

THESE

14/86

PRESENTEE A :

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

PAR :

Hachemi CHEKIREB

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER
EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : MACHINES

**Etude du courant discontinu d'un
moteur à courant continu alimenté par
convertisseurs à Thyristors**

Soutenue le 29 Mars 1986 devant la Commission d'Examen :

MM. M. BENDAOU	Président
Z. BARSKI	Rapporteur
H. MAAZI	} Examineurs
K. MOUMEN	
E. ZAIM	
A. ADANE	Invité

THESE

PRESENTEE A :

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

PAR :

Hachemi CHEKIREB

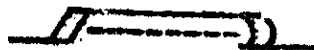
POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER
EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : MACHINES

**Etude du courant discontinu d'un
moteur à courant continu alimenté par
convertisseurs à Thyristors**

Soutenue le 29 Mars 1986 devant la Commission d'Examen :

MM.	M. BENDAOU	Président
	Z. BARSKI	Rapporteur
	H. MAAZI	} Examineurs
	K. MOUMEN	
	E. ZAIM	
	A. ADANE	Invité



tous ceux , qui , coincés dans les
méandres du Magister , gardent tou-
jours l'espoir d'un aboutissement
certain .

REMERCIEMENTS

J'exprime ma reconnaissance à monsieur le professeur Z. B. pour son aide et ses conseils utiles .

Je prie monsieur le professeur M. BENDAOU, qui m'a fait l'honneur de présider ce jury , d'accepter mes profonds remerciements .

Je tiens également à remercier messieurs :

A. ADANE , Maître de Conférence ;

A. MAAZI , Chargé de cours ;

K. MOUMEN , Maître - Assistant ;

E. ZAIM , Chargé de cours ;

qui ont bien voulu examiner ce travail et me faire l'honneur de siéger à ce jury .

Je n'oublierai pas ce que je dois à mes camarades du Génie Electrique pour les discussions fructueuses que l'on a eues pour le climat d'ambiance amicale qu'ils ont su créer .

I_c	valeur moyenne du courant d'induit
I_{rc}	valeur moyenne du courant d'induit en valeur réduite
I_{rim}	valeur maximale du courant i_1
i	courant instantané d'induit
I_r	valeur réduite du courant i
I_k, θ_k	amplitude, déphasage, de l'harmonique de rang k du courant d'induit
f_k	fréquence de l'harmonique de rang k
f	fréquence du réseau
I_n	courant nominal du moteur
e	f.c.e.m instantanée du moteur
Ω	vitesse de rotation du moteur
T_e, T_r	couple électromagnétique, couple résistant
v_k	tension simple de la phase k
$v_{T,k}$	tension aux bornes du thyristor relié à la phase k
i_{cc}	courant de court-circuit entre deux phases
i_k	courant dans la phase k
i_D	courant dans la diode de roue libre
i_{ccn}	courant de court-circuit entre une phase et le neutre
k_c	coefficient de la f.c.e.m du moteur
X	vecteur d'état
Y	vecteur de sortie
T_e	constante de temps du convertisseur
G	gain du convertisseur
F_e	fonction de transfert du convertisseur
u	tension aux bornes du moteur
i_s	courant instantané de charge du moteur

T_e, T_m constante de temps , électrique , mécanique , du mo-
 teur
 F_{rc}, F_{rv} fonction de transfert du régulateur , de courant ,
 de vitesse
 k_i, k_v coefficient du capteur , de courant , de vitesse
 $\Delta \Omega$ variation de vitesse
 $\Delta \Omega_s$ variation de vitesse sans régulation sous l'action
 de la charge
 U_c, U_i tension de consigne , de vitesse , de courant
 U_v tension de sortie du régulateur de vitesse
 i_d courant dynamique
 U_z tension Zener
 U_l tension de limitation
 I_{max} courant maximal d'induit
 V_{sat} tension de saturation
 τ_c, τ_v constante de temps de l'intégrateur de montée pour
 le courant , la vitesse
 k_{vp}, k_{vi} coefficient de l'action, proportionnelle , intégrale
 du régulateur de vitesse
 e_v écart entre la consigne de vitesse et la vitesse ré-
 elle
 k_{cp}, k_{ci} coefficient de l'action , proportionnelle , inté-
 grale , du régulateur de courant
 e_c écart entre la consigne de courant et le courant ré-
 V_a tension de sortie du régulateur de courant et aussi
 tension d'allumage
 N_n vitesse nominale en tours par minute

S O M M A I R E

<u>INTRODUCTION</u>	1
 <u>CHAPITRE 1</u>	
<u>GENERALITES</u>	3
1.1 INTRODUCTION	3
1.2 MODELE DU GROUPE MOTEUR - CONVERTISSEUR	3
1.3 LES HYPOTHESES DE TRAVAIL	6
1.4 LES SPECIFICATIONS DU MOTEUR	9
 <u>CHAPITRE 2</u>	
<u>REGIME HACHE DU COURANT , CAS DES CONVERTISSEURS AVEC</u> <u>DIODE DE ROUE LIBRE</u>	10
2.1 INTRODUCTION	10
2.2 CONVERTISSEUR MONOPHASE	10
2.2.1 Courant dans l'interval de conduction du thyristor	10
2.2.2 Courant dans l'interval de conduction de la D.R.L	13
2.3 CAS DU PONT MONOPHASE	14
2.4 CAS DU MONTAGE ETOILE TRIPHASE	15
2.5 CAS DU MONTAGE ETOILE HEXAPHASE ET DU PONT TRIPHASE	16
2.6 REPRESENTATION DU COURANT	17

2.6.1	Courbes de courant	17
2.6.2	Courbes du gradient	19
2.6.3	Influence de l'inductance sur le courant et son gradient	22
2.7	ANGLE D'EXTINCTION	24
2.8	ANGLE LIMITE D'ALLUMAGE	31
2.8.1	Expression de l'angle d'allumage limite	31
2.8.2	Influence de l'inductance sur l'angle d'allumage limite	34
2.9	COEFFICIENT D'ONDULATION	36
2.9.1	Expression du coefficient d'ondulation	36
2.9.2	Influence de l'inductance sur le coefficient d'ondulation	40

CHAPITRE 3

REGIME HACHE DU COURANT , CAS DES CONVERTISSEURS SANS

<u>DIODE DE ROUE LIBRE</u>	42
3.1 INTRODUCTION	42
3.2 EXPRESSION DU COURANT	42
3.2.1 Cas du redresseur monophasé	42
3.2.2 Extension à d'autres types de convertisseurs	43
3.3 REPRESENTATION DU COURANT	46
3.3.1 Forme du courant	46
3.3.2 Forme du gradient	48
3.4 INFLUENCE DE L'INDUCTANCE SUR LE COURANT ET SON GRADIENT	48
3.5 ANGLE D'EXTINCTION	50
3.6 ANGLE LIMITE D'ALLUMAGE	60
3.6.1 Recherche de l'angle limite d'allumage	60
3.6.2 Influence de l'inductance sur l'angle d'allumage limite	63

3.7 TAUX D'ONDULATION	63
3.7.1 Variation du taux d'ondulation	63
3.7.2 Influence de l'inductance sur le taux d'on- dulation	68

CHAPITRE 4

<u>ANALYSE HARMONIQUE DU COURANT</u>	70
4.1 CAS DES CONVERTISSEURS AVEC D.R.L	70
4.1.1 Expression des harmoniques de courant	70
4.1.2 Organigramme	75
4.1.3 Spectre des harmoniques	75
4.1.4 Variation du spectre en fonction de la charge	80
4.1.5 Variation des harmoniques d'ordre 1 , 2 et 3	84
4.1.6 Valeur efficace du courant	88
4.1.7 Action de l'augmentation de l'inductance sur les harmoniques	88
4.2 CAS DES CONVERTISSEURS SANS D.R.L	91
4.2.1 Expression des harmoniques du courant	91
4.2.2 Spectre des harmoniques du courant	93
4.2.3 Variation des harmoniques d'ordre 1 , 2 et 3	97
4.2.4 Valeur efficace	101
4.2.5 Action de l'augmentation de l'inductance ...	106

CHAPITRE 5

<u>MODES DE FONCTIONNEMENT DE L'ENSEMBLE MOTEUR - CONVERTISSEUR</u>	108
5.1 PRESENTATION DES DIFFERENTS MODES DE CONDUCTION ..	108
5.1.1 Cas des convertisseurs sans D.R.L	108
5.1.2 Cas des convertisseurs avec D.R.L	112
5.2 REGIME DE DEMARRAGE	117
5.2.1 Organigrammes	117

5.2.2 Courbes du courant et de la vitesse au démarrage	121
5.2.3 Courbes du courant moyen et du courant efficace	130

CHAPITRE 6

<u>REGULATION</u>	142
6.1 REGLAGE POUR LES FAIBLES VARIATIONS	142
6.1.1 Diagramme fonctionnel de la régulation	142
6.1.2 Synthèse des régulateurs	146
6.2 REGLAGE POUR LES GRANDES VARIATIONS	150
6.2.1 Limitation du courant	152
6.2.2 Fixation du gradient du courant	153
6.2.3 Fixation du gradient de la vitesse	154
6.3 SIMULATION DE LA REGULATION EN REGIME DES GRANDES VARIATIONS	156
6.3.1 Algorithme des régulateurs	156
6.3.2 Programme de la simulation	157
6.3.3 Exploitation du programme	162
<u>CONCLUSION</u>	165
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	167

INTRODUCTION

A l'heure actuelle , les redresseurs à thyristors sont largement utilisés dans l'industrie , pour la fiabilité , la souplesse d'emploi et le faible encombrement qu'ils présentent .

