de réduire le courant de démarrage est de diminuer la tension aux bornes du moteur, ce qui entraîne cependant une diminution du couple de démarrage. Pour que malgré cette diminution le couple de démarrage soit suffisant, on utilise fréquemment des moteurs à double cage et des moteurs à encoches profondes.

a/ Démarrage par réduction de la tension statorique :

Notons qu'à glissement donné, le couple est proportionnel au carré de la tension, ainsi ce procédé réduit le courant de démarrage mais aussi le couple.

Soient : I_d , C_d courant et couple de démarrage pour $U_{\text{ nominale}}$

I'_d , C'_d courant et couple de démarrage pour $U'_{\text{ nominale}}$

$$\text{alors : } C'_d = C_d \cdot \left(\frac{I'_d}{I_d} \right)^2$$

Par exemple pour le démarrage Y/Δ : $I'_d = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$ et

$$C'_d = \frac{C_d}{3} .$$

b/ Différents procédés de réduction de la tension statorique :

Il existe plusieurs façons de réduire la tension statorique :

- Insertion d'impédances entre la source et le moteur.
- Démarrage en étoile d'un moteur destiné à fonctionner en triangle.
- Démarrage par autotransformateur.
- Démarrage par gradateur.

II. 7 - PROCEDES DE VARIATION DE LA VITESSE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

A CAGE :

La vitesse de rotation du moteur asynchrone est donnée par :

$$N = \frac{2\pi f (1 - g)}{p}$$

Pour varier la vitesse N nous pouvons utiliser 3 procédés :

- variation de la fréquence f (utilisation d'un onduleur),
- variation du nombre de pôles (utilisation de deux bobinages statoriques à nombre de pôles différents),
- variation du glissement par action sur la tension d'alimentation.

Dans ce paragraphe nous allons nous intéresser à la variation de la tension d'alimentation du moteur qui peut être obtenue soit par autotransformateur, soit par gradateur. Ce procédé n'est utilisable en général que pour l'entraînement de charges dont le couple croît très vite avec la vitesse car pour les glissements importants, le fonctionnement est instable (fig. II. 5).

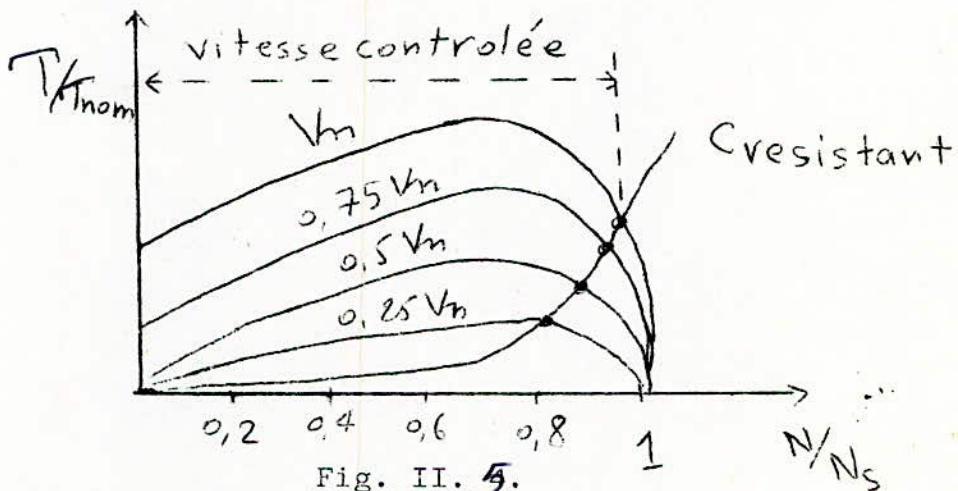


Fig. II. 5.

Ainsi ce réglage de la vitesse est surtout utilisé pour l'entraînement de pompes ou de ventilateurs dont le couple est sensiblement proportionnel au carré de la vitesse.

CHAPITRE III

MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE ALIMENTE PAR GRADATEUR -- EFFETS
DES HARMONIQUES.

CHAPITRE III.

MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE ALIMENTE PAR GRADATEUR.

- Effet des harmoniques.

Les inconvénients principaux du moteur asynchrone à cage est qu'il ne présente pas de possibilité de réglage de vitesse simple et absorbe un courant de démarrage excessif.

Pour garder les avantages du moteur asynchrone à cage tout en éliminant en partie ou totalement ses inconvénients on peut l'alimenter par une tension variable obtenue à partir d'un autotransformateur ou d'un gradateur.

Nous allons étudier le moteur asynchrone à cage alimenté par gradateur. En fait, il présente les avantages suivants par rapport à l'autotransformateur :

- Absence de contacts glissants.
- Dispositif moins encombrant et moins cher à puissances importantes.
- Ouverture sans rupture de courant donc sans surtension.
- Peut être utilisé facilement pour la commande de la vitesse du moteur asynchrone sur une plage dépendant de la puissance du moteur asynchrone utilisé (allant de $0,3 \Omega_s$ à $0,9 \Omega_s$ pour les faibles puissances). Mais le gradateur ne reste pas sans inconvénients vu qu'il introduit des harmoniques de courant et de couple qui modifient les performances du moteur asynchrone, ce que nous allons analyser dans ce chapitre.

III. 1 - 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 2π .

l'analyse harmonique montre que chacune de ces trois tensions est la superposition d'un fondamental et d'harmoniques d'ordres supérieurs donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 V'_1 &= \sum_{n=1}^{\infty} V_{mn} \sin (n \omega t + \varphi_n) \\
 V'_2 &= \sum_{n=1}^{\infty} V_{mn} \sin (n \omega t + \varphi_n - 2\pi/3) \\
 V'_3 &= \sum_{n=1}^{\infty} V_{mn} \sin (n \omega t + \varphi_n - 4\pi/3)
 \end{aligned}
 \tag{III. 1}$$

III. 2 - ORDRE DES HARMONIQUES :

Selon leur rang, les harmoniques sont classés en trois catégories :

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

Lorsque ces tensions sont appliquées à un moteur d'induction, les courants de phase résultants produisent des f.m.m statoriques tournantes.

III. 3 - HYPOTHESES ET METHODE D'ANALYSE :

III. 3.1 - HYPOTHESES

Pour l'analyse harmonique nous commençons par admettre que :

- chaque harmonique peut être traité séparément et les résultats de ses effets seront additionnés (principe de superposition, hypothèse liée à la non saturation).
- L'effet de chaque harmonique peut être étudié en lui associant un circuit équivalent propre dont les paramètres seront évalués séparément selon une méthode appropriée qui sera indiquée ultérieurement.
- L'effet de peau est pris en considération en calculant la résistance secondaire et la réactance de fuite du rotor à cage et ceci pour chaque harmonique de courant, ~~car les fils conducteurs statoriques sont de section réduite.~~ rotorique

- L'effet de peau est négligée dans le bobinage statorique et ceci pour chaque harmonique de courant car les fils conducteurs statoriques sont de section réduite

III. 3.2 - METHODE D'ANALYSE

La méthode d'analyse consiste à associer à chaque harmonique de tension un schéma équivalent dépendant de la fréquence de l'harmonique considéré et à partir de ce schéma équivalent nous pouvons déduire l'effet de l'harmonique sur les caractéristiques du moteur.

III. 4 - CALCUL DE LA FREQUENCE DES COURANTS SECONDAIRES :

Le $n^{\text{ième}}$ harmonique a pour fréquence $n f_1$, où f_1 est la fréquence d'alimentation du réseau, qui est la fréquence du fondamental, la vitesse synchrone correspondante sera égale à $n N_s$.

- glissement du fondamental : $g = \frac{N_s - N}{N_s}$

- glissement du $n^{\text{ième}}$ harmonique : $g = \frac{n N_s - N}{n N_s}$

d'où : $g_n = \frac{n \pm (1 - g)}{n}$ (III. 2)

La fréquence des harmoniques du courant secondaire est :

$$f_{2n} = g_n \cdot n \cdot f_1 = [n \pm (1 - g)] f_1 \quad (\text{III. 3})$$

Dans le fonctionnement normal du moteur asynchrone à cage le glissement est faible devant l'unité ($g \leq 0,03$) nous aurons :

$$g_n \simeq 1 \quad \text{d'où} \quad f_{2n} \simeq n f_1 = f_{1n} \quad (\text{III. 4})$$

III. 5 - SCHEMA EQUIVALENT CORRESPONDANT AUX HARMONIQUES DE COURANT

III. 5.1 - SCHEMA EQUIVALENT

Le schéma équivalent pour le fondamental est :

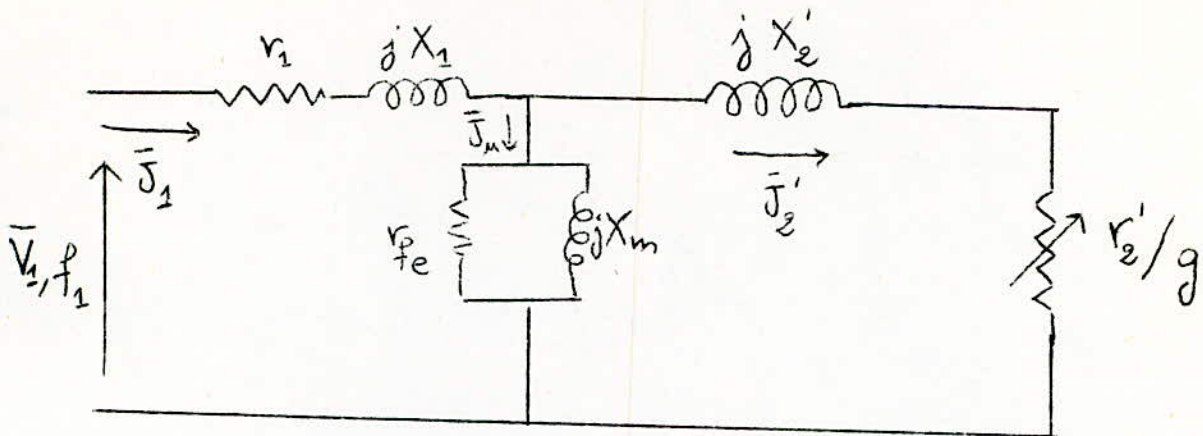


Fig. III. 1

Sachant que X'_2 et r'_2 sont très faibles par rapport à X_m et r_{fe} , et que le glissement du nième harmonique peut être approximé par un, car :

$$g_n = 1 + \frac{1 - g}{n} \approx 1.$$

Ainsi le circuit équivalent du n^{ième} harmonique peut être représenté sans erreurs appréciables par la fig. III. 2.

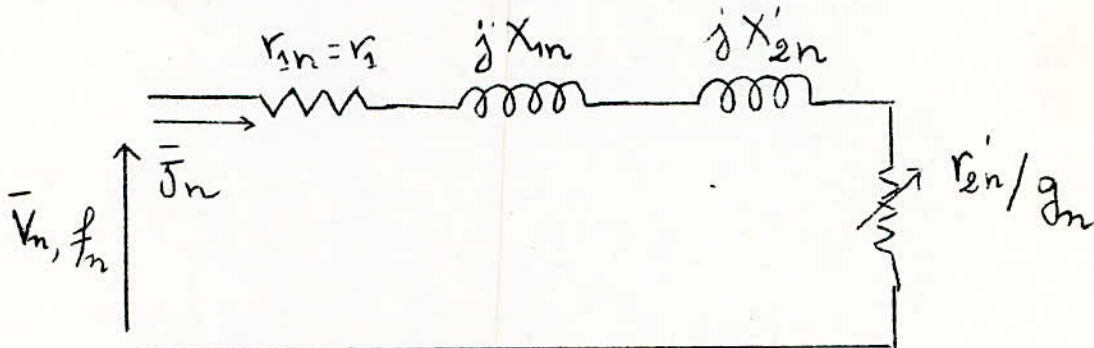


Fig. III. 2

III. 5.2 - CALCUL DES PARAMETRES DU CIRCUIT EQUIVALENT CORRESPONDANT A CHAQUE HARMONIQUE

Ces paramètres peuvent être calculés selon les hypothèses suivantes :

- absence de saturation donc $L_1 = c^{te}$

où $L_1 =$ inductance d'une phase statorique.

ainsi : $X_{1n} = 2 \pi L_1 f_{1n}$

$$L_1 = \frac{X_1}{2 \pi f_1}$$

d'où $X_{1n} = n X_1$ (III. 5)

- L'effet de peau n'est pris en considération que pour le rotor et à la fréquence f_{2n} ($n > 1$).

- La résistance du rotor r'_2 et la réactance de fuite du ~~stator~~ rotor sont des fonctions complexes de la fréquence des courants du $n^{\text{ième}}$ harmonique. Pour simplifier nous supposons que :

- L'encoche rotorique du type profonde et la barre de section rectangulaire.

- La résistance de la partie frontale de la barre négligeable.

- Nous pouvons exprimer la résistance r'_2 et la réactance x'_2 de la façon suivante :

$$r'_{2n} = k_r r'_2$$

$$x'_{2n} = k_x x'_2 \quad \text{(III. 6)}$$

où :

r'_2 = résistance de l'enroulement rotorique pour une répartition uniforme du courant suivant la section du conducteur.

x'_2 = réactance de fuite du rotor évaluée à la fréquence $f_2 = f_1$.

k_r , k_x : sont des coefficients qui tiennent compte respectivement de la résistance r'_2 et la réactance x'_2 par suite du refoulement du courant (effet de peau).

L'analyse de cette question montre que : [8]

$$k_r = y \frac{\text{Sh } 2y + \text{Sin } 2y}{\text{Ch } 2y - \text{Cos } 2y}$$

et

$$k_x = \frac{3}{2y} \frac{\text{sh } 2y - \text{Sin } 2y}{\text{Ch } 2y - \text{Cos } 2y} \quad \text{(III. 7)}$$

avec
$$y = h \cdot \sqrt{\pi \mu_0 \frac{b_b}{b_e} \cdot \frac{f_{2n}}{\rho}}$$

où :

μ_0 : perméabilité magnétique du vide = $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m

b_e : largeur de l'encoche

b_b : largeur de la barre

h : hauteur de la barre (m)

ρ : résistivité du matériau de la barre ($\Omega \cdot m$)

Nous remarquons que y est une grandeur sans dimension.

Si $b_e = b_b$ nous aurons :
$$y = h \sqrt{\pi \mu_0 \frac{f_{2n}}{\rho}} \quad (\text{III. 8})$$

or $f_{2n} = n f_1$ par suite
$$y = h \cdot \sqrt{\frac{\pi \mu_0 f_1}{\rho}} \sqrt{n} = K \sqrt{n}$$

Ainsi, la réactance x'_{2n} correspondant au $n^{\text{ième}}$ harmonique sera :

$$x'_{2n} = n x''_{2n} = k_x \cdot n \cdot x'_2 \quad (\text{III. 9})$$

d'où les paramètres du schéma équivalent :

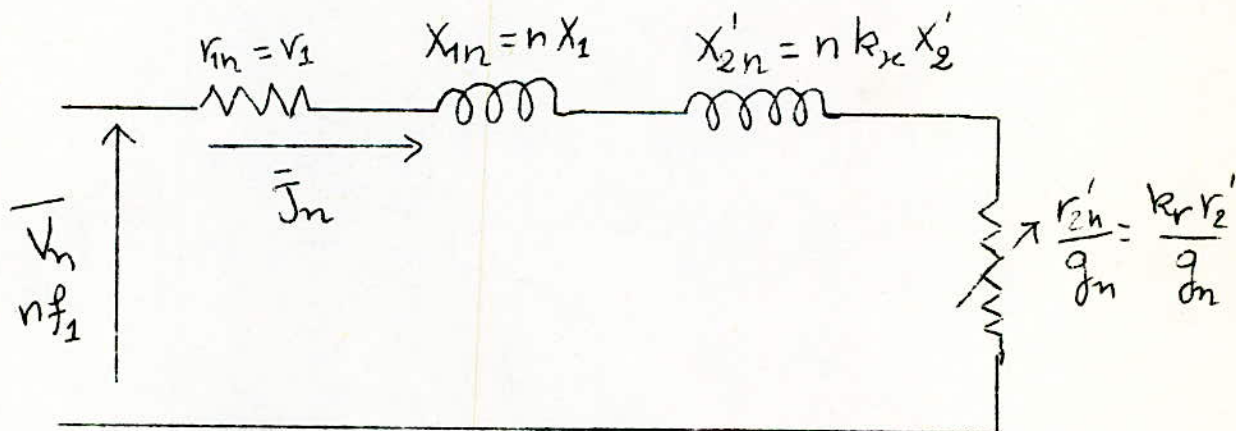


Fig. III. 3

Remarque :

Pour la détermination de X_1 et X'_2 nous utilisons l'hypothèse d'Alger :

$$X'_2 \simeq X_1 \quad \text{et} \quad X'_2 + X_1 = X_{1\delta}$$

soit :

$$X'_2 = X_1 = \frac{X_{1\delta}}{2}$$

III. 6 - EFFET DES HARMONIQUES SUR LE COUPLE :

III. 6.1 - HARMONIQUE D'ORDRE $6k + 1$

Les harmoniques d'ordre $6k + 1$ créent une f.m.m qui tourne dans le même sens que le fondamental donc un couple

T_{6k+1} (dû à l'action de ce champ tournant statorique sur le courant qu'il induit au rotor).