La conversion alternatif-continu de la tension est appliquée là où une source continue fixe ou variable est exigée , à savoir :

- dans le domaine du réglage de vitesse des moteurs à courant continu ;
- dans l'industrie de l'électrolyse ;
- comme station de conversion pour le transport de l'énergie électrique sous tension continue ;
- comme étape intermédiaire pour les montages onduleurs et hacheurs .

Dans la plupart de ces applications , plusieurs modes de fonctionnement peuvent apparaître , liés d'une part à la structure même du convertisseur et d'autre part à l'état du régime du récepteur piloté par le convertisseur .

Pour le premier cas cité , la conduction ou non du composant unidirectionnel , décompose le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-récepteur , en un certain nombre de séquences élémentaires .

Pour le deuxième cas , l'état du récepteur agit directement sur le mode de conduction du courant , qui peut être : continu , critique ou discontinu .

Dans notre étude , on s'intéressera au régime discontinu du courant , quand le récepteur est un moteur à courant continu .

Le régime discontinu du courant apparaît dans certaines étapes du fonctionnement du moteur : par exemple en régime de freinage ou durant un cycle de fonctionnement pour lequel le couple résistant est faible .

Pour bien optimiser et adapter le convertisseur au récepteur il est d'usage , d'étudier l'ensemble des phénomènes qui apparaissent à la suite de ce couplage .

Notre étude a été effectuée par simulation numérique , ce qui permet de tester plusieurs configurations de circuits redresseurs , et aussi de pousser l'investigation dans les situations non réalisables au laboratoire .

Dans le premier chapitre , nous donnons les hypothèses de travail ainsi que les simplifications usuelles , dont l'effet est négligeable .

Dans le second chapitre , nous établissons l'expression du courant en régime discontinu pour les trois types de convertisseur les plus usités , à savoir : le pont monophasé , le redresseur triphasé et le redresseur hexaphasé (ou le pont triphasé) . Nous y analysons les propriétés du courant (pointe , gradient et taux d'ondulation) ainsi que l'effet de l'inductance sur ces dernières . Nous déterminerons la limite de conduction discontinue ceci d'une part et d'autre part les variations de l'angle d'extinction en fonction de l'angle d'allumage .

Le troisième chapitre , chapitre témoin , est consacré aux convertisseurs sans diode de roue libre (D.R.L) , ce qui nous permettra de juger , par comparaison , de l'effet de la D.R.L sur les propriétés du circuit et de son action conjuguée avec l'inductance . Alors que le quatrième est consacré au spectre du courant .

Le cinquième chapitre se donne pour but d'énumérer les différents modes de fonctionnement de l'ensemble convertisseur-moteur et d'appliquer cette analyse au régime de démarrage et ce , afin d'évaluer les contraintes électriques et mécaniques subies par le moteur .

Dans le sixième chapitre , nous introduisons une régulation de vitesse en cascade multibouclée , dont nous calculons les régulateurs . Nous équipons cette régulation d'une limitation de courant et d'une fixation de son gradient et nous observons son effet sur le comportement du courant .

GENERALITES

1. GENERALITES

1.1 - INTRODUCTION

Dans l'industrie , l'alimentation des récepteurs à courant continu par des convertisseurs à thyristors est devenue d'usage courant . Cependant , les particularités liées aux éléments redresseurs même d'une part , et celles dues à l'association convertisseur-récepteur d'autre part nécessitent encore un surplus d'étude afin de pouvoir envisager de meilleures optimisations de fonctionnement de tels systèmes .

L'étude présentée porte sur l'alimentation d'un moteur à courant continu par des circuits redresseurs à thyristors . Parmi ces circuits nous considérons les plus utilisés , soit pour rappel :

- le pont monophasé ;
- le redresseur triphasé ;
- le redresseur hexaphasé (ou le pont triphasé) .

L'accent est mis surtout sur le comportement du courant d'induit du moteur dans le cas du régime discontinu . Parallèlement nous verrons l'influence de la D.R.L et l'action de l'augmentation de l'inductance de l'induit sur les caractéristiques du courant .

1.2 - MODELE PJ GROUPE MOTEUR-CONVERTISSEUR

Les montages à redresseurs (fig 1.1) comportent généralement :

- un transformateur (T) de couplage au réseau ;
- un commutateur (COM) à thyristors pourvu ou non de la D.R.L ;
- un moteur à courant continu .

Au cours d'une période de la tension redressée , le modèle du circuit électrique équivalent , base de départ de tout calcul , peut avoir plusieurs conformations .

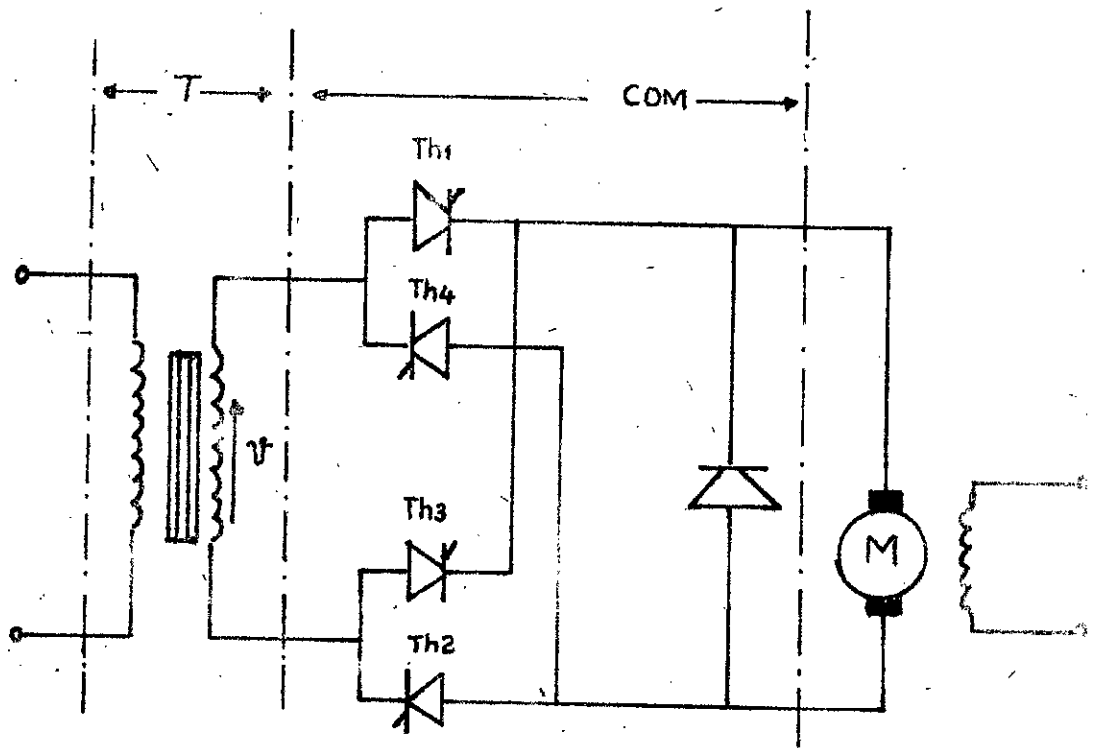


Fig 1.1.a : Pont monophasé avec D.R.L

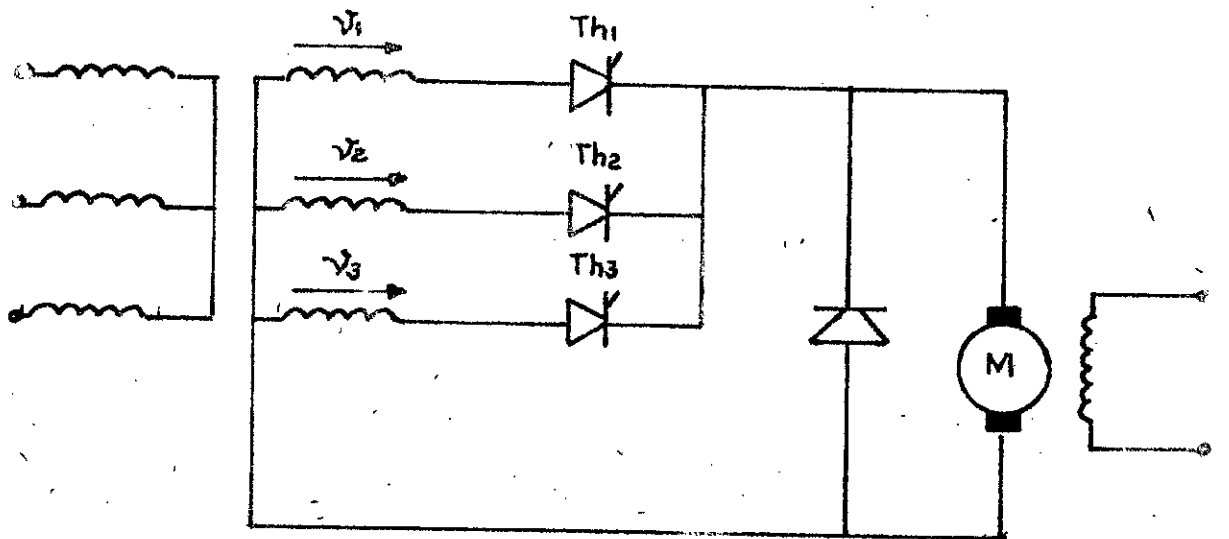


Fig 1.1.b : Redresseur triphasé avec D.R.L

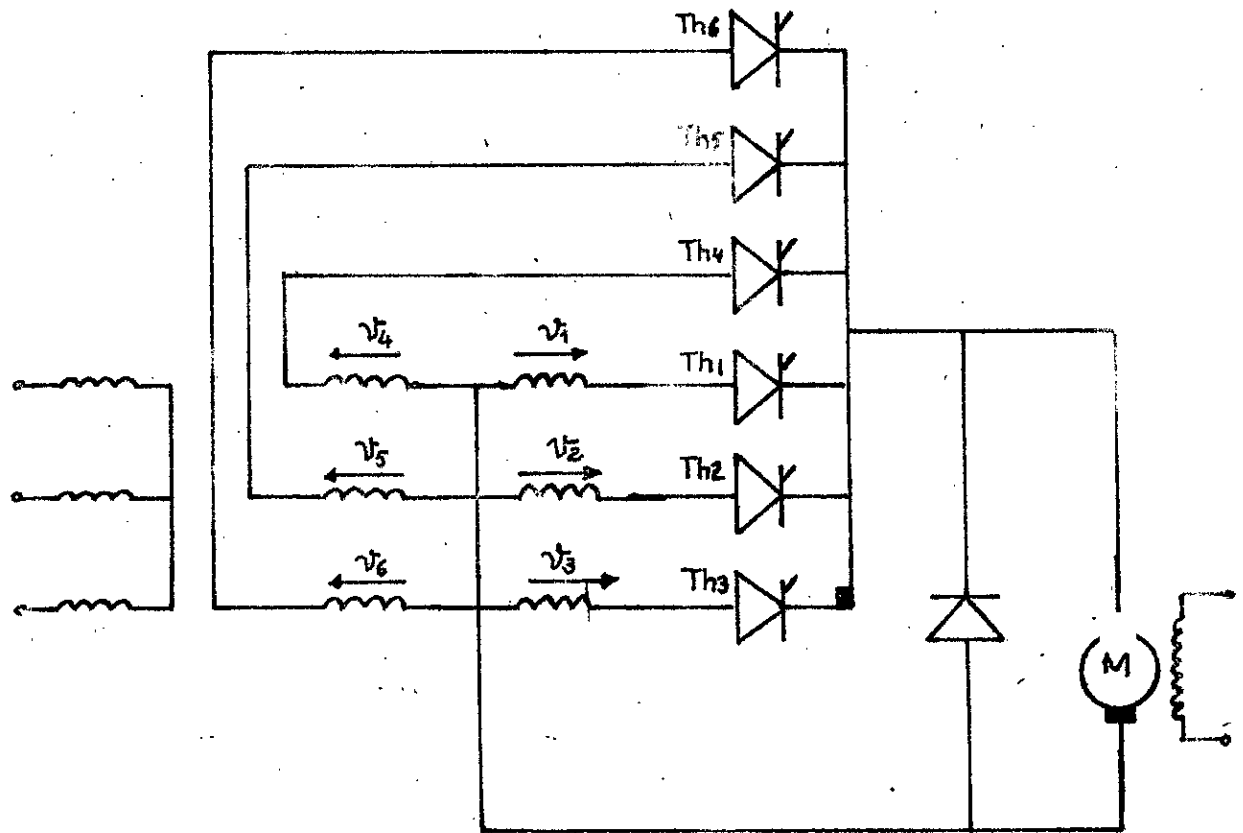
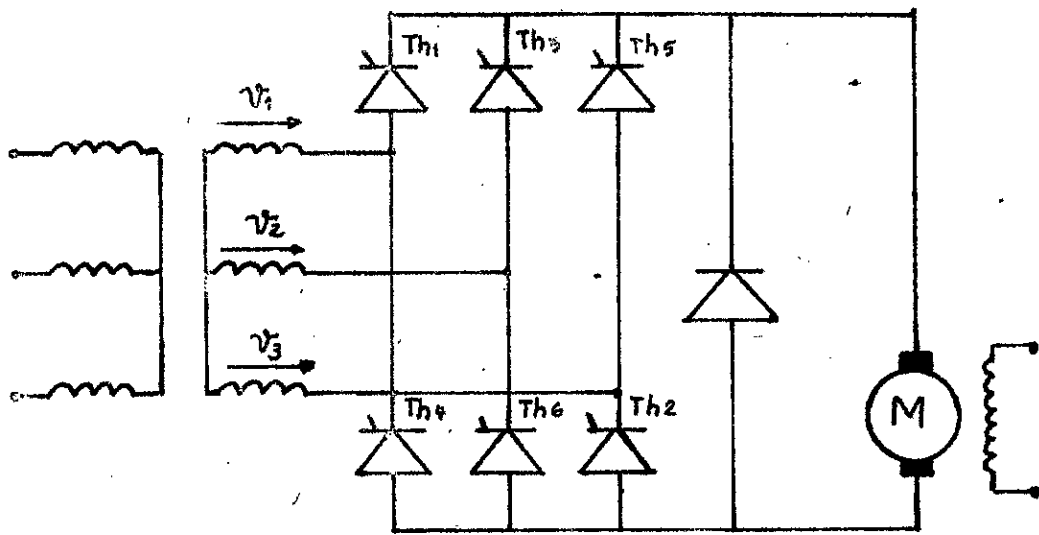


Fig 1.1.c : Redresseurs hexaphasés avec D.R.L

L'exemple d'un schéma (fig 1.2) comporte :

- une source de tension qui n'est autre que la tension à vide que délivre le bloc redresseur ;
- une impédance interne de la source représentée par l'impédance de court-circuit vue du secondaire du transformateur .

Le convertisseur alimente un moteur à courant continu à excitation indépendante . Par conséquent, si on néglige la réaction magnétique d'induit , le moteur travaille à flux constant . Pour les études à vitesse constante le moteur oppose une f.c.e.m E constante en série avec la résistance r_e de l'induit et son inductance L_e .

1.3 - LES HYPOTHESES DE TRAVAIL

Nous considérons que :

- la tension du réseau d'alimentation est fixe ;
- les chutes de tension internes en direct et le courant de fuite en inverse dans les thyristors sont négligeables .

Nous supposerons que les impulsions de tension aux gachettes des thyristors ont une durée voisine de la période de la tension redressée (fig 1.3) .

Dans le but de comparer les performances des différents types de montages à redresseurs , nous considérons que l'amplitude V_m de la sinusoïde porteuse de la tension redressée est fixée indépendamment du type de montage . De plus l'impédance de court-circuit vue du secondaire du transformateur est supposée la même , quelque soit le type de transformateur couplé au réseau .

Par ailleurs , nous supposerons le circuit magnétique du moteur non saturé et de plus pour justifier l'hypothèse de l'invariance du flux ; nous considérerons le moteur parfaitement compensé .