La valeur de ce couple est donnée par :

$$T_n = \frac{3r'_{2n} J_n^2}{\Omega_s n g_n} = \frac{3k_r r'_2 J_n^2}{n \Omega_s g_n}$$

(dédit du schéma équivalent fig. III. 3).

d'où

$$T_n = \frac{3k_r r'_2 V_m^2}{n \Omega_s g_n \left[(n_1 + k_r r'_2)^2 + n^2 (x_1 + k_r x'_2)^2 \right]} \quad (\text{III. 10})$$

où $n = 6k + 1 \quad k \in \mathbb{N}$

et $g_n = 1 - \frac{1 - g}{6k + 1} < 1 \quad (\text{III. 11})$

III. 6.2 - HARMONIQUES D'ORDRE $6k - 1$:

Les harmoniques de courant d'ordre $6k - 1$ créent un champ tournant inverse, donc chaque système d'harmoniques d'ordre $6k - 1$ crée un couple agissant dans le sens inverse (couple de freinage) par rapport à celui créé par le fondamental.

La valeur du couple est toujours donnée par l'expression (III. 10)

où :

$$n = 6k - 1$$

$$\text{et } g_n = 1 + \frac{1 - g}{6k - 1} > 1 \quad (\text{III. 12})$$

III. 6.3 - 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 paire d'harmoniques relative à une même valeur de k crée un couple résultant qui s'ajoute **ou** se retranche du couple dû au fondamental.

$$\tau_r = \tau_1 + \sum_{k=1}^{\infty} (\tau_{6k+1} - \tau_{6k-1}) \quad (\text{III. 13})$$

Le couple $\tau_{6k+1} < \tau_{6k-1}$ d'où

$$\sum_{k=1}^{\infty} (\tau_{6k+1} - \tau_{6k-1}) < 0$$

$$\text{d'où } \tau_r < \tau_1.$$

III. 7 - EFFET DES HARMONIQUES PAR L'INTRODUCTION DES PERTES SUPPLEMENTAIRES :

III. 7.1 - HARMONIQUES DE RANG 6k ± 1

Les pertes supplémentaires introduites par chaque harmonique peuvent être évaluées en considérant le schéma équivalent correspondant à chaque harmonique indépendant l'un de l'autre, les pertes totales seront égales à la somme des pertes introduites par chaque harmonique.

D'après le schéma équivalent de la fig. III. 3 nous avons :

$$J_n^2 = \left(\frac{V_n}{Z_n} \right)^2 = \frac{V_n^2}{\left(r_1 + \frac{r'_{2n}}{g} \right)^2 + (x_{1n} + x'_{2n})^2}$$

comme $g_n = 1$ soit r_1 et r'_{2n} faibles devant X_{1n} et X'_{2n}

d'où :

$$J_n^2 = \frac{V_n^2}{(X_{1n} + X'_{2n})^2}$$

Les pertes introduites par chaque harmonique d'ordre $6k \pm 1$ sont :

$$W_n = 3 J_n^2 (r_1 + r'_{2n}) \quad n = 6k \pm 1$$

soit

$$W_n = \frac{3V_n^2 (r_1 + r'_{2n})}{(X_1 + X'_{2n})^2} \quad \text{(III. 14)}$$

III. 7.2 - HARMONIQUES DE RANG $3k$:

Vu que les harmoniques de courant de rang $3k$ ne créent pas de champ tournant, leurs effets sur le moteur asynchrone se manifestent seulement sur l'introduction des pertes joules au niveau du stator soit :

$$W_{3k} = 3 r_1 J_{3k}^2$$

soit

$$W_{3k} = \frac{3r_1 V_{3k}^2}{r_1^2 + X_{1,3k}^2}, \quad k = 1, 3, 5, \dots \quad \text{(III. 15)}$$

d'où les pertes totales seront :

$$W_t = W_{6k+1} + W_{6k-1} + W_{3k}$$

III. 8 - EFFET DES HARMONIQUES SUR LE RENDEMENT :

Vu que les harmoniques de courant contribuent à la diminution du couple et à l'introduction des pertes joules supplémentaires, le rendement diminue.

III. 9 - EFFETS DES HARMONIQUES SUR LE FACTEUR DE PUISSANCE :

D'après le schéma équivalent de la fig. (III. 3) nous avons les réactances correspondantes à chaque harmonique qui sont supérieures à celles du fondamental ce qui a pour effet une demande supplémentaire d'énergie réactive donc une diminution du facteur de puissance.

CHAPITRE IV

ETUDE EXPERIMENTALE.

CHAPITRE IV.

ETUDE EXPERIMENTALE.

IV. 1 - MOTEUR ASYNCHROME A CAGE ALIMENTE PAR UNE TENSION SINUSOIDALE :

IV. 1.1 - Identification du moteur asynchrone à cage

a) Plaque signalétique :

moteur asynchrone LEROY

$$P = 4,5 \text{ kW} \quad ; \quad U = 220/380 \text{ V} \quad ; \quad I = 16/9,2 \text{ A}$$
$$\cos \varphi = 0,84$$

$$\eta = 86\% \quad ; \quad N = 1.460 \text{ tr/mn} \quad ; \quad f = 50 \text{ Hz}$$

nombre de phases = 3

b) Grandeurs mesurées :

- résistance d'une phase statorique mesurée à chaud $r_1 = 0,8 \Omega$
- pertes mécaniques : elles sont considérées constantes dans la plage de variation de la vitesse : $P_{\text{méc}} = 80 \text{ W}$
- pertes fer : sont variables avec la tension :
à $U = 220 \text{ V}$, $P_f = 320 \text{ W}$

c) Paramètres du schéma équivalent :

Ce sont ceux du schéma équivalent de la fig. II. 2b. Ils sont obtenus à partir des essais à puissance réduite :

- essai à vide : $X_{1t} = \frac{3 V_1^2}{Q_{1v}}$ soit $X_{1t} = \frac{3 \times 220^2}{3 \times 450} = 42 \Omega$

- essai en court-circuit ($g = 1$) :

$$X_{1\gamma} = \frac{Q_{1c}}{3 J_{1c}^2} \quad \text{soit} \quad X_{1\gamma} = \frac{925}{3 \times 9^2} = 3,8 \Omega$$

$$r'_2 = \frac{P_{1ce}}{3 J_{1c}^2} - r_1 \quad \text{soit} \quad r'_2 = \frac{560}{3 \times 9^2} - 0,8 = 1,5 \Omega$$

- calcul de la résistance équivalente aux pertes fer r_{fe} :

$$r_{fe} = \frac{P_f}{3 (I_{u0} \cos \varphi_0)^2} \quad \text{soit} \quad r_{fe} = \frac{320}{3 \times (3,5 \times 0,24)^2} \approx 150 \Omega$$

D'où les paramètres du schéma équivalent de la fig. II.2b : (obtenus à partir de celui de la fig. II.2a)

$$X_{1\gamma} = 3,8 \Omega ; R_u = 12 \Omega , X_u = 40 \Omega , r'_2 = 1,5 \Omega$$

IV. 1.2 - Détermination des caractéristiques du moteur asynchrone à partir du schéma équivalent

Pour cela nous avons utilisé les résultats déterminés au chapitre II.

a) Caractéristique mécanique $T(g)$

$$T = \frac{3 V_1^2}{157 (10g + 1,6 + 1,5/g)} \quad (\text{m} \cdot \text{N}).$$

Pour les faibles glissements T est proportionnel à g :

$$\text{Soit} \quad T \approx 610 g \quad (\text{N} \cdot \text{m})$$

- Calcul du couple maximum :

$$\text{L'expression (II. 7) donne : } g_m = \frac{1,5}{\sqrt{0,8^2 + 3,8^2}} = 38\%$$

L'expression (II. 8) donne à $V_1 = 220 \text{ V}$:

$$T_{\max} = \frac{3 \times 220^2}{2 \times 157 (0,8 + \sqrt{0,8^2 + 3,8^2})} = 98 \text{ N} \cdot \text{m}$$

- Calcul du couple nominal :

Il est donné par :

$$T_{\text{nom}} = \frac{P_{\text{nom}} + P_{\text{mec}} + P_{J\text{Rnom}}}{s}$$

Soit :

$$T_{\text{nom}} = \frac{4\,500 + 80 + 3 \times 1,5 \times 9,2^2}{157} = 32,6 \cdot \text{N} \cdot \text{m}$$

D'où le coefficient de stabilité :

$$k_s = \frac{T_{\max}}{T_{\text{nom}}} = \frac{98}{32,6} \approx 3$$

Ainsi nous avons une bonne stabilité pour le moteur asynchrone étudié.

- Calcul du **couple** de démarrage T_d à $V_1 = 220 \text{ V}$

Il est obtenu en faisant $g = 1$ dans l'expression II. 6.

$$\text{Soit } T_d = \frac{3 \times 220^2}{157 (15/1,5 + 1,6 + 1,5)} = 70,6 \text{ N} \cdot \text{m}.$$

D'où le rapport :

$$\frac{T_d}{T_{\text{nom}}} = \frac{70,6}{32,6} \approx 2,1$$

Couple de démarrage à $V_1 = 160 \text{ V}$:

$$T'_d = \frac{3 \times 160^2}{157 \left(\frac{15}{1,5} + 1,6 + 1,5 \right)} = 37,3 \text{ N} \cdot \text{M}$$

d'où le rapport :

$$\frac{T'_d}{T_{\text{nom}}} = \frac{37,3}{32,6} \approx 1,13 \quad \text{ce qui donne un bon couple}$$

de démarrage sous cette tension réduite.

b) Caractéristique électromécanique $J_1(g)$ (fig. IV.11)

L'expression II. 13 donne le courant de phase pour une tension d'alimentation fixée :

soit :

$$J_1(g) = V_1 \cdot \sqrt{\frac{(12,8 + 1,5/g)^2 + 1918}{(12(0,8 + 1,5/g) - 152)^2 + (45,6 + 40(0,8 + 1,5/g))^2}}$$

Le courant de magnétisation J_0 correspond à $g \simeq 0$ (c'est-à-dire V_2/g infinie : branche ouverte).

$$\text{Soit } J_0 = \frac{V_1}{41,7} \quad (\text{A})$$

$$\text{pour } V_1 = 220 \text{ V} \quad ; \quad J_0 = 5,27 \text{ A}$$

$$V_1 = 160 \text{ V} \quad ; \quad J_0 = 3,8 \text{ A}$$

- Courant de démarrage pour $V_1 = 220 \text{ V}$:

Il est obtenu pour $g = 1$ dans l'expression de $J_1(g)$

$$\text{Soit } I_{\text{dnom}} = 54 \text{ A}$$

$$\text{d'où le rapport } \frac{I_{\text{dnom}}}{I_{\text{nom}}} = \frac{54}{9,2} = 6$$

- pour $V_1 = 160 \text{ V}$ nous avons : $I'_d = 39 \text{ A}$.

$$\text{Soit } \frac{I'_d}{I_{\text{nom}}} = \frac{39}{9,2} = 4,2$$

c) Caractéristique $\cos \varphi = f(g)$ (fig. IV.11)

Le facteur de puissance $\cos \varphi$ est obtenu à partir de la relation (II. 14.)

$$\cos \varphi (g) = \cos \left[\text{Arctg} \frac{45,6 + 40 (0,8 + 1,5/g)}{12 (0,8 + 1,5/g) - 152} - \text{Arctg} \frac{43,8}{12,8 + 1,5/g} \right]$$

$$\begin{aligned} \text{pour } g \simeq 0 \quad \cos \varphi_0 &= \cos \text{Arctg} \frac{40}{12} \\ &= \cos 73^\circ \\ &= 0,28 \end{aligned}$$

Nous remarquons qu'à partir des hypothèses établies, le $\cos \varphi$ est indépendant de la tension d'alimentation.

Nous remarquons aussi que $\cos \varphi$ tend vers la valeur limite $\cos \varphi_e = 0,95$ quand g augmente.

d) Caractéristique du rendement $\eta(g)$ (fig. IV.6)

Il est donné par la relation (II. 15). Pour chaque point de fonctionnement, nous avons déterminé J_1 et $\cos\varphi$ avec les pertes mécaniques et les pertes fer connues. Les meilleurs rendements sont obtenus pour une vitesse proche de la vitesse nominale.

IV. 1.3 - Détermination des caractéristiques du moteur à partir des essais effectués sous tension sinusoïdale

- Schéma du montage : il est donné sur la fig. IV. 1.

- Essais effectués :

Nous avons effectué les essais pour les deux couplages Δ et y et relevé ainsi les caractéristiques $I_s(g)$; $T(g)$, $\cos\varphi(g)$ et $\eta(g)$ pour différentes tensions afin de les comparer à celles obtenues avec l'insertion du gradateur.

Ces caractéristiques sont représentées par les fig. IV. 2 à IV. 5.

a) Caractéristiques $T_u(g)$ fig. IV. 4.

Les couples élevés sont obtenus pour les vitesses les plus réduites.

b) Caractéristique $I_s(g)$ fig. IV.8

Le courant augmente avec le glissement pour atteindre sa valeur maximale pour $g = 1$. La variation de la tension ne modifie pas l'allure de cette caractéristique.

c) Caractéristique $\eta(g)$ fig. IV. 5

Le rendement η est nul à vide puis devient presque constant pour le régime de fonctionnement proche du régime nominal ($g_{\text{nom}} = 4\%$). Ce qui est tout à fait attendu.

d) Caractéristique $\cos\varphi(g)$ fig. IV.3

Le facteur de puissance augmente avec la tension à glissement constant. Pour une tension fixée, il croît avec le glissement pour devenir presque constant aux environs du point de fonctionnement nominal.

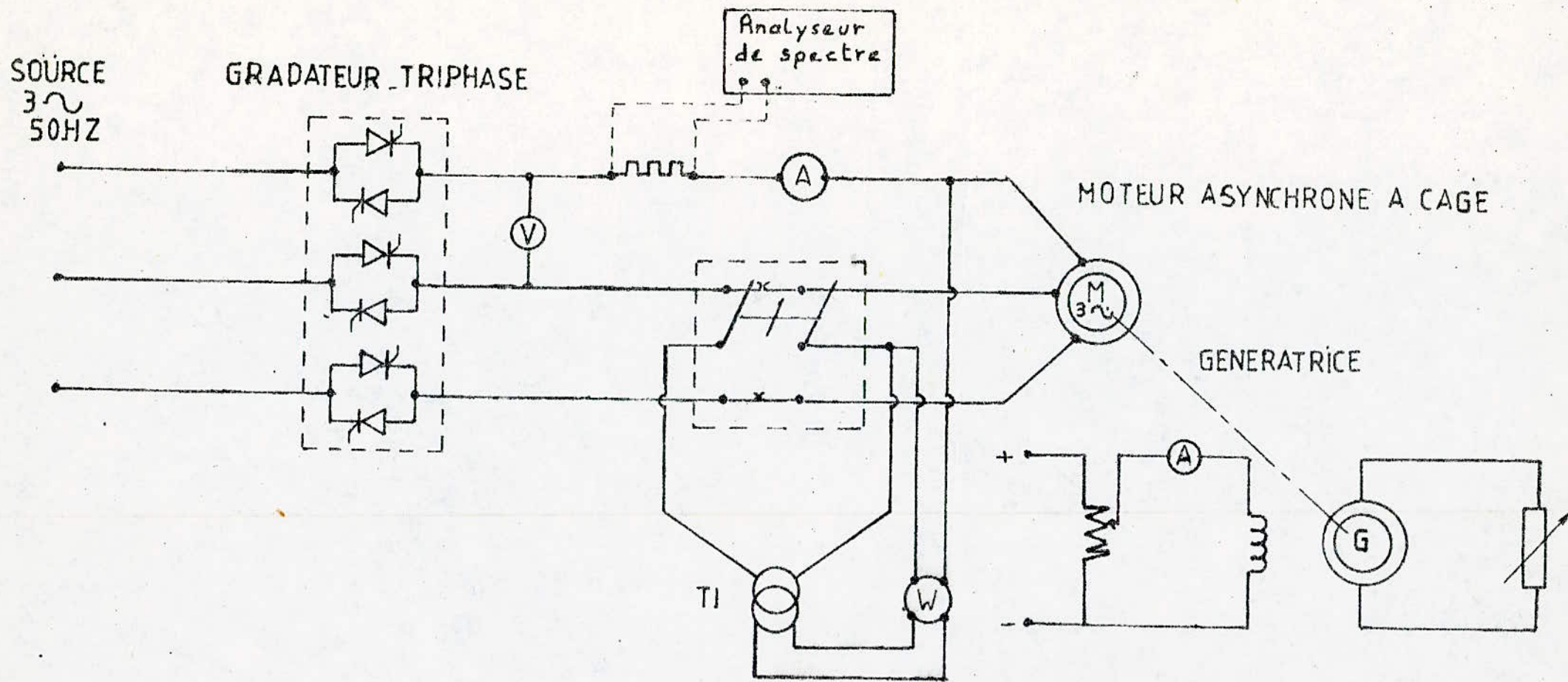


fig IV. 1 : MONTAGE UTILISE

IV. 2 - MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE ALIMENTE PAR UN GRADATEUR :

Dans cette partie, nous avons alimenté le moteur asynchrone par l'intermédiaire du gradateur suivant des couplages appropriés.