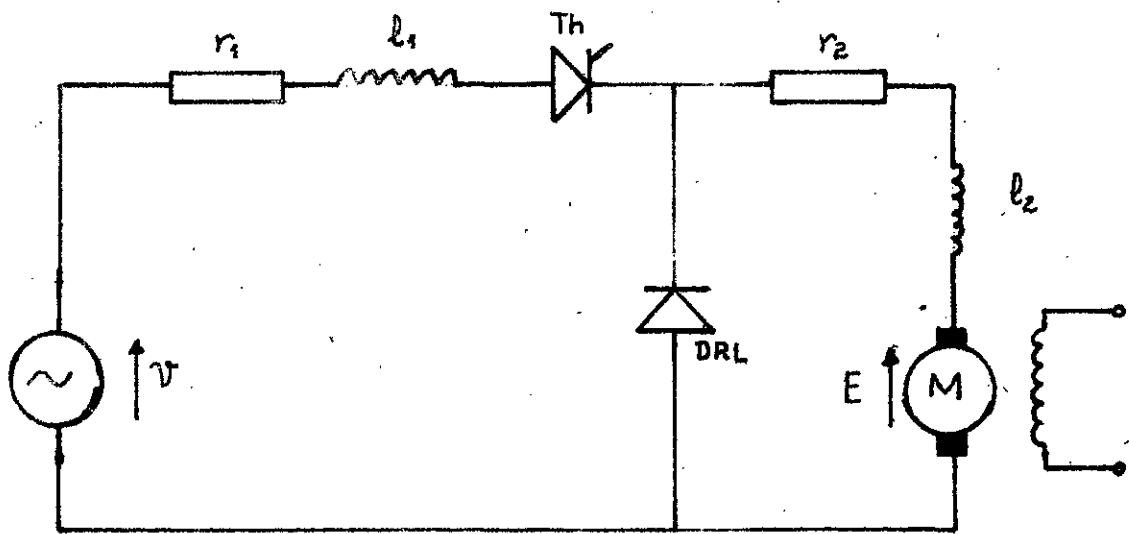


Fig 1.2 : Exemple de schéma équivalent

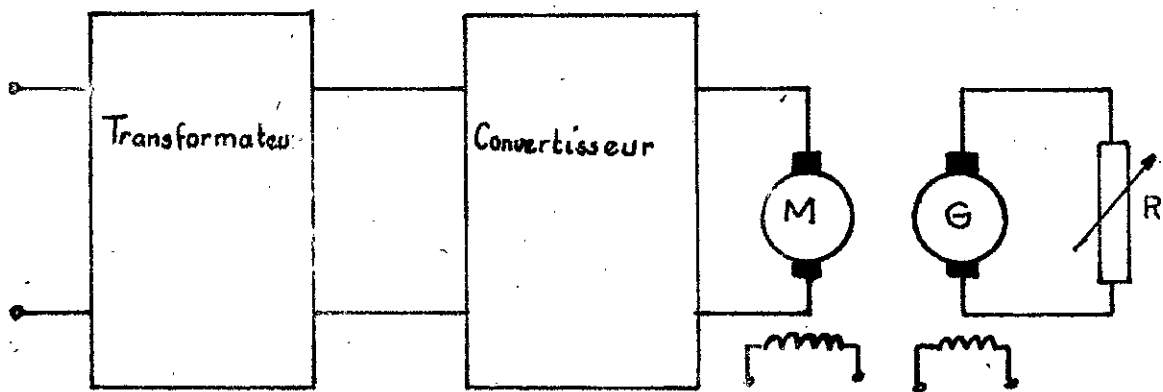


Fig 1.4 : Montage de principe

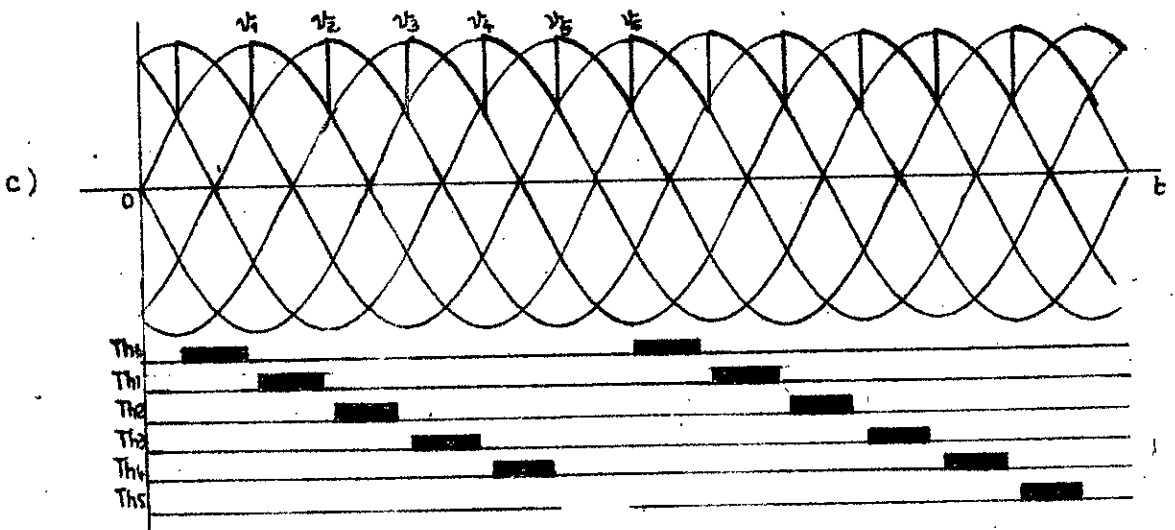
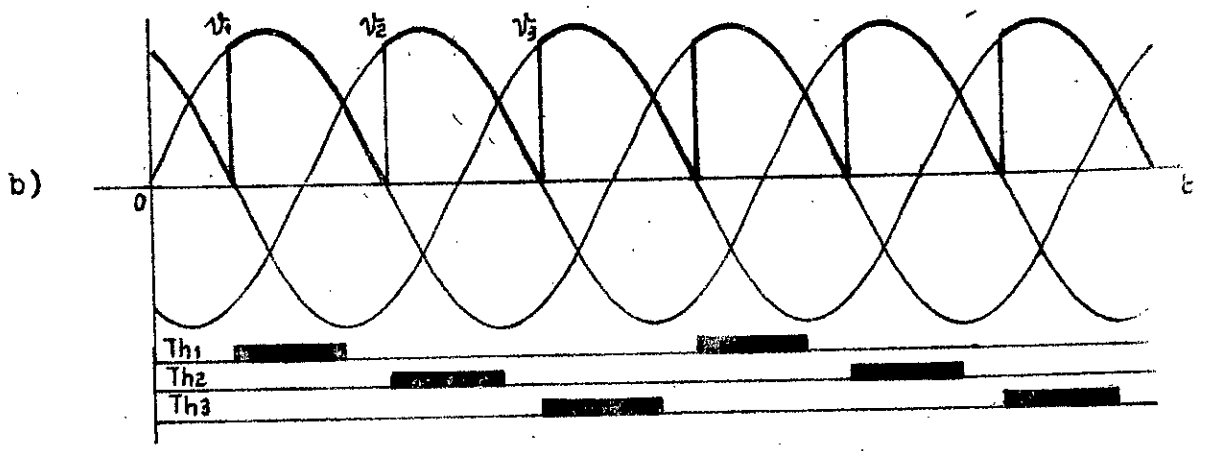
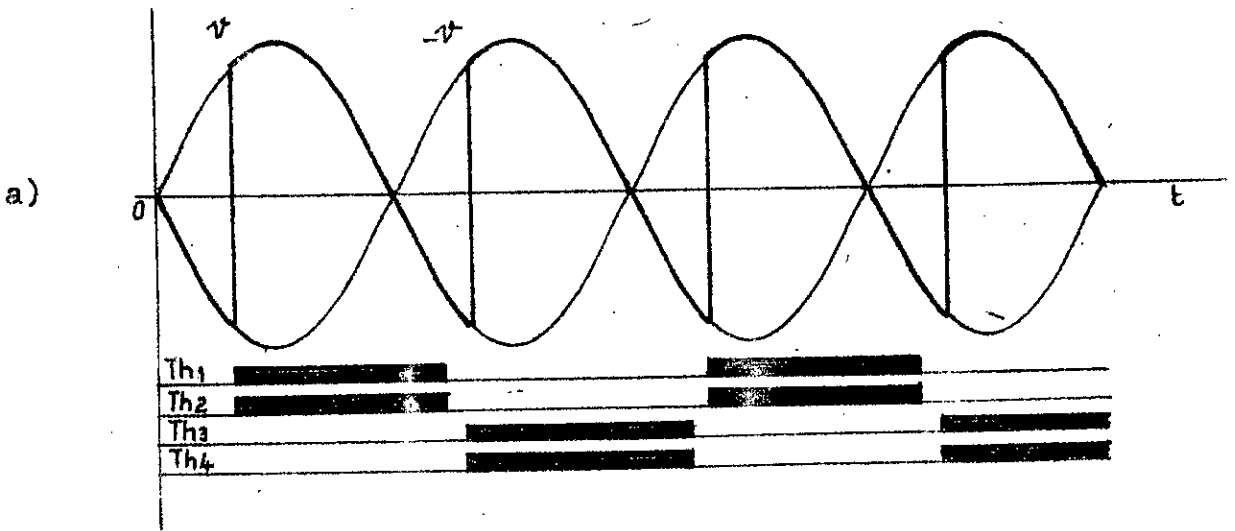