IV. 2.1 - Caractéristiques du gradateur : [2]

- Gradateur triphasé à thyristors type SKT 100
- Tension d'entrée du gradateur : $U = 220 \text{ V}$
- Tension de sortie du gradateur : 0 à 220 V
- Commande par l'angle d'amorçage des thyristors.

IV. 2.2 - Essais effectués

Nous avons effectué les essais pour les couplages possibles. Un analyseur de spectre nous a permis de relever les spectres des différents harmoniques de courant et de visualiser les formes d'onde pour le courant et pour la tension.

Les montages utilisés sont ceux de la fig. I. 1a et I. 1b

IV. 2.3 - Interprétation des résultats obtenus et comparaison avec ceux obtenus sans gradateur

a) Caractéristique mécanique T_u (g) (fig. IV. 7)

D'après ces caractéristiques, nous constatons que les couples obtenus avec gradateur sont inférieurs à ceux obtenus sans gradateur pour un point de fonctionnement donné. Cette différence s'accroît au fur et à mesure que l'angle d'amorçage (α) augmente (c'est-à-dire V diminue). Cet écart (tout de même peu important) est dû aux harmoniques d'ordre supérieurs qui créent des couples antagonistes à celui créé par le fondamental. L'importance des harmoniques se limite pratiquement à l'harmonique 5 qui crée un couple opposé au fondamental et l'harmonique 7 qui crée un couple de même sens que le fondamental.

b) Caractéristique électromécanique I_s (g) (fig. IV. 8a et b)

- Montage du circuit de la branche contrôlée de la fig. I. 1b

D'après les caractéristiques correspondantes au couplage de la

branche contrôlée de la fig. I. 1b, nous remarquons que les courants de ligne avec gradateur sont inférieurs à ceux sans gradateur pour un point de fonctionnement donné alors que les courants de phase sont supérieurs à leurs homologues sans gradateur, car les courants de phase contiennent les harmoniques triples qui font que leurs valeurs efficaces augmentent, alors que les courants de ligne ne contiennent pas d'harmoniques triples, par suite $I_{\text{ligne}} < \sqrt{3} J_{\text{phase}}$. A l'aide de l'analyseur de spectre, nous avons relevé les harmoniques pour les courants de ligne et de phase (fig. IV. 12a et b). [Voir Fig - IV. 8. b et IV. 14]

- Montage du circuit de la branche contrôlée de la fig. I. 1a

D'après la fig. IV. 8a, les courants avec gradateur sont supérieurs à ceux obtenus sans gradateur car ces derniers contiennent des harmoniques d'ordre 3.

c) Caractéristique de rendement $\eta(g)$ - Fig IV-10

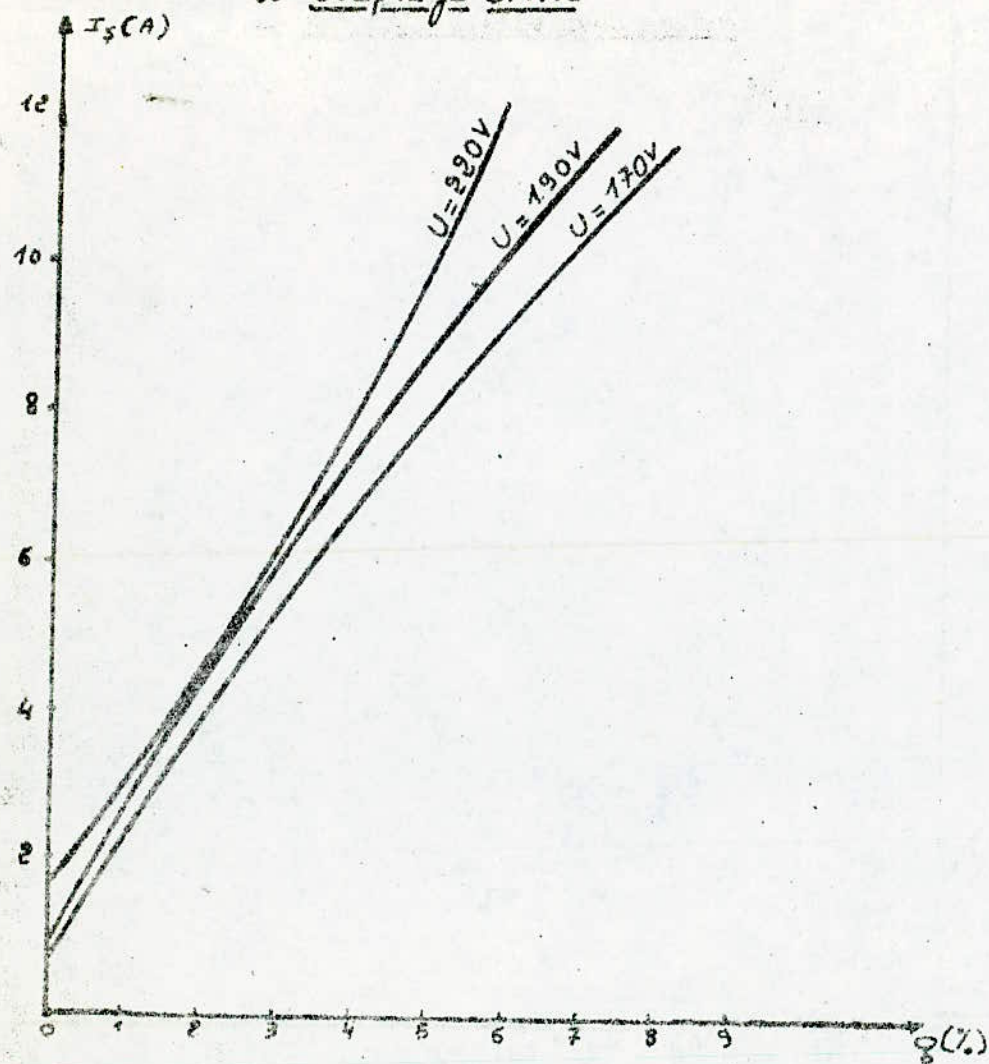
A glissement donné, les rendements obtenus avec gradateur sont inférieurs à ceux obtenus sans gradateur, cela est dû aux pertes supplémentaires introduites par les harmoniques de courant.

d) Caractéristiques de $\cos \varphi = f(g)$ - Fig IV. 9

A glissement et à tensions données, les harmoniques de courant ont pour effet de réduire le facteur de puissance sans déformer l'allure de $\cos \varphi = f(g)$ par rapport à celle obtenue sans gradateur mais cette réduction est relativement faible.

Fig IV. 2 : caracteristiques $I_s(q)$ pour différentes tensions (sans gradate)

a - couplage étoile



b - couplage triangle

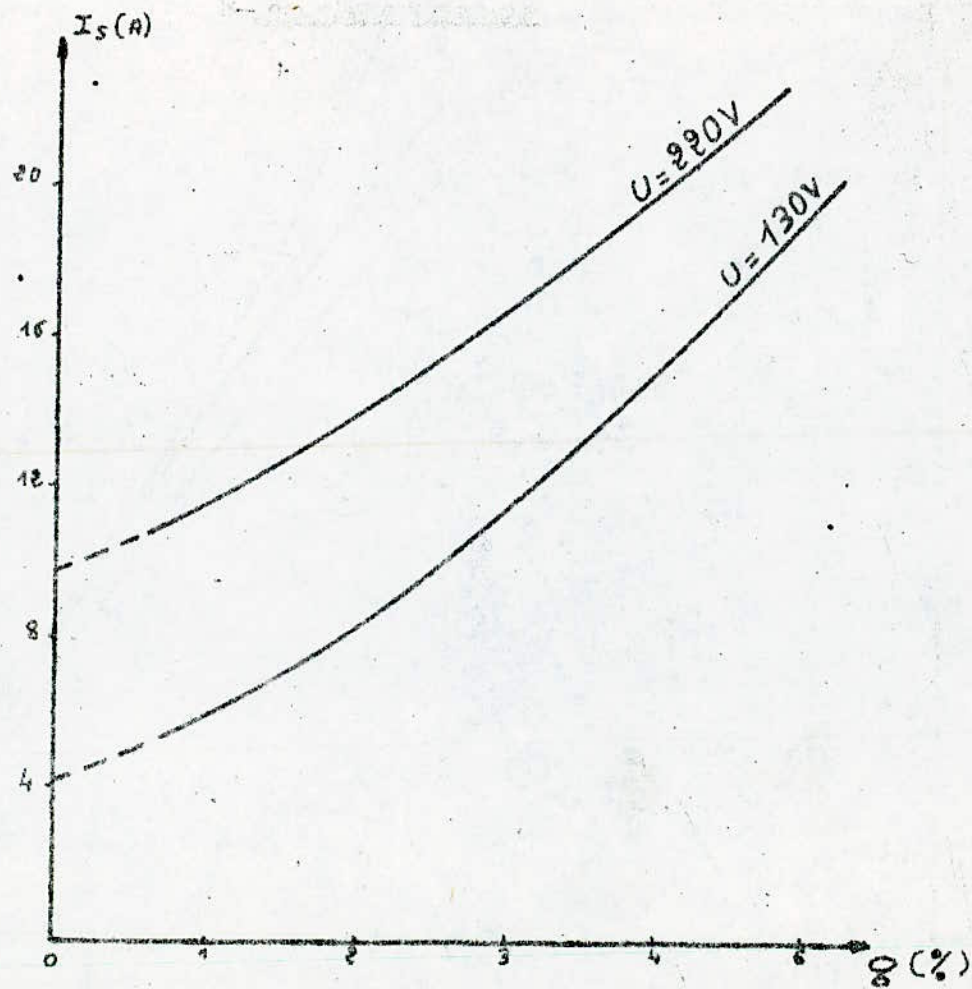


Fig IV. 3 : caractéristiques $\cos\varphi(g)$ pour différentes tensions

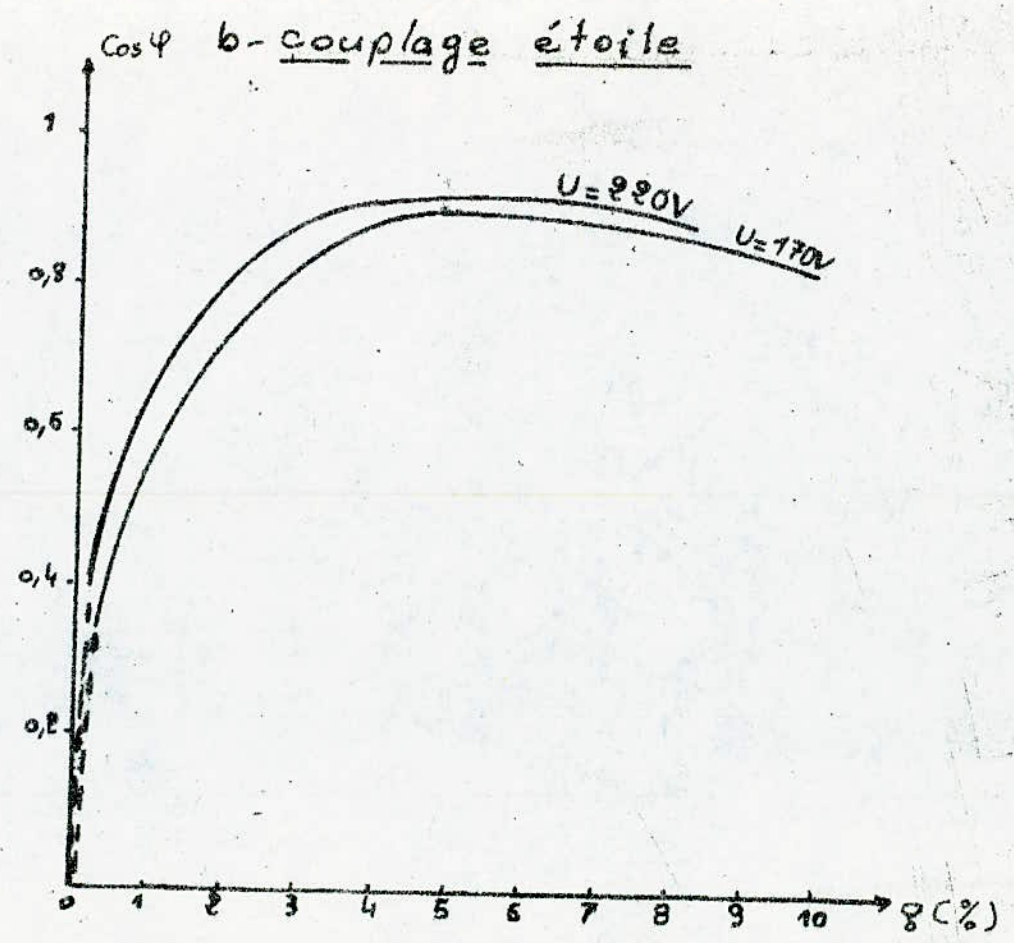
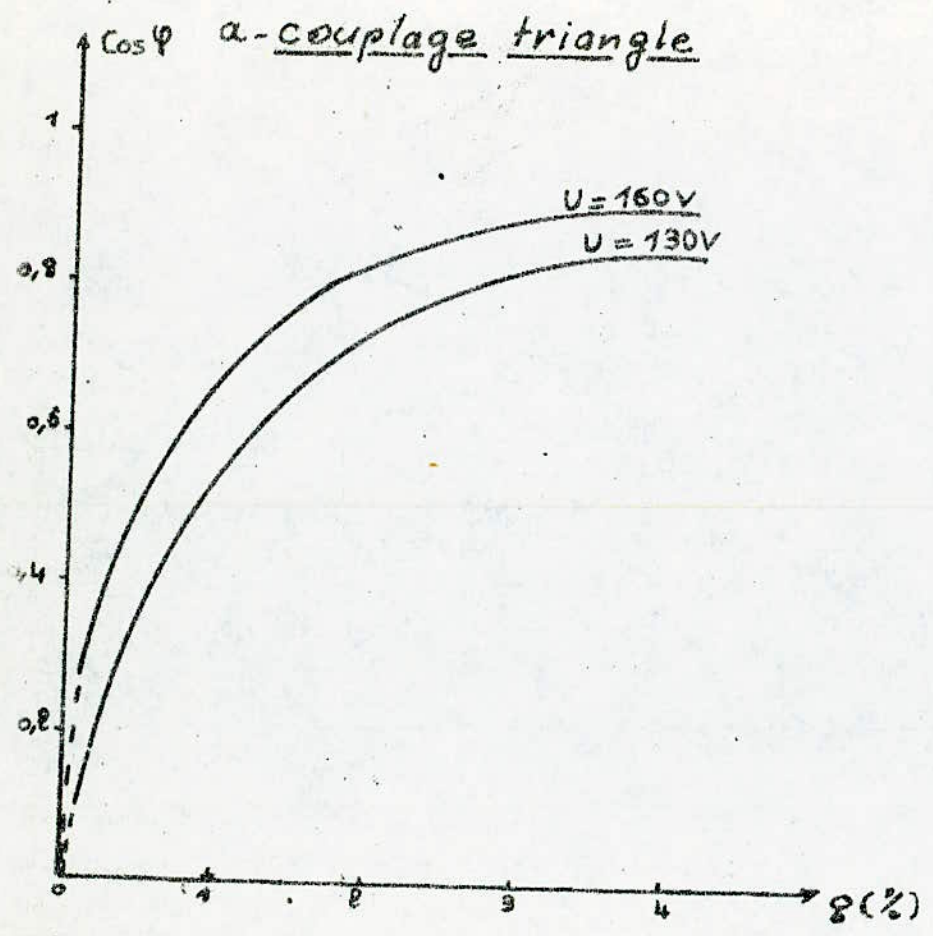


fig IV.4 : Caracteristiques $T_u(\rho)$ pour differentes tensions
sans gradateur

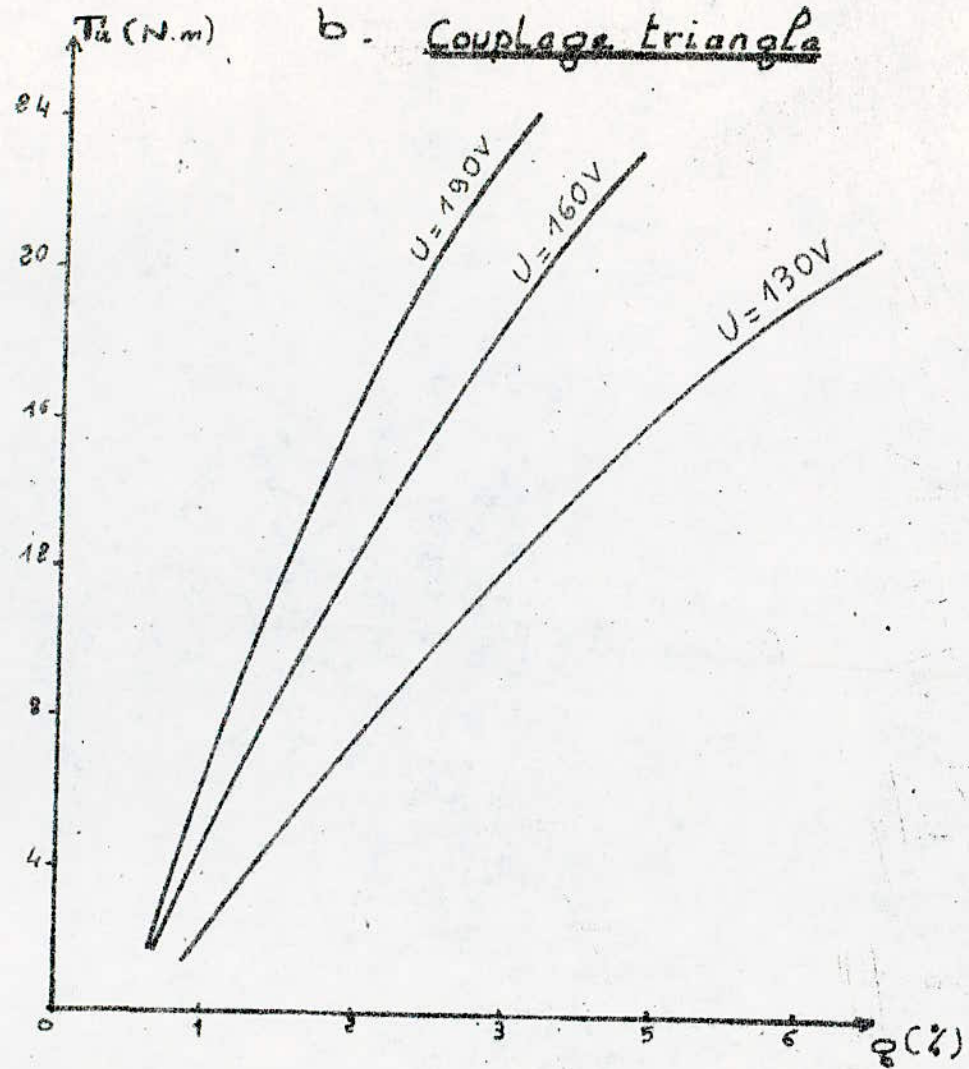
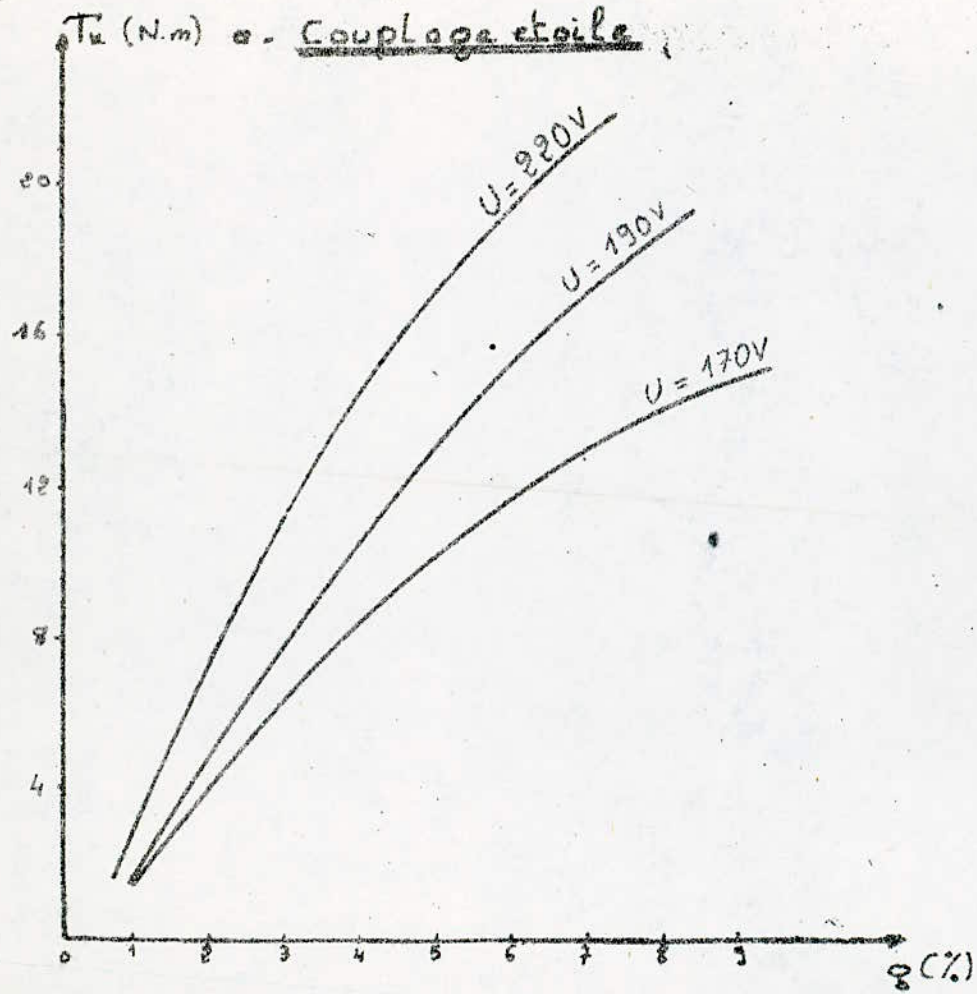


fig II.5. Caractéristiques η pour différentes tensions
sans gradateur

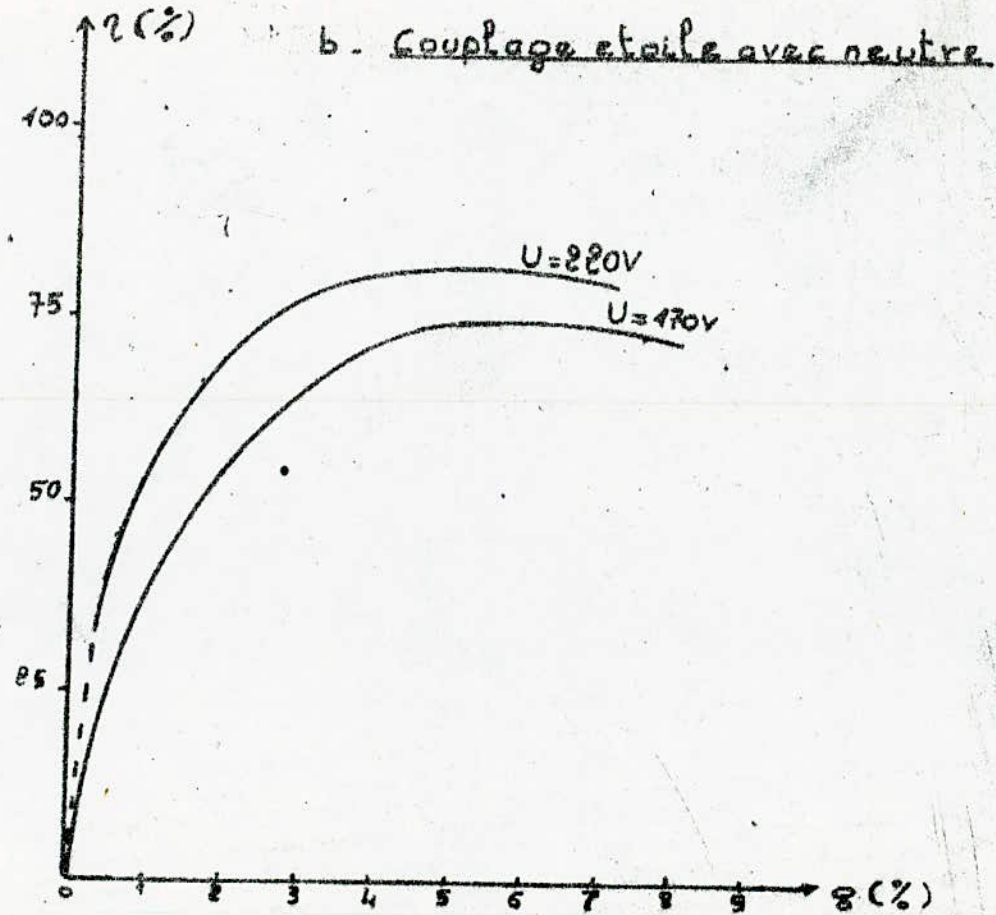
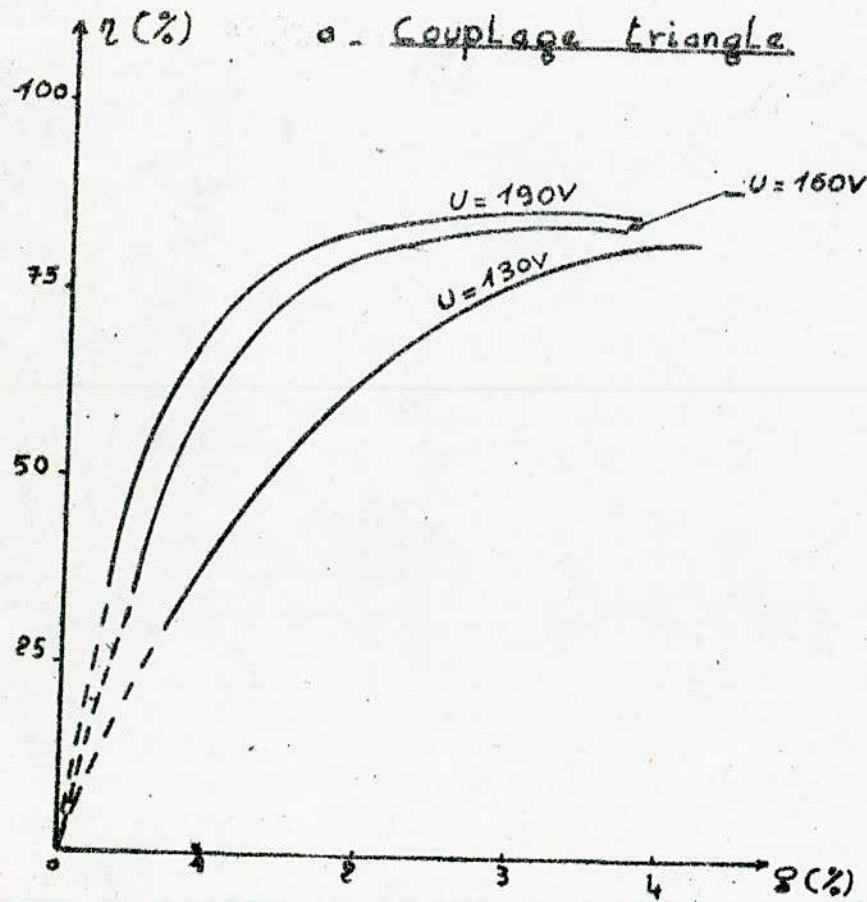
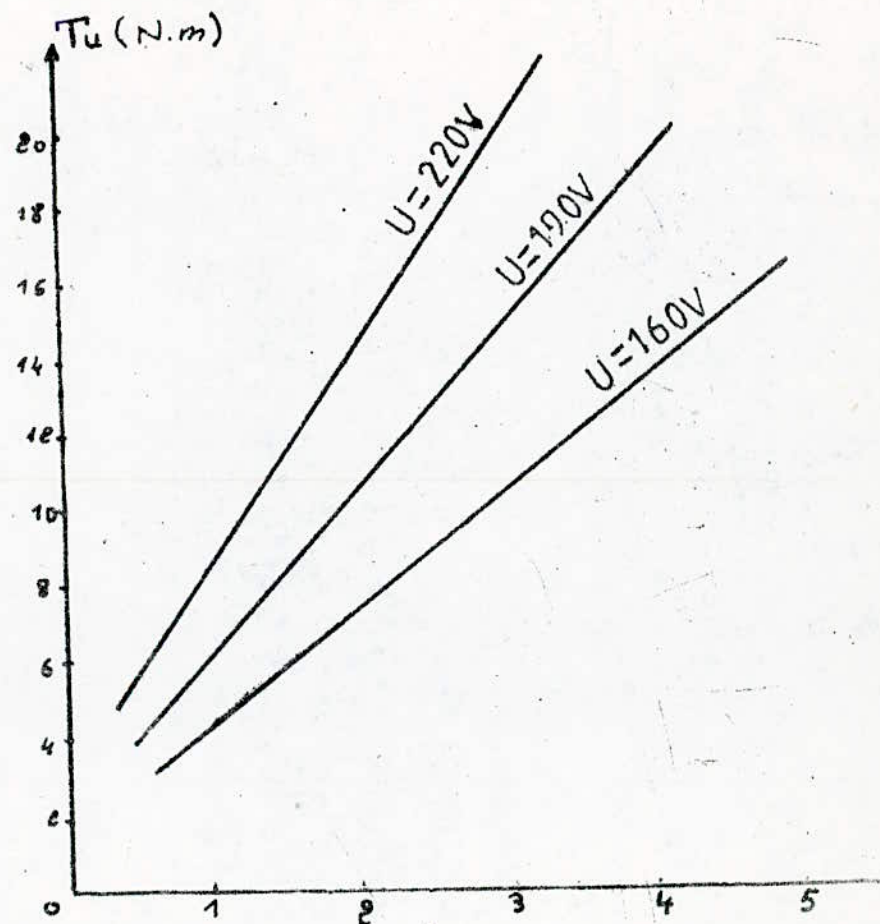
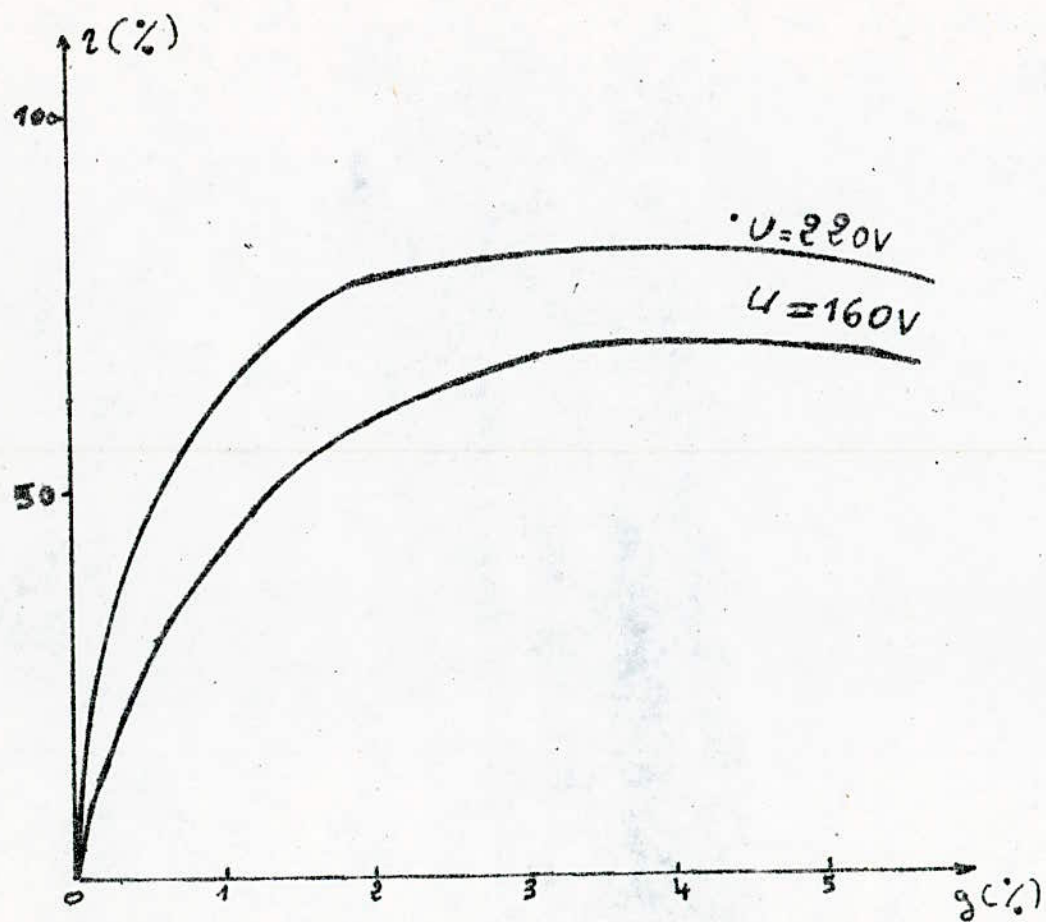