Fig 1.3 : répartition des impulsions sur les gachettes

1.4 - LES SPECIFICATIONS DU MOTEUR

Le moteur est chargé par une génératrice (fig 1.4) en excitation indépendante , maintenue constante . La génératrice débute sur un groupe de résistances de charge . Le couple résistant sur l'arbre du moteur est donc proportionnel à la vitesse de rotation . Cependant à chaque niveau de charge correspond un coefficient de "frottement" K_f . A vide le groupe présente un coefficient moyen de frottement de :

$$K_f = 1,79 \cdot 10^{-2} \text{ m.N/rds'}$$

Le moteur porte sur la plaque signalétique les indications suivantes :

Puissance :	3 kW	Vitesse :	1500 tr/min
Induit :	Tension 110 V ;	Courant :	27,5 A
Inducteur :	Tension 110 V ;	Courant :	1,2 A

Les mesures de la résistance r_2 et de l'inductance l_2 de l'induit du moteur , et du moment d'inertie J du groupe moteur - génératrice ont fourni :

$$\begin{aligned} r_2 &= 0,43 \Omega \\ l_2 &= 1,3 \text{ mH} \\ J &= 0,055 \text{ m}^2 \cdot \text{kg} \end{aligned}$$

Le transformateur de couplage au réseau a :

- une résistance de court-circuit par phase vue du secondaire : $r_1 = 0,17 \Omega$;
- une inductance de court-circuit par phase vue du secondaire : $l_1 = 1,07 \text{ mH}$.

REGIME HACHE DU COURANT

cas des convertisseurs avec D.R.L.

2 . R E G I M E H A C H E D U C O U R A N T

CAS DES CONVERTISSEURS AVEC D.R.L

2.1 - INTRODUCTION

Les récepteurs à courant continu , alimentés à partir d'une source alternative par l'intermédiaire d'un convertisseur à thyristor , exigent le plus souvent que le courant ait les caractéristiques suivantes /1/ , /2/ , /3/ :

- un régime ininterrompu ;
- un taux d'ondulation dans les limites admissibles ;
- un taux d'harmoniques faible .

Pour les convertisseurs équipés de D.R.L . on donnera :

- les conditions pour lesquelles le régime du courant est discontinu ;
- les propriétés associées à ce courant ;
- les moyens adéquats dans la limite des possibilités techniques afin d'éviter l'apparition du régime discontinu .

Les relations données dans ce chapitre sont établies dans le cas où le moteur fonctionne à vitesse constante .

2.2 - CONVERTISSEUR MONOPHASE

2.2.1 - Courant dans l'intervalle de conduction du thyristor

Dans un premier temps , nous établissons nos relations pour des alimentations obtenues à partir d'une source monophasée utilisant un seul thyristor . Dans un deuxième temps , nous généraliserons ces relations pour les convertisseurs déjà cités .

Le thyristor reçoit l'impulsion d'allumage retardée d'un angle α par rapport au point de commutation naturelle .

Durant la période de conduction du thyristor, le circuit parcouru par le courant d'induit du moteur, noté i_1 , est représenté à la figure (2.1).

Ainsi le courant i_1 est assujéti à :

$$R i_1 + L \omega \frac{d i_1}{d x} + E = V_m \sin(x)$$

avec : $R = r_1 + r_2$

$$L = l_1 + l_2$$

et $x = \omega t$

L'équation différentielle (2.1) est valable pour :

$$\alpha \leq x \leq \pi$$

où : α représente l'instant d'allumage

π ----- "----- "----- où la D.R.L. entre en conduction .

L'introduction des grandeurs réduites du courant et de la f.c.e.m définies par :

$$I_r = \frac{R_1 i_1}{V_m} ; \quad E_r = \frac{E}{V_m}$$

modifie la relation (2.1) de la manière suivante :

$$I_{r1} + \operatorname{tg} \varphi \cdot \frac{d I_{r1}}{d x} = \sin(x) - E_r$$

et $\alpha \leq x \leq \pi$

avec $\operatorname{tg} \varphi = \frac{L \omega}{R}$

La solution de l'équation différentielle (2.3) est de la forme :

$$I_{r1} = a \cdot \exp(-x / \operatorname{tg} \varphi) + \cos \varphi \cdot \sin(x - \varphi) - E_r$$

La constante a se détermine de la condition initiale, mais comme le courant est discontinu, il ne peut être que nul à l'instant d'allumage $x = \alpha$.

$$I_{r1}(\alpha) = 0$$

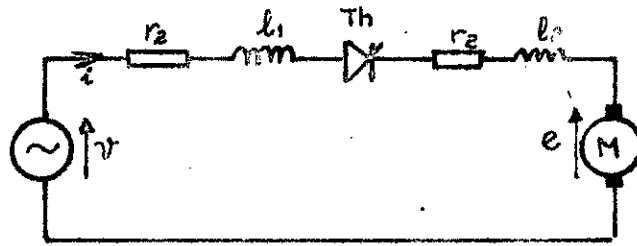


Fig 2.1 : schéma équivalent durant la conduction du thyristor

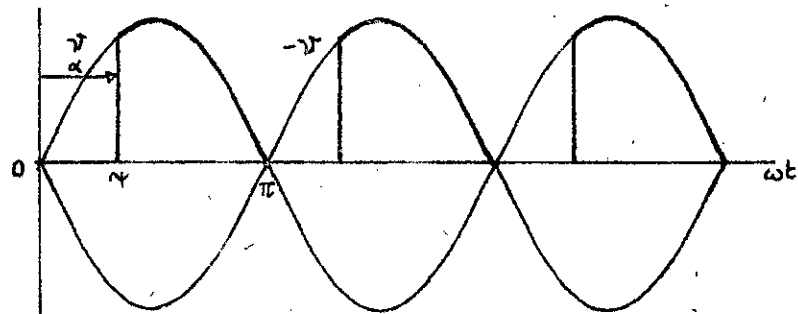


Fig 2.2 : tension fournie par le pont monophasé

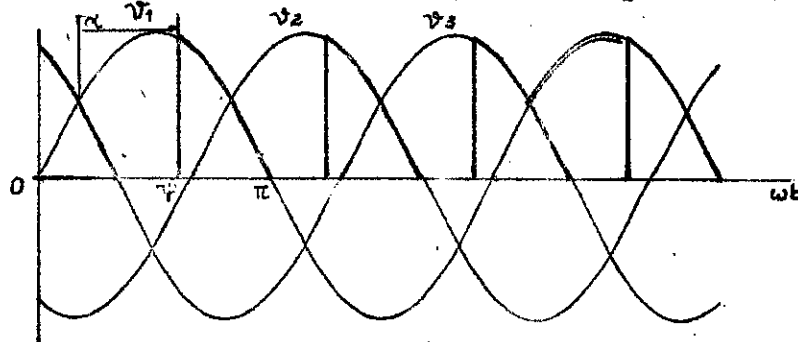


Fig 2.3 : tension fournie par le redresseur triphasé

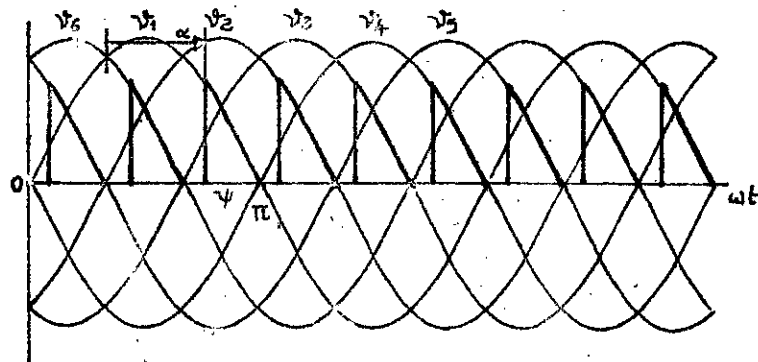


Fig 2.4 : tension fournie par le redresseur hexaphasé

d'où $\alpha = (E_r - \cos \varphi \cdot \sin(\alpha - \varphi)) \cdot \exp(\alpha / \operatorname{tg} \varphi)$

et finalement I_{r1} se met sous la forme :

$$I_{r1} = I_{10} \cdot \exp[(\alpha - x) / \operatorname{tg} \varphi] + \cos \varphi \cdot \sin(\alpha - \varphi) - E_r$$

avec

$$I_{10} = E_r - \cos \varphi \cdot \sin(\alpha - \varphi) \quad (2.5)$$

le gradient de courant est alors :

$$\frac{dI_{r1}}{dx} = -\frac{I_{10}}{\operatorname{tg} \varphi} \cdot \exp[(\alpha - x) / \operatorname{tg} \varphi] + \cos \varphi \cdot \cos(\alpha - \varphi)$$

2.2.2 - Courant dans l'intervalle de conduction de la D.