Fig IV. 6: caracteristiques $\eta(g)$ et $T_u(g)$ pour différentes tensions pré-déterminées
à partir du schéma équivalent du moteur asynchrone à cage



— sans gradateur Fig IV.7 caracteristiques $T_u(q)$ pour differentes tensions
 --- avec gradateur

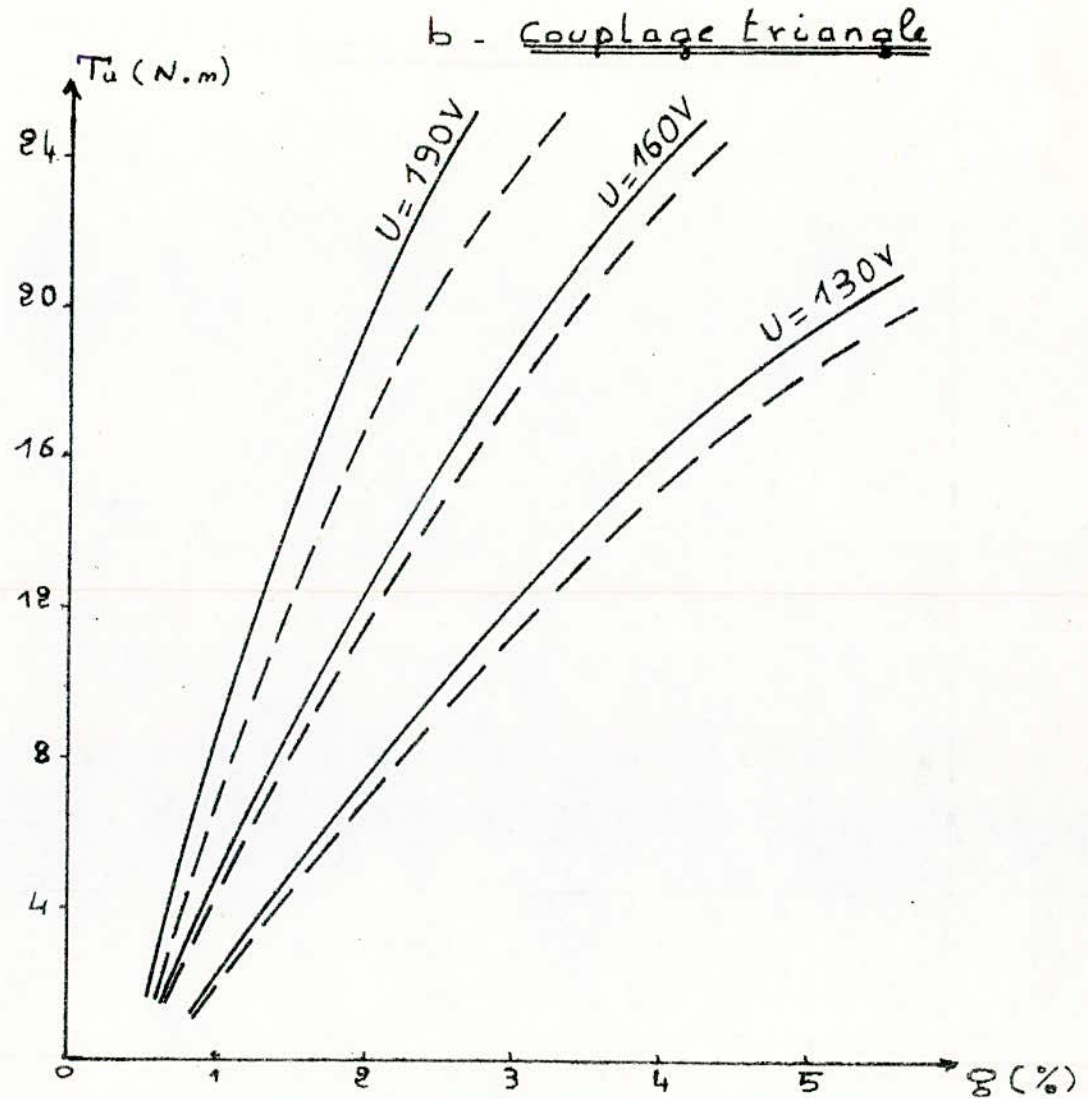
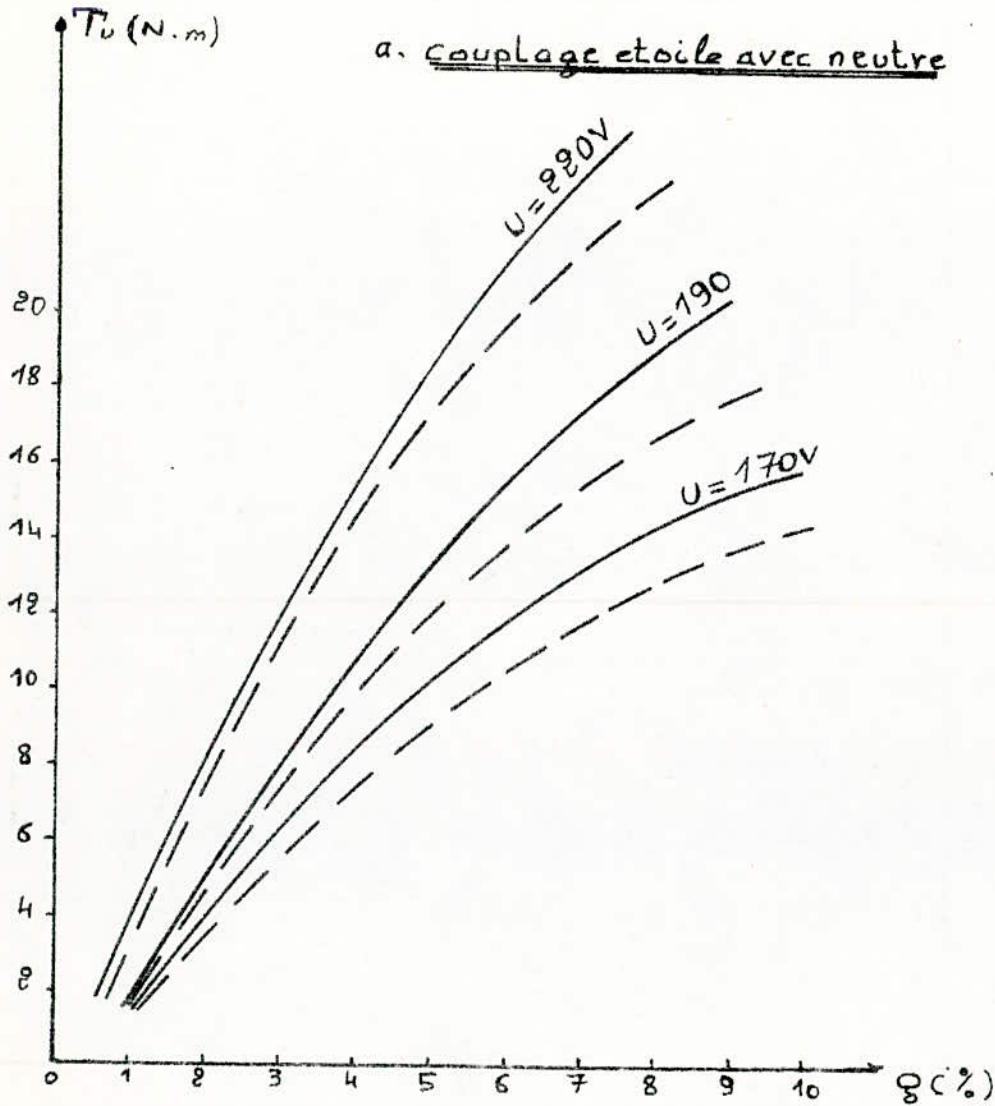
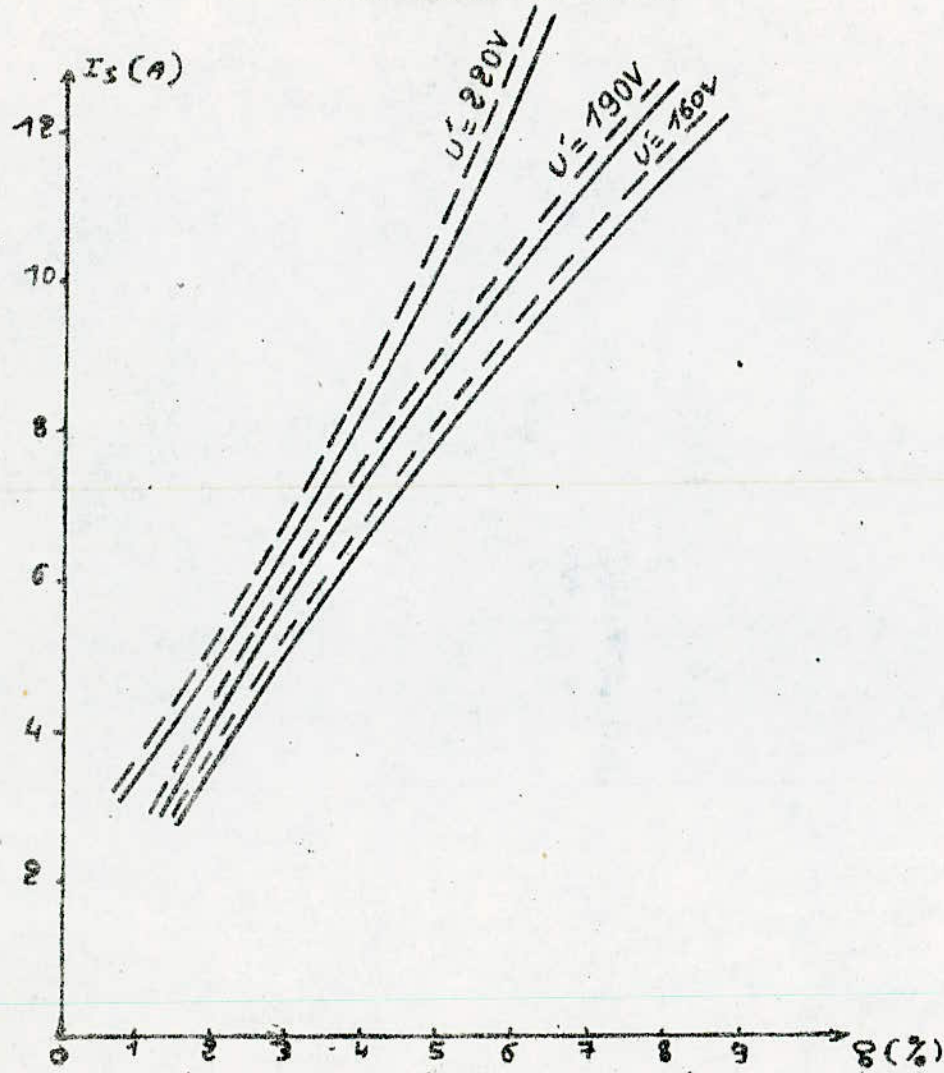


Fig IV.8 : caracteristiques $I_s(q)$ pour différentes tensions

-- avec gradateur
 — sans gradateur

a - étoile avec neutre



b - couplage triangle

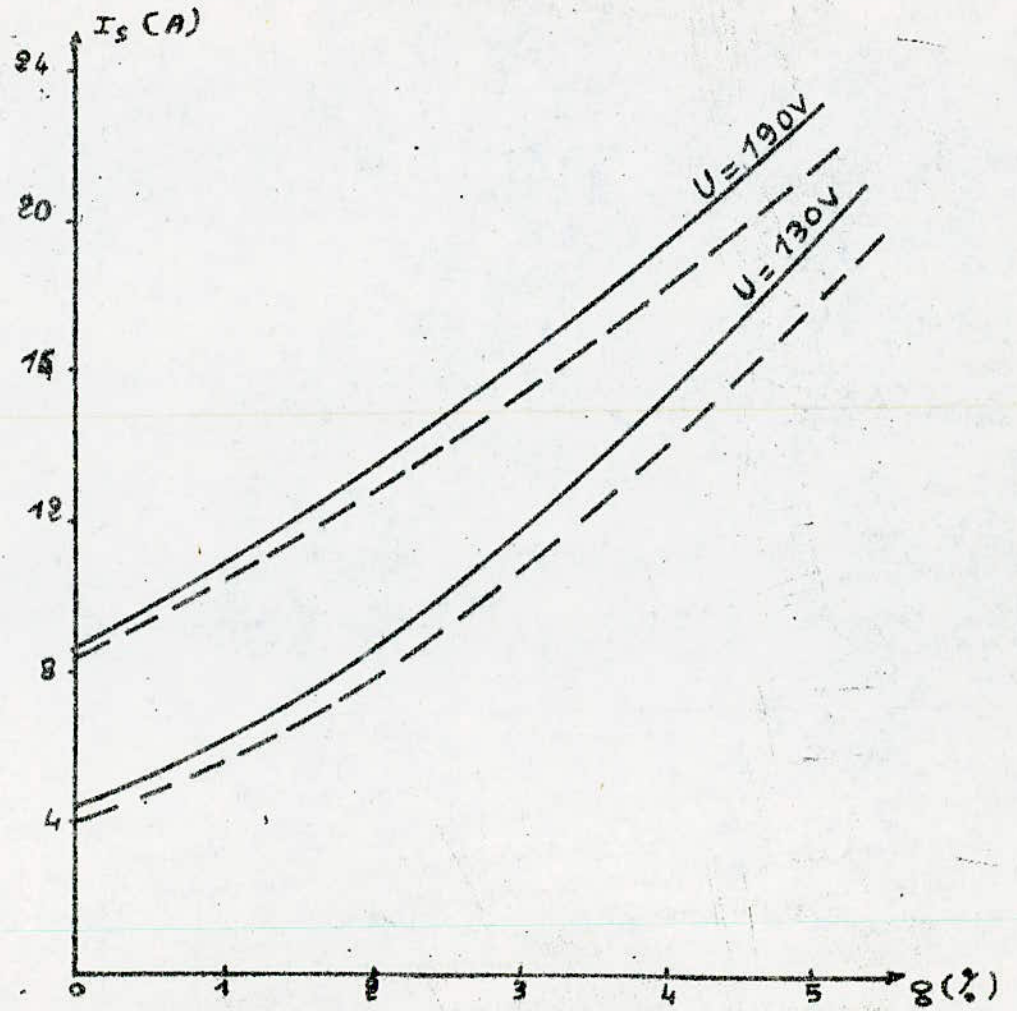
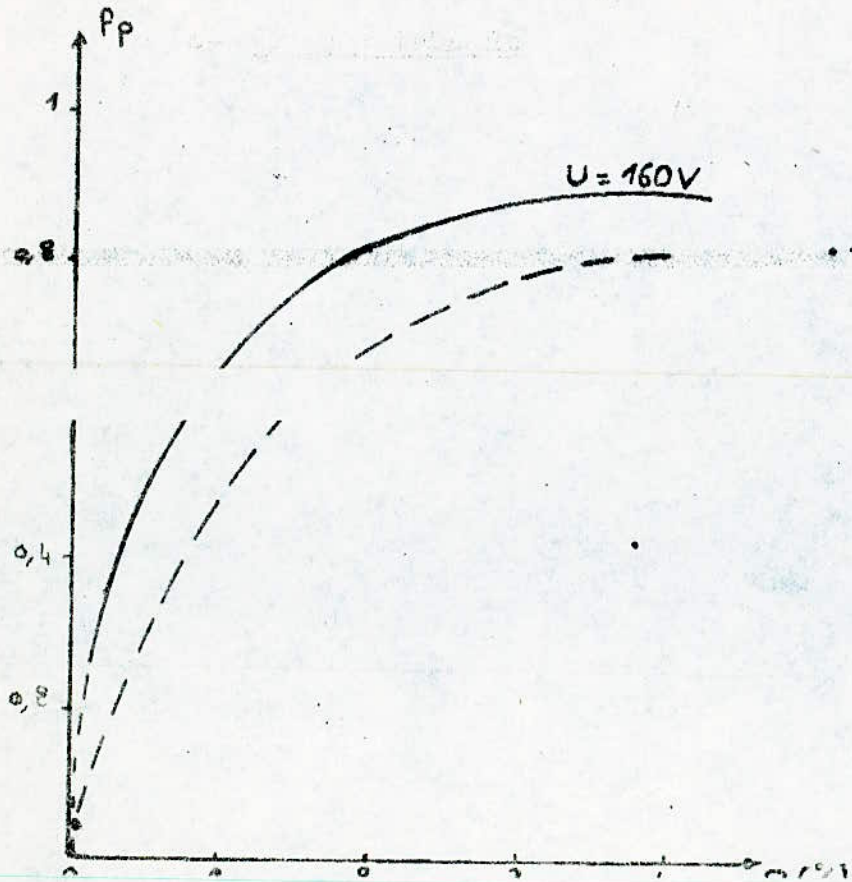


Fig IV.9: caracteristiques $F_p(\alpha)$

-- avec gradateur
— sans gradateur

a - couplage triangle



b - couplage étoile avec neutre

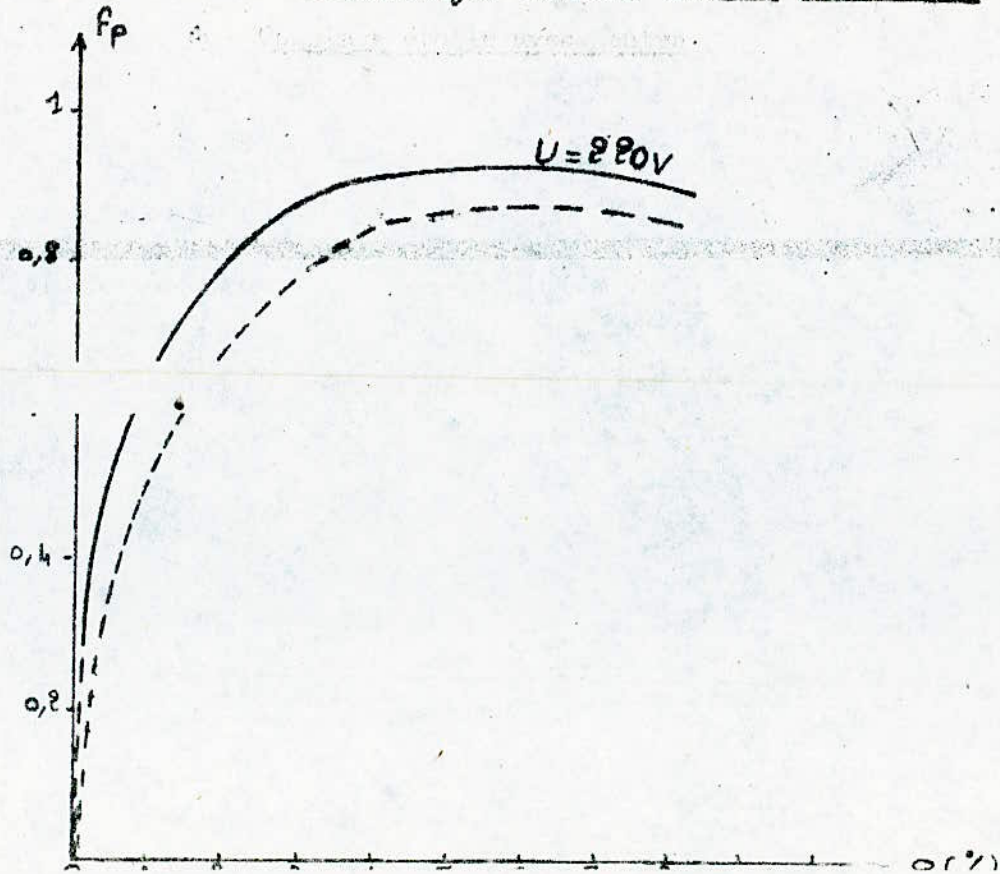


Fig II.10 : Caracteristiques $\eta(\varrho)$

— sans gradateur
- - - avec gradateur

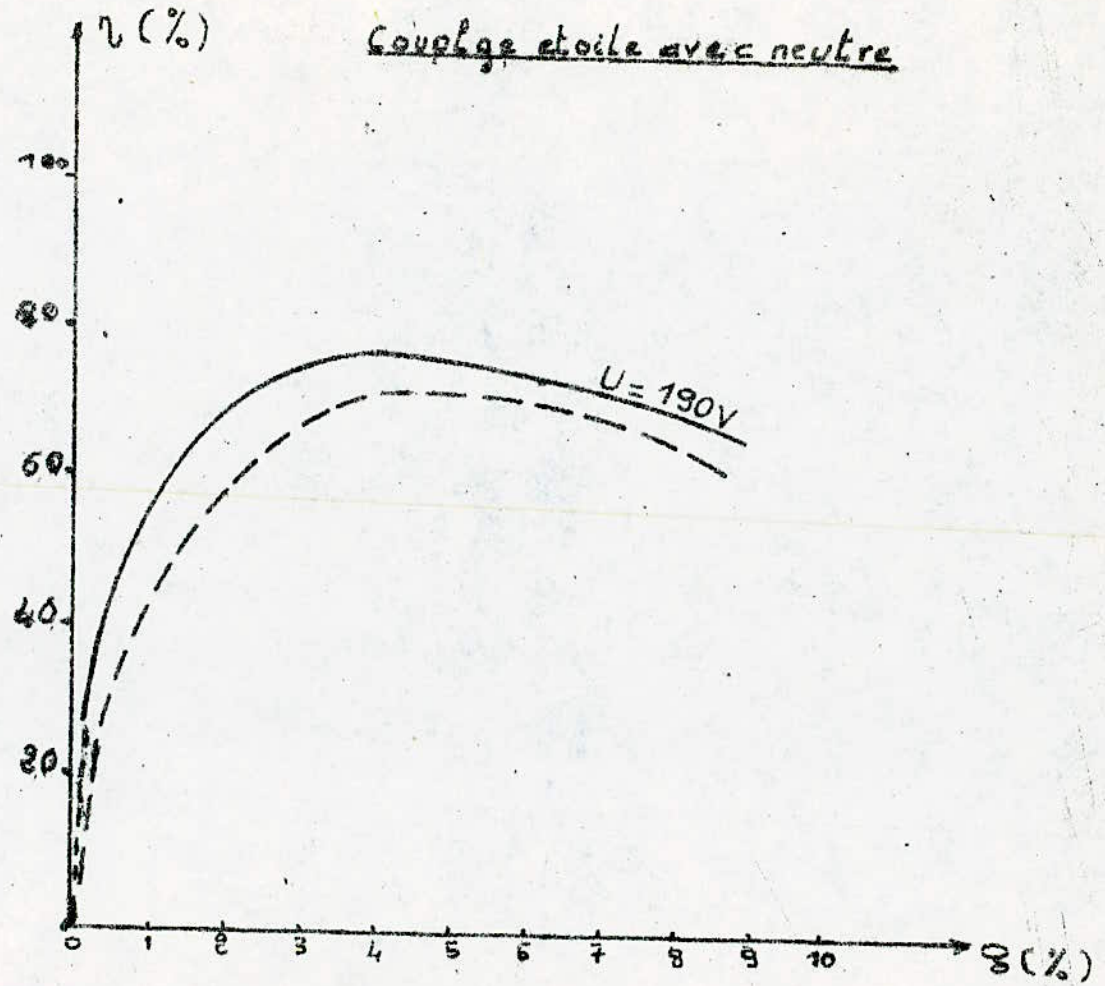
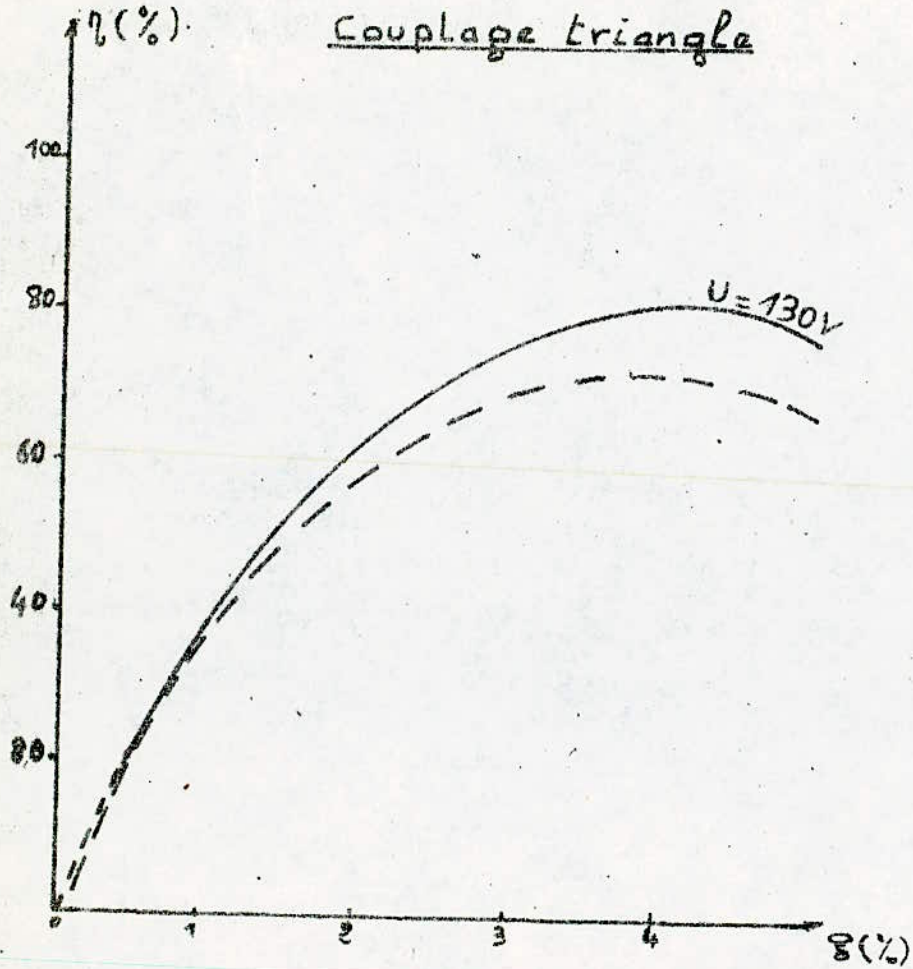


Fig IV. 11 : caracteristiques $\cos\varphi(q)$ et $I_1(q)$ prédéterminées à partir
à partir du schéma équivalent du moteur asynchrone à cage