Dans l'approximation où la chute de tension dans l'impédance interne de la source est négligeable, la D.R.L devient pte à l'instant :

$$x = \pi$$

La diode court-circuitant l'induit du moteur, le courant qui provient alors de l'énergie emmagasinée dans l'inductance de l'induit lors de l'intervalle de conduction du tube.

On note par i_2 le courant d'induit dans la période de conduction de la D.R.L. Le courant i_2 est lié à l'équation différentielle :

$$r_2 i_2 + l_2 \omega \frac{di_2}{dx} - \bar{E} = 0 \quad (2.7)$$

avec

$$\pi \leq x \leq \lambda$$

et l'angle d'extinction λ doit répondre à la condition de continuité, à savoir :

$$\lambda < \alpha + 2\pi$$

Nous introduisons comme précédemment la grandeur réduite de courant I_{r2} définie par : $I_{r2} = (r_2 \cdot i_2) / \sqrt{m} \quad (2.8)$

L'équation différentielle (2.7) devient :

$$I_{r2} + tg \varphi_2 \cdot dI_{r2}/dx + E_r = 0 \quad (2.9)$$

avec

$$tg \varphi_2 = l_2 \cdot \omega / r_2$$

La solution de l'équation (2.9) est de la forme :

$$I_{r2} = a \cdot \exp [(\pi - x) / tg \varphi_2] - E_r \quad (2.10)$$

Nous supposons instantanée la commutation du courant entre le thyristor et la diode à l'instant $x = \pi$. De ce fait , il en découle :

$$I_{r1}(\pi) = I_{r2}(\pi) \cdot \frac{R}{r_2}$$

d'où

$$a = I_{r2}(\pi) + E_r$$

et finalement

$$I_{r2}(x) = I_{20} \cdot \exp [(\pi - x) / tg \varphi_2] - E_r \quad (2.11)$$

avec

$$I_{20} = \left\{ [E_r - \cos \varphi \sin(\alpha - \varphi)] \cdot \exp [(\alpha - \pi) / tg \varphi] + \cos \varphi \cdot \sin \varphi \right\} \frac{E_2}{R} \quad (2.12)$$

le gradient du courant I_{r2} est :

$$\frac{dI_{r2}}{dx} = - \frac{I_{20}}{tg \varphi} \cdot \exp [(\pi - x) / tg \varphi_2] \quad (2.13)$$

2 . 3 - CAS DU PONT MONOPHASE

Le montage redresseur en pont monophasé (fig 1.3 a) délivre une tension redressée à vide représentée à la figure (2.2) . Il apparaît que pendant une arche de la sinusoïde , les thyristors 1 et 2 conduisent et le circuit parcouru par le courant est équivalent à celui du redresseur monophasé à un seul thyristor . Par conséquent , le schéma électrique de la figure (2.1) reste valable .

Ainsi, les expressions du courant d'induit (2.4) et (2.5) et celles (2.6) et (2.13) de son gradient sont toujours vérifiées .

la condition de discontinuité est quand à elle , remplacée par

$$\lambda < \alpha + \pi$$

2.4 - CAS DU MONTAGE ETOILE TRIPHASE

Un regard sur la tension redressée (fig 2.3) fournie par un montage triphasé (fig 1.1.b), permet d'affirmer que durant une période de la tension redressée , une seule phase conduit . Aussi , le circuit électrique se réduit dans ce cas au schéma de la figure (2.1) .

En introduisant l'angle de retard à l'allumage ψ mesuré à partir du zéro de la sinusoïde de la tension d'alimentation , on vient :

$$I_{r1} = I_{10} \cdot \exp[(\psi - x) / \text{tg} \varphi] + \text{Cos} \varphi \cdot \text{Sin}(x - \varphi) - E_r \quad (2.13)$$

et

$$I_{10} = E_r - \text{Cos} \varphi \cdot \text{sin}(\psi - \varphi) \quad (2.14)$$

$$\frac{dI_{r1}}{dx} = - \frac{I_{10}}{\text{tg} \varphi} \cdot \exp[(\psi - x) / \text{tg} \varphi] + \text{Cos} \varphi \cdot \text{Cos}(x - \varphi) \quad (2.15)$$

avec

$$\psi \leq x \leq \pi$$

$$I_{r2} = I_{20} \cdot \exp[(\psi - x) / \text{tg} \varphi_2] - E_r \quad (2.16)$$

et

$$I_{20} = \left\{ (E_r - \text{Cos} \varphi \text{ sin}(\psi - \varphi)) \cdot \exp[(\psi - \pi) / \text{tg} \varphi] + \text{Cos} \varphi \text{ sin}(\psi - \varphi) \right\} \cdot \exp[\pi / \text{tg} \varphi_2]$$

$$\frac{dI_{r2}}{dx} = - \frac{I_{20}}{\text{tg} \varphi_2} \cdot \exp[(\psi - x) / \text{tg} \varphi_2] \quad (2.18)$$

Les angles d'allumage ψ et α sont liés par :

$$\psi = \alpha + \pi/6$$

Le régime discontinu du courant avec conduction de la diode est possible, dans le cas du convertisseur triphasé, que si l'angle d'amorçage vérifie la condition :

$$\alpha > \pi/6 \quad \text{ou} \quad \psi > \pi/3$$

2.5 - CAS DU MONTAGE ETOILE HEXAPHASE ET DU PONT TRIPHASE

Vu la forme de la tension à vide (fig 2.4) délivrée par le montage hexaphasé (fig 1.1.c) et par le fait que durant une période de la tension redressée, une seule phase conduit, il découle que le schéma électrique est celui de la figure (2.1) .

Ainsi, en introduisant l'angle de retard à l'allumage ψ défini comme précédemment, les expressions (2.13) et (2.16) du courant d'induit de même que celles (2.15) et (2.18) de son gradient restent valables pour le montage hexaphasé .

Seulement l'angle ψ est lié à α par : $\psi = \alpha + \pi/3$

De plus la diode n'entre en conduction que pour :

$$\alpha > \pi/3 \quad \text{ou} \quad \psi > 2\pi/3$$

Afin de reporter les résultats du montage étoile hexaphasé au pont triphasé, et vu que pour ce dernier deux phases doivent conduire simultanément, nous définissons les nouvelles grandeurs réduites suivantes :

$$I_{r1} = (2r_1 + r_2) i_1 / U_m \quad ; \quad E_r = E / U_m$$

$$I_{r2} = r_2 i_2 / U_m$$

(2.19)

avec U_m : amplitude de la tension entre phases .

De cette manière , toutes les expressions obtenues pour le redresseur hexaphasé sont valables pour le pont triphasé .