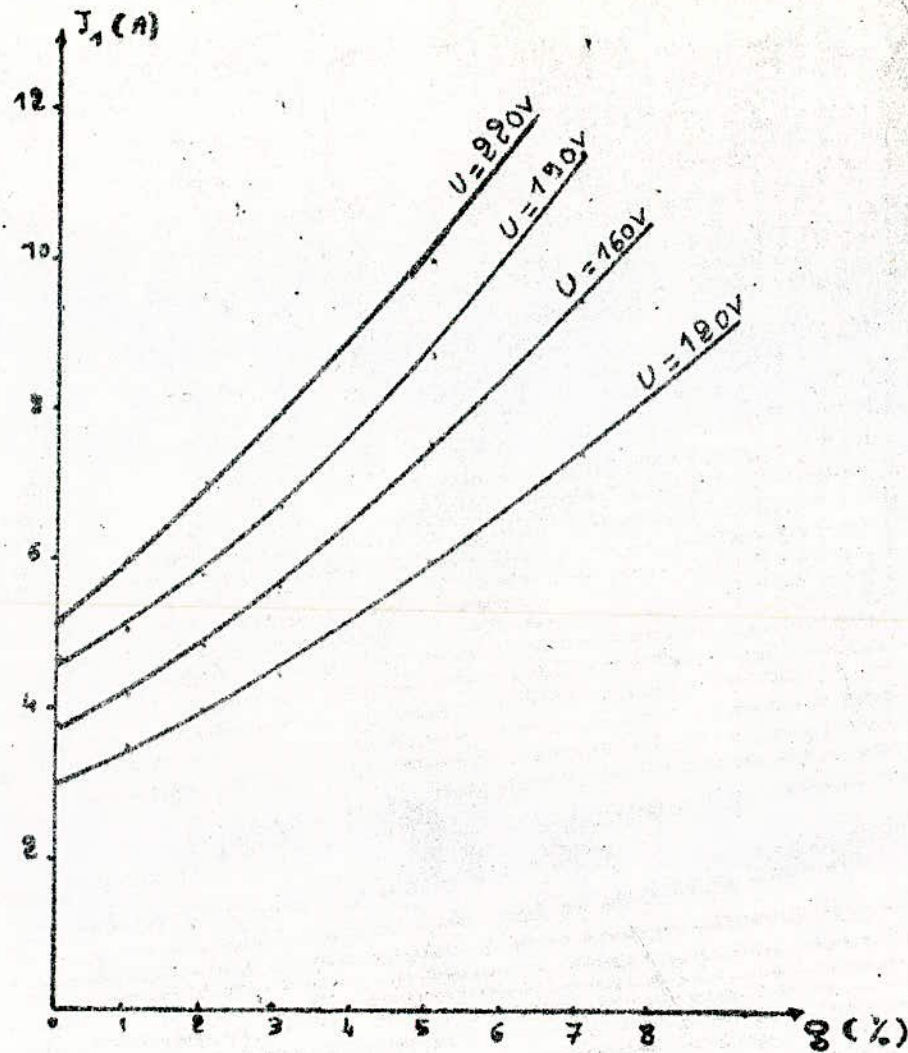
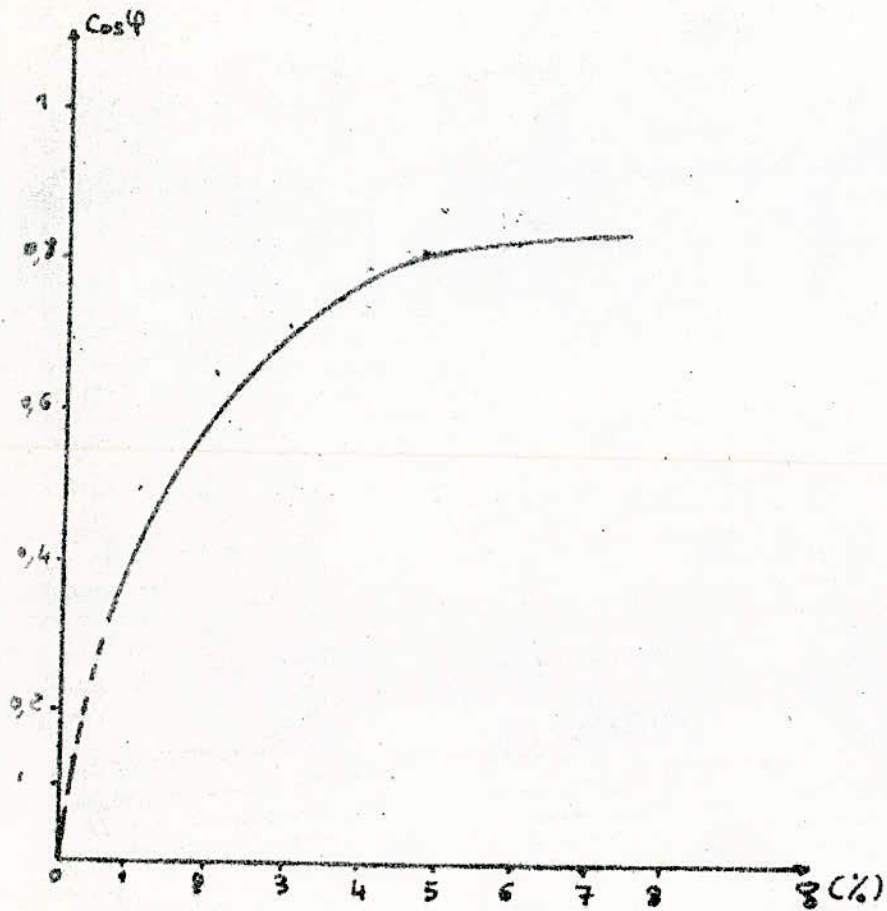
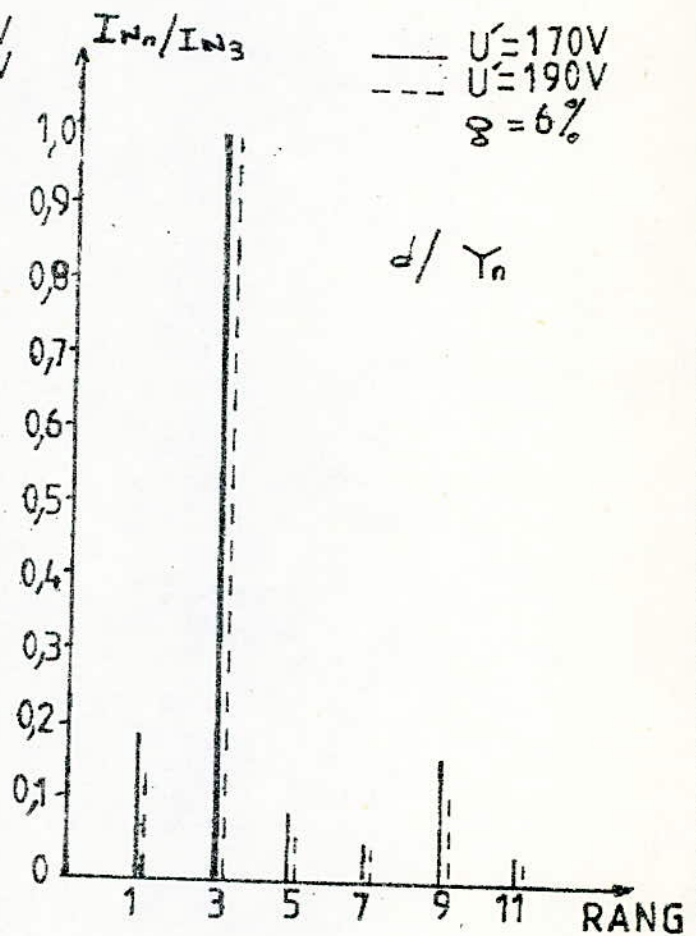
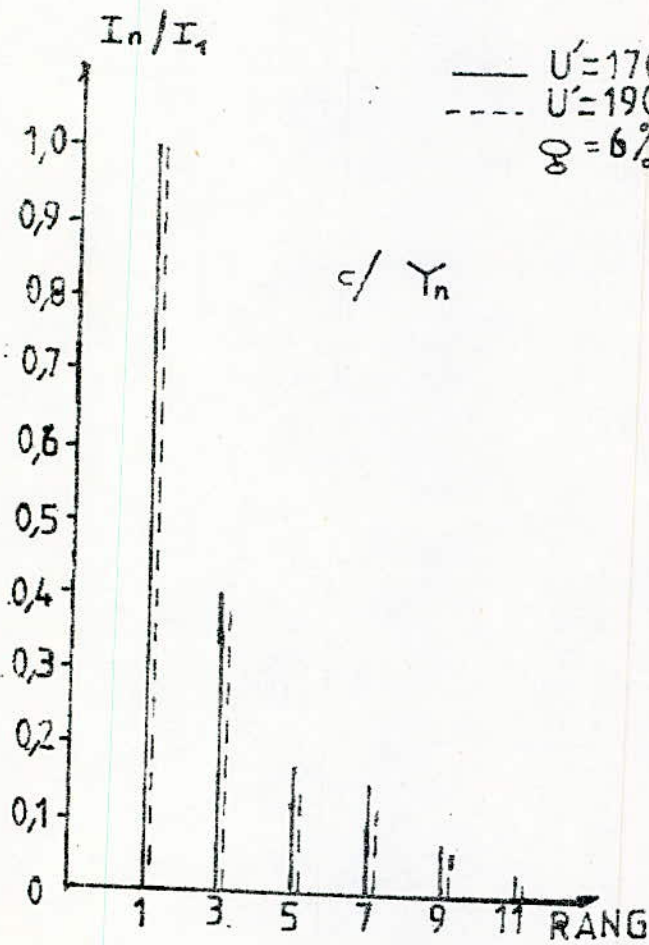
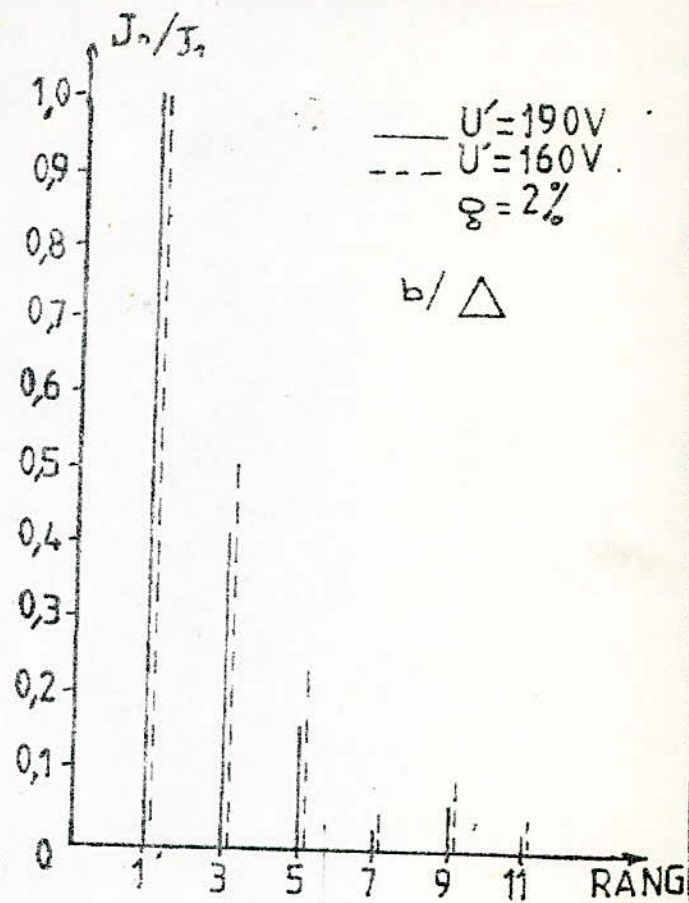
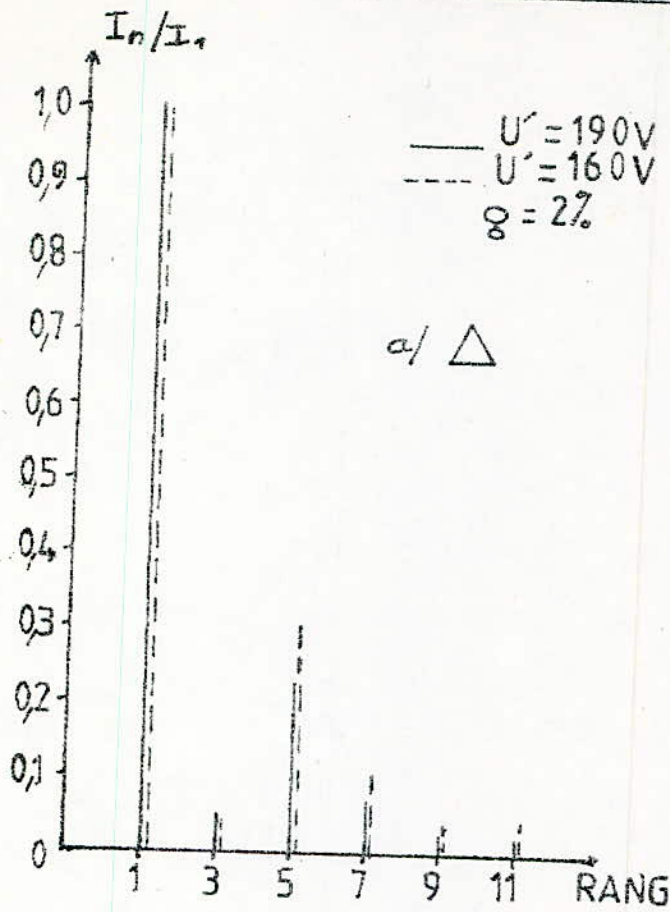
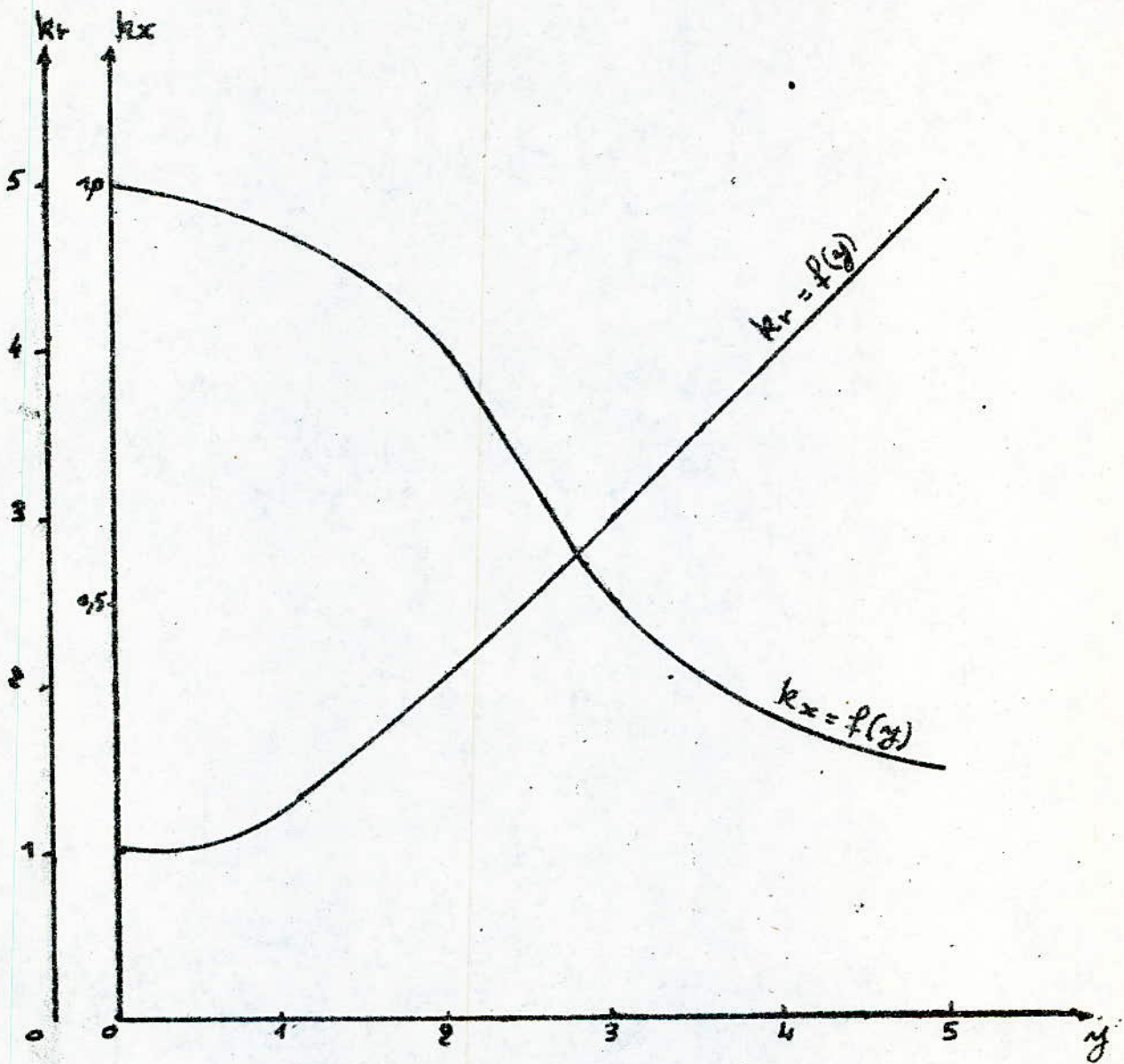


Fig IV.12 - harmoniques de courants



U' = tension composée avec gradateur

Fig IV.13 : courbes des coefficients k_r et k_x
en fonction de η .



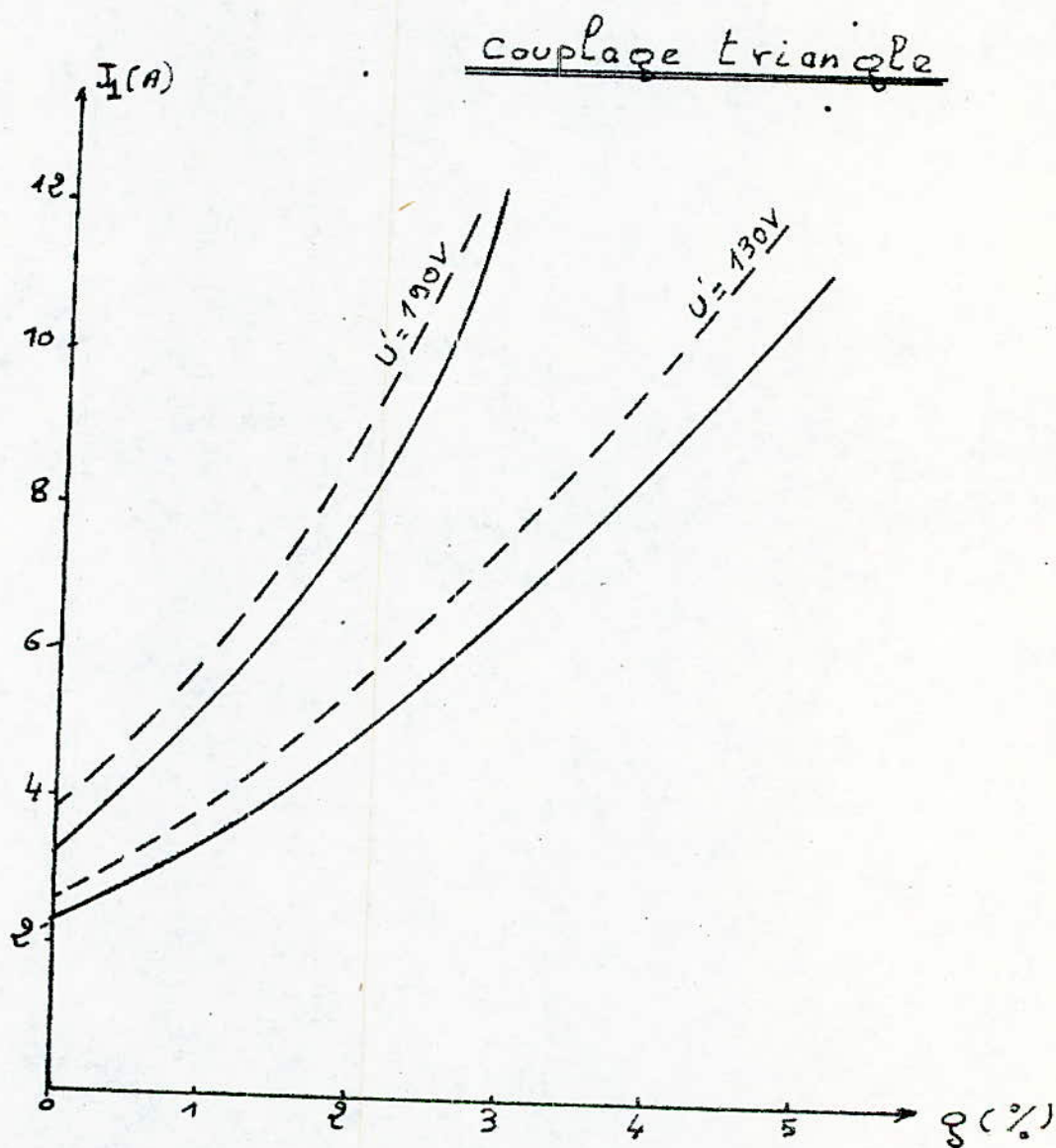
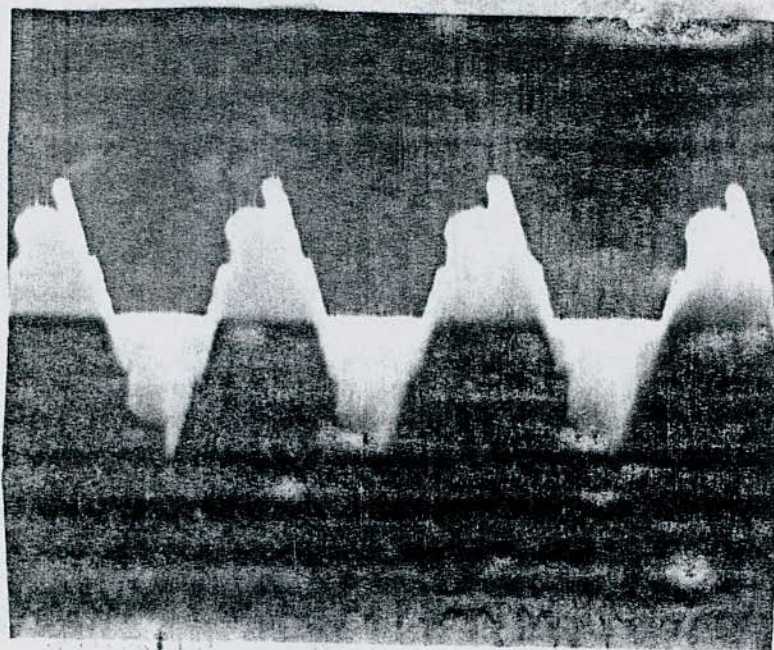