2.6 - REPRESENTATION DU COURANT

2.6.1 - Courbes de courant

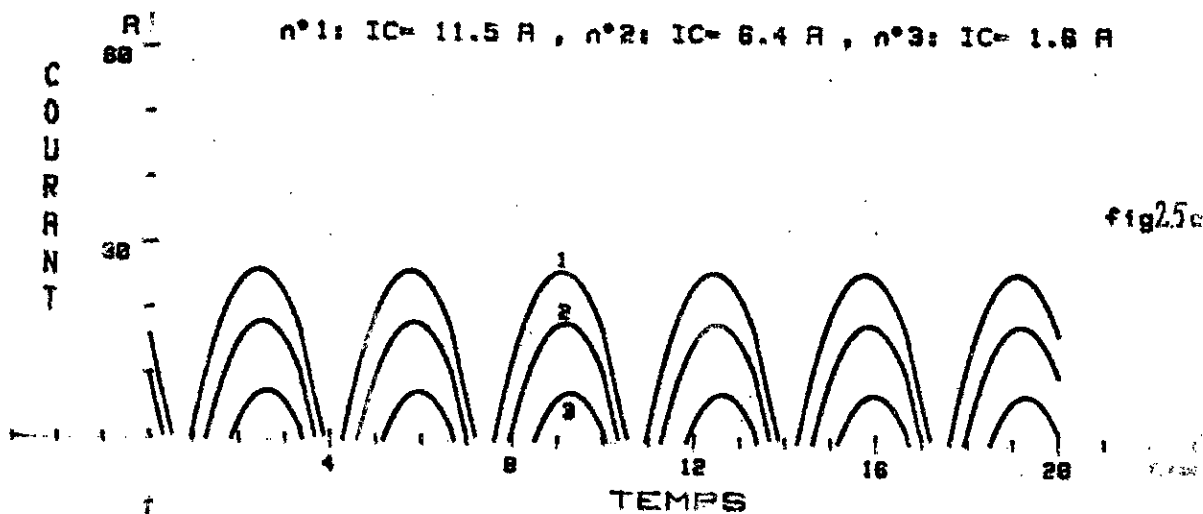
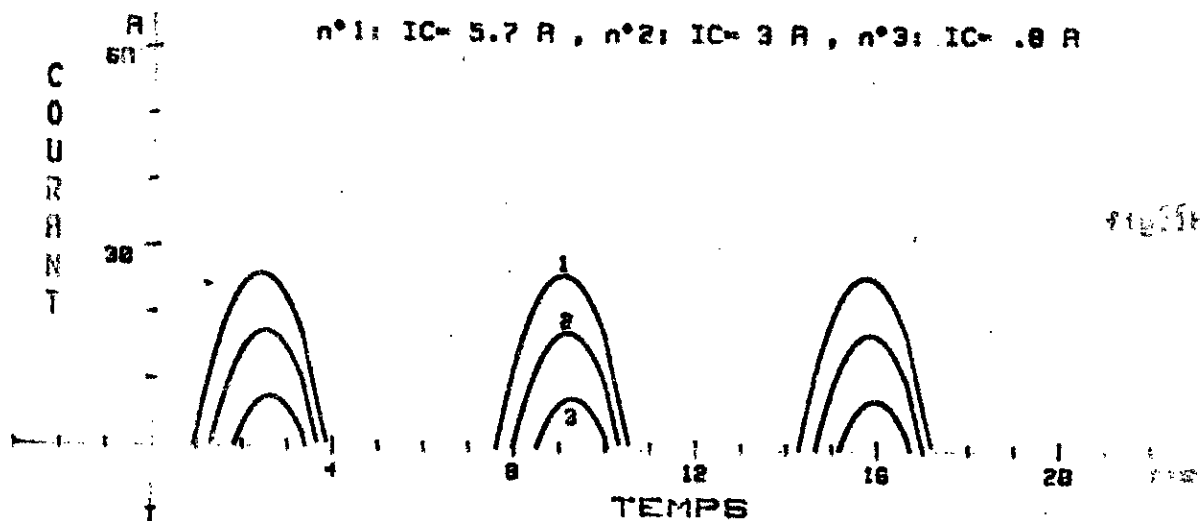
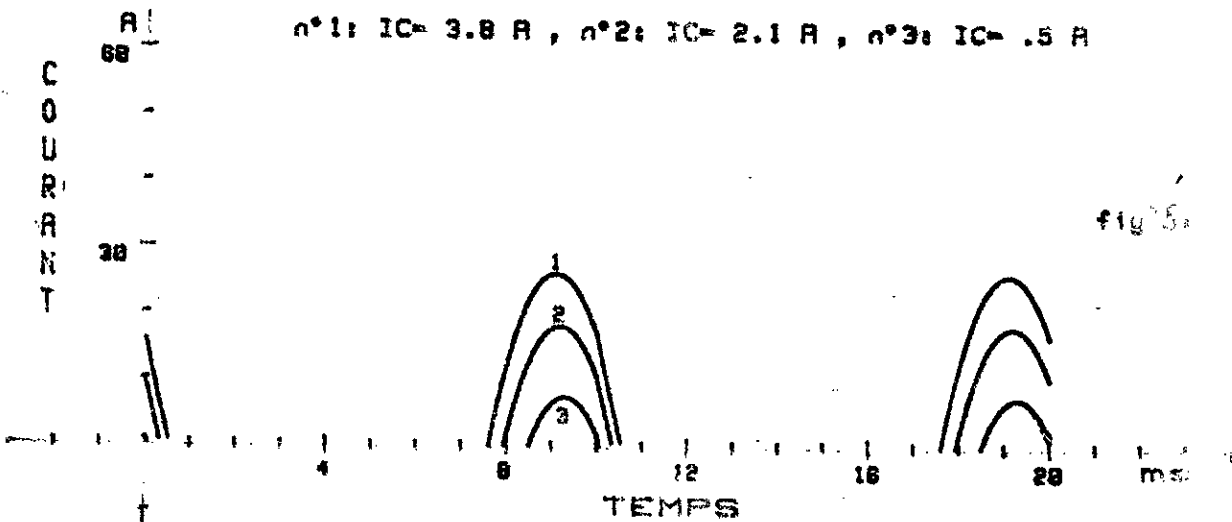
Nous avons tracé les courbes du courant d'induit instantané pour les trois types de convertisseurs .

Les figures (2.5) sont données pour un même angle d'allumage et à vitesse constante . Il apparait que la forme des impulsions du courant est la même quelque soit le type de convertisseur ; par contre la différence réside dans la fréquence de cette impulsion .

La différence en fréquence se répercute par une différence sur la valeur moyenne I_c du courant (Tab 2.1) , donc sur le couple développé par le moteur .

	ψ	137°	143°	153°
PONT MONOPHASE	-a (A)	3,8	2,1	0,5
	-b (A)	26,5	18,4	7,5
REDRESSEUR TRIPHASE	-a (A)	5,7	3	0,8
	-b (A)	26,5	18,4	7,5
REDRESSEUR HEXAPHASE	-a (A)	11,5	6,4	1,6
	-b (A)	26,5	18,4	7,5

Tab 2.1 -a : valeur moyenne ; -b : pointe du courant .



VARIATION DU COURANT EN FONCTION DU TEMPS POUR $E_r = .2$
 COURBE n°1: POUR $PSI= 137^{\circ}$ COURBE n°2: POUR $PSI= 143^{\circ}$
 COURBE n°3: POUR $PSI= 153^{\circ}$
 fig 25a : PONT MONOPHASE ; fig 25b : REDRESSEUR TRIPHASE
 fig 25c : REDRESSEUR HEXAPHASE

Par conséquent , à angle d'allumage constant , le redresseur hexaphasé fournit un courant moyen plus important .

A couple constant et vitesse constante , les variations instantanées du courant sont données par la figure (2.6). Les impulsions de courant présentent des valeurs de crête différentes (Tab 2.2).