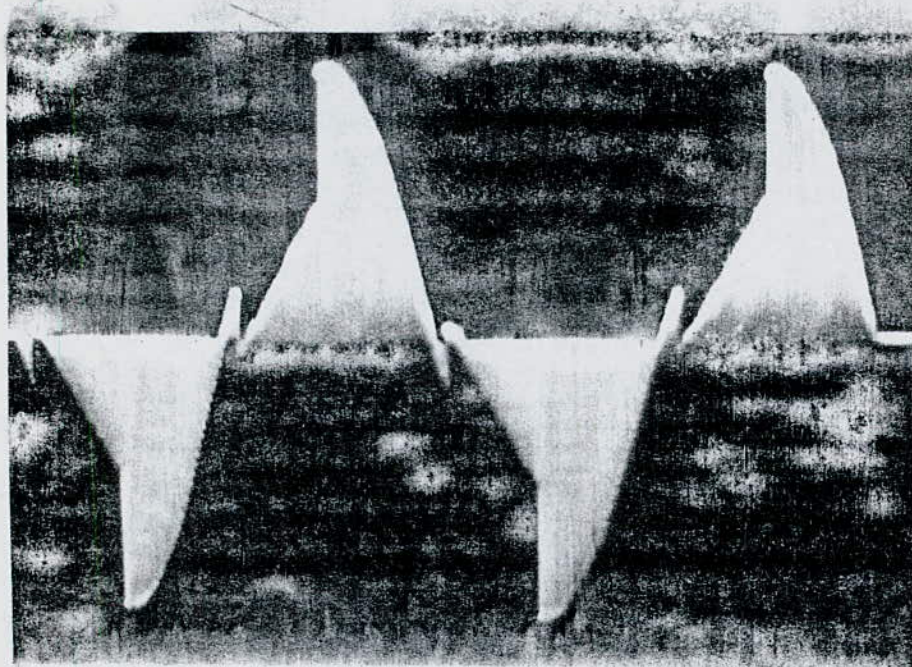
fig (IV.14) : Caracteristiques $I_1(\phi)$ pour differentes tensions

— Sans gradateur
 --- Avec gradateur

Couplage étoile avec neutre

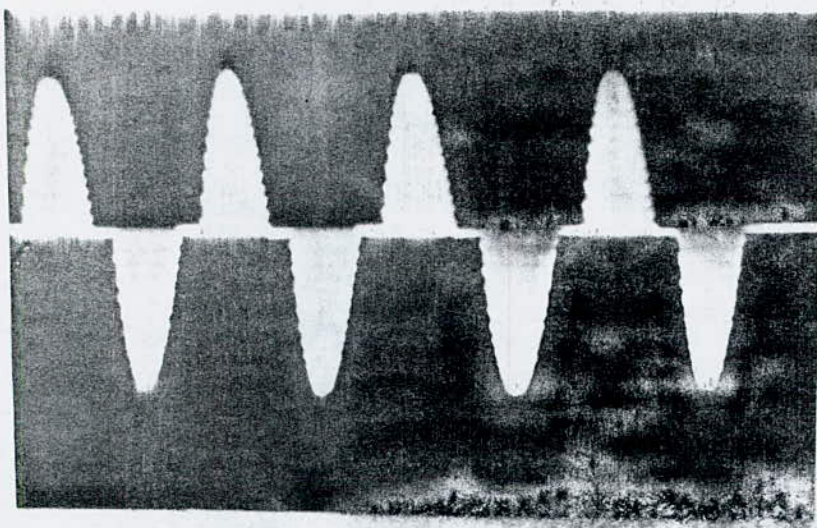


Onde de tension Composite ($U = 170V$); $\alpha = 87,7^\circ$



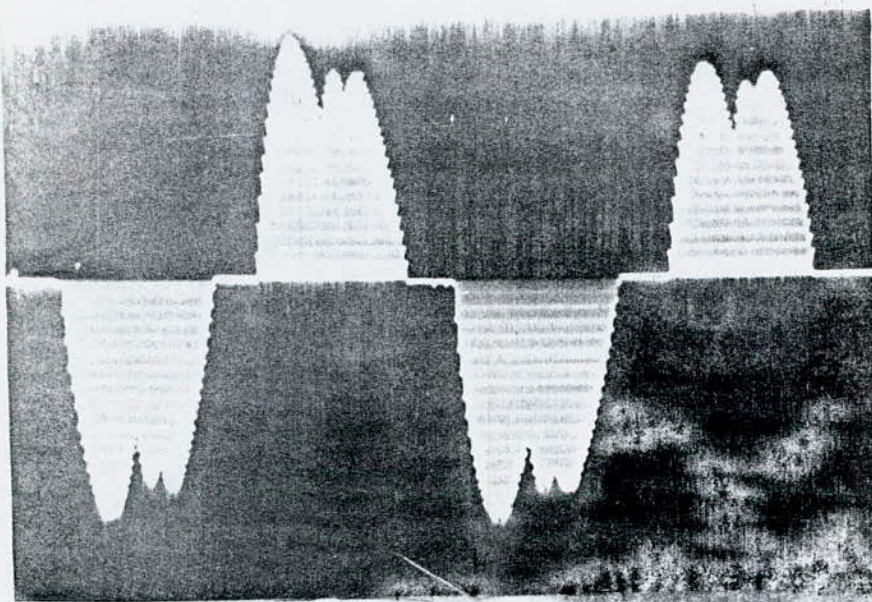
Onde de tension Simple ($U = 170V$), $\alpha = 87,7^\circ$

Couplage étoile avec neutre



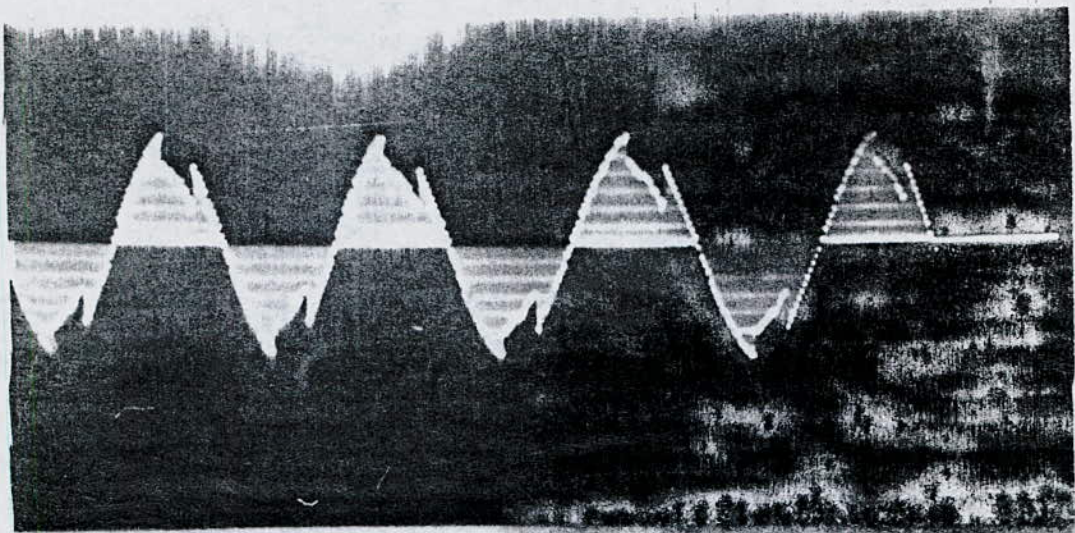
Onde de courant $\alpha = 74^\circ$ ($U = 190V$)

Couplage triangle

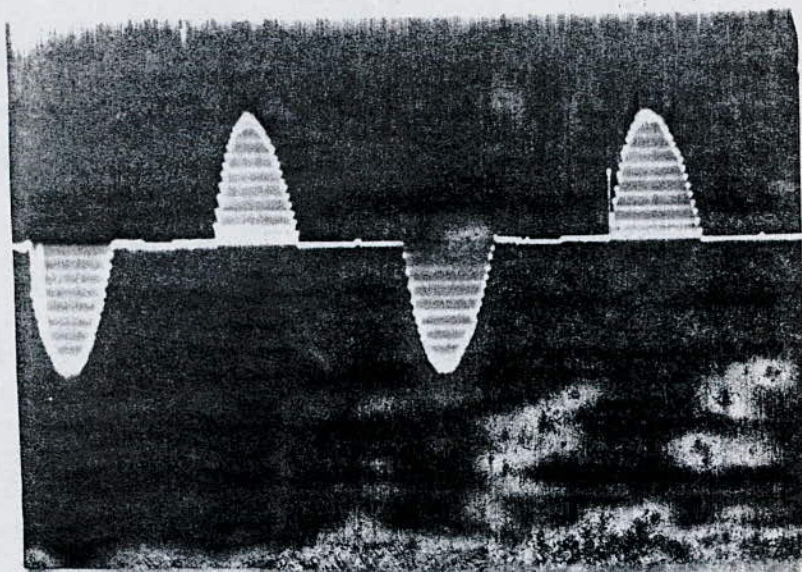


Onde de courant $\alpha = 144^\circ$ ($U = 190V$)

Couplage triangle



Onde de tension Composé $\varphi = 121,5^\circ$ ($U = 190V$)
 $g = 2\%$



Onde de courant de phase $\varphi = 144^\circ$ ($U = 160V$; $g = 2\%$)

CHAPITRE V.

ETUDE COMPARATIVE.

(Moteur asynchrone à cage - Moteur asynchrone à rotor massif).

CHAPITRE V.

ETUDE COMPARATIVE : MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE - MOTEUR ASYNCHRONE A ROTOR MASSIF ALIMENTES PAR GRADATEUR.

Dans cette partie nous allons comparer le moteur asynchrone à cage (étudié dans ce projet) au moteur asynchrone à rotor massif ^[5] que ce soit du point de vue théorique ou à travers les résultats expérimentaux avec et sans gradateur.

V. 1 - COMPARAISON THEORIQUE :

Comme indiqué, ^[5] le moteur asynchrone à rotor massif est une machine asynchrone dont le rotor est un cylindre ferromagnétique plein. Sa caractéristique principale est que les courants au niveau du rotor ne sont plus induits dans les conducteurs bien définis, mais dans un milieu ferromagnétique conditionnant leur circulation. Ainsi cette résistance rotorique sera assez importante donc les pertes joules et les pertes fer rotoriques seront majorées.

V. 2 - COMPARAISON DES CARACTERISTIQUES :

Etant donné que la résistance rotorique du moteur asynchrone à rotor massif est importante celui-ci fonctionne à des glissements élevés pouvant atteindre 80% sous tension réduite, alors que le moteur asynchrone à cage fonctionne à des glissements faibles de l'ordre de 4% en régime nominal et de 8% sous tension réduite (notre machine).

- Pour le moteur asynchrone à rotor massif le facteur de puissance est faible de l'ordre de 0,60 sous tension nominale alors que pour le moteur asynchrone, il est de l'ordre de 0,80 sous la même tension.

- Le couple de démarrage du moteur asynchrone à rotor massif est important et le courant réduit car la résistance rotorique importante alors que pour le moteur asynchrone à cage, le courant de démarrage est élevé.

- La plage de variation du glissement du moteur asynchrone à rotor massif est large (10% à 80%) alors que la plage de variation du glissement du moteur asynchrone à cage est réduite (1% à 8%).

- Le rendement pour le moteur asynchrone à rotor massif est faible, il est maximal pour $0,2 < g < 0,4$ alors que pour les glissements élevés ($g > 0,4$) il décroît excessivement à cause des pertes joules et des pertes fer rotoriques qui augmentent.

V.3 - COMPARAISON POUR UNE ALIMENTATION PAR GRADATEUR INTERPOSE :

L'influence du gradateur sur les moteurs asynchrones se manifeste par l'introduction d'harmoniques. Le comportement est différent pour les moteurs asynchrones à cage et à rotor massif. Les harmoniques des courants secondaires ont des fréquences élevées ce qui correspond à des résistances et réactances élevées. Ce fait se manifeste beaucoup pour le moteur asynchrone à rotor massif pour lequel l'effet de peau est considérable et les échauffements produits par chaque harmonique seront considérables et nous aurons ainsi une nette diminution du rendement surtout pour les tensions réduites (I) alors que pour le moteur asynchrone à cage cette diminution est moindre.

* Utilisation du gradateur pour le démarrage du moteur asynchrone.

- Moteur asynchrone à rotor massif :

Etant donné que la résistance rotorique est importante le couple de démarrage sera élevé - même sous tension réduite pour un courant peu important.

- Moteur à cage :

Pour ce type de moteur le courant de démarrage sera élevé (3 fois le courant nominal) mais le couple de démarrage est assez important lui aussi même sous tension réduite.

Ainsi nous avons pu effectuer le démarrage sous charge nominale du moteur sans que le courant de démarrage ne dépasse 3 fois sa valeur nominale. Le gradateur s'est très bien adapté au moteur asynchrone à cage.

C O N C L U S I O N :

En premier lieu, cette étude nous a permis de compléter nos connaissances dans le domaine de l'électronique de puissance et des machines électriques. Pour les cinq configurations des circuits triphasés étudiées pour le gradateur, nous avons constaté que le circuit de branche contrôlée connecté en triangle offre le facteur de distorsion le plus élevé et que le circuit étoile avec neutre présente le maximum d'harmoniques de courant de ligne aussi bien qu'un indésirable courant dans le neutre, c'est pourquoi dans le cas où les six bornes du stator triphasé sont accessibles nous recommandons d'utiliser le contrôleur de branche connecté en triangle au vu des résultats que nous avons pu obtenir.

Les caractéristiques mécaniques, électromécaniques ainsi que celles du rendement obtenues avec gradateur ont les mêmes allures que celles obtenues sans gradateur. Nous avons également constaté que l'introduction du gradateur entraîne une légère diminution des performances du moteur. Le moteur asynchrone à cage est plus performant que le moteur asynchrone à rotor massif lisse pour les puissances élevées, Alors que ce dernier convient surtout pour l'entraînement à grande vitesse, à moyennes et faibles puissances et là, le gradateur peut rendre service vu la plage de réglage importante qu'il offre.

D'une façon générale le gradateur associé au moteur à cage convient pour les réglages de vitesse où un faible couple est demandé car nous ne devons pas perdre de vue les risques de suréchauffement pour les glissements élevés.

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

- 1 - GUY SEGUIER - "Electronique de puissance"
Editions DUNOD 1979

- 2 - A. REKKAB - N. TCHIR - "Etude et réalisation d'un
gradateur triphasé"
Projet de fin d'études - ENP
Juin 1985

- 3 - TECHNIQUE DE L'INGENIEUR - "Electronique de puissance"
D 449.

- 4 - NAZAR. H - MALIK - "Analysis and performance of three phase
controlled thyristor AC voltage"
IEEE Transactions on Industrial Electronic
August. 1985

- 5 - KHORCHEF D. - "Moteur asynchrone triphasé à rotor massif
OULD - BAH B. lisse alimenté par gradateur".
Projet de fin d'études - ENP
Juin 1987

- 6 - J. PICHOR - "Cours d'Electrotechnique"
Tome 3 "Machines électriques" fascicule 2
"Machines asynchrones"
Editions MASSON et Cie - 1965

- 7 - G. SEGUIER - "Electrotechnique Industrielle"
F. NOTELET Editions Technique et Documentation 1980

- 8 - M. KOSTENKO - "Machines Electriques" Tome II
L. PIOTROVSKI Editions MIR 1979

- 9 - J. L. DALMASSO - "Cours d'Electrotechnique"
Tomes I et II - BE LIN 1984

- 10 - A. KALICHE - "Caractéristiques électriques de trois
A. HAMADA moteurs asynchrones différents."
Projet de fin d'études - ENP Juin 1984

- 11 - BIMALK. BOSE - "Introduction to AC drives"
Section 1 - General Electric Company
Schenetady
NY 12 301
- 12 - LEROY - SOMER - "Choix d'un moteur asynchrone"
Documentation Technique
B 1 - 207/3 - Mai 1973
- 13 - PAUL. G - "Estimating effect of system harmonics
CUMMINGS on losses and temperature rise on
squirrel - cage motors"
IEEE "Transactions on Industry Appli-
cations".
N° 6 Nov/Dec/1986
- 14 - B. J. CHALMERS - "Induction - motor losses due to non
C. ENG-R. SARKAR sinusoidal supply waveforms"
IEE. Vol - 115 - N° 12
December 1968
- 15 - E. A KLINGSHIRN - "Polyphase induction motor performance
H. E. JORDAN and losses on non sinusoidal voltage
sources"
IEEE Trans. Power Application Systems
PAS - 87 p. 624 - 631
March 1986 N° 3
- 16 - SMOLENSKI - "Machines Electriques"
A. IVANOV Tome I
Edition MIR 1980