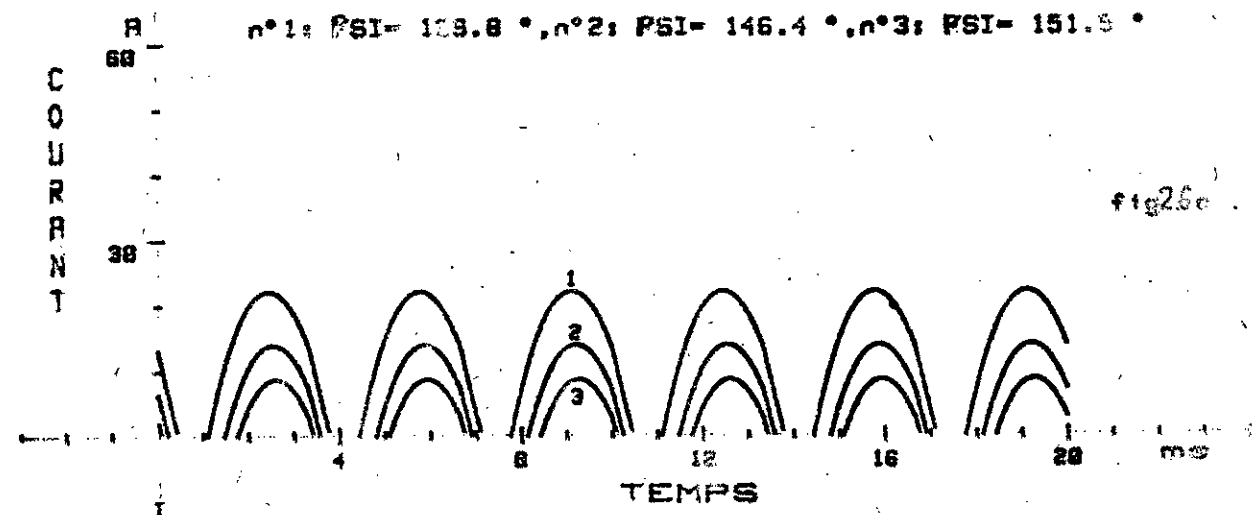
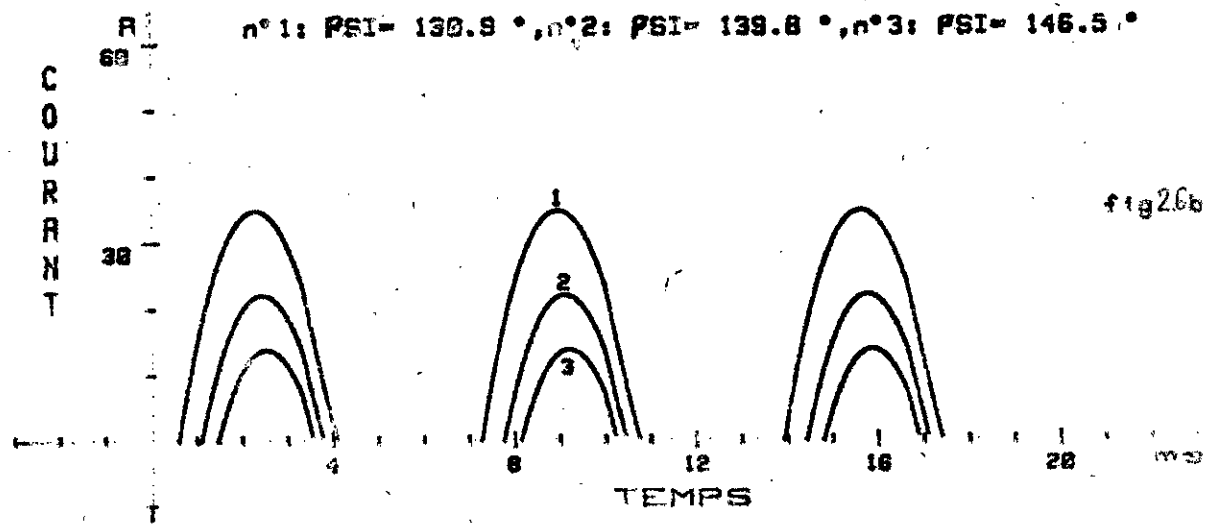
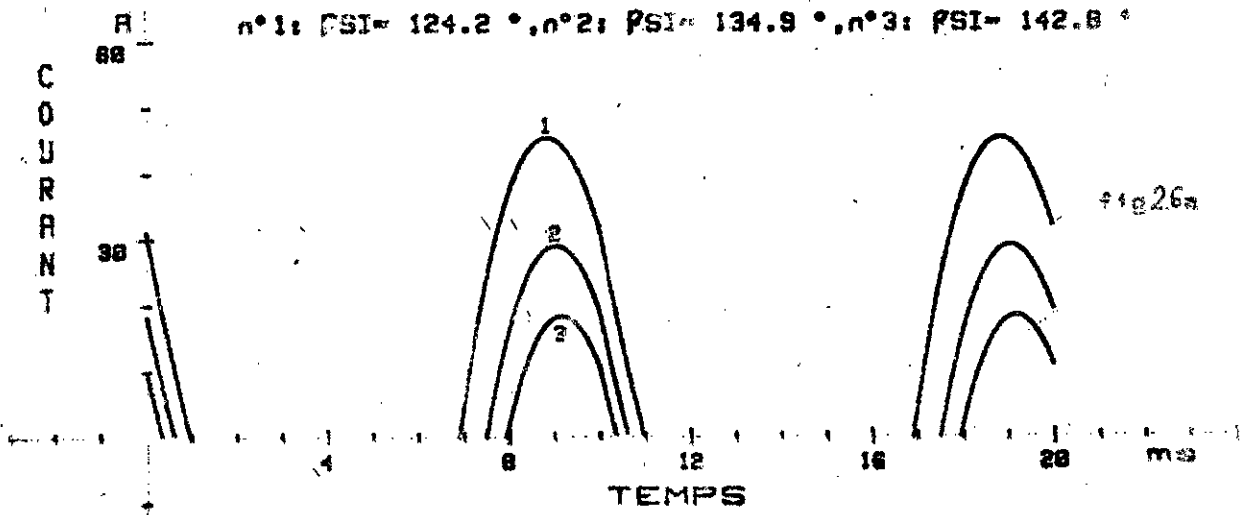
	courant moyen (A)	3	6	12
PONT MONOPHASE	ψ (°)	142,8	134,9	124,2
	pointe du C^t (A)	18,5	29	46
REDRESSEUR TRIPHASE	ψ (°)	146,5	139,8	130,9
	pointe du C^t (A)	14	22,5	38
REDRESSEUR HEXAPHASE	ψ (°)	151,5	146,4	139,8
	pointe du C^t (A)	8,7	14	22,5

Tab 2:2

Ainsi , à couple égal , le convertisseur hexaphasé fournit le courant le moins ondulé .

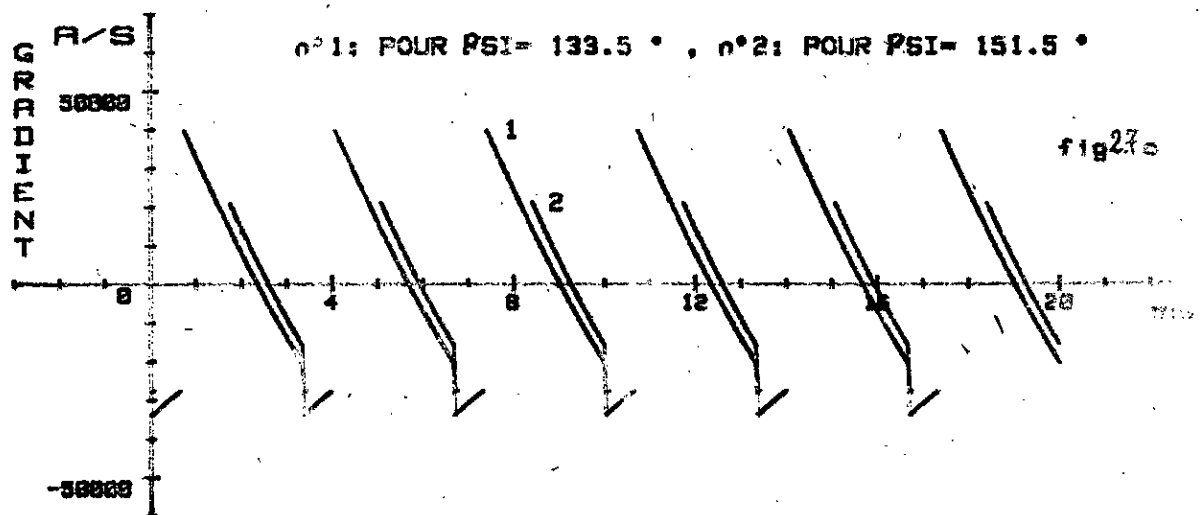
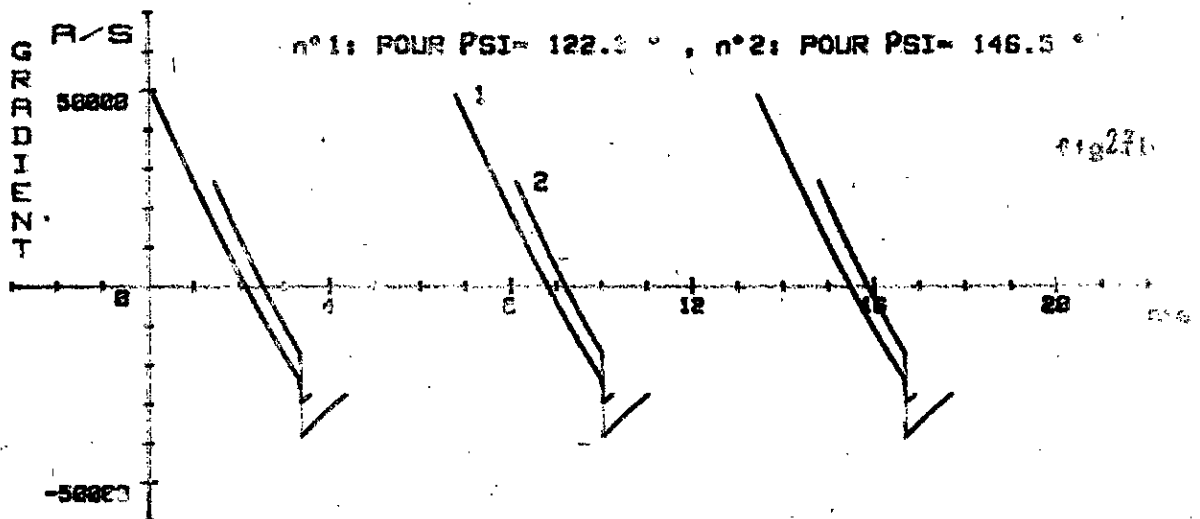
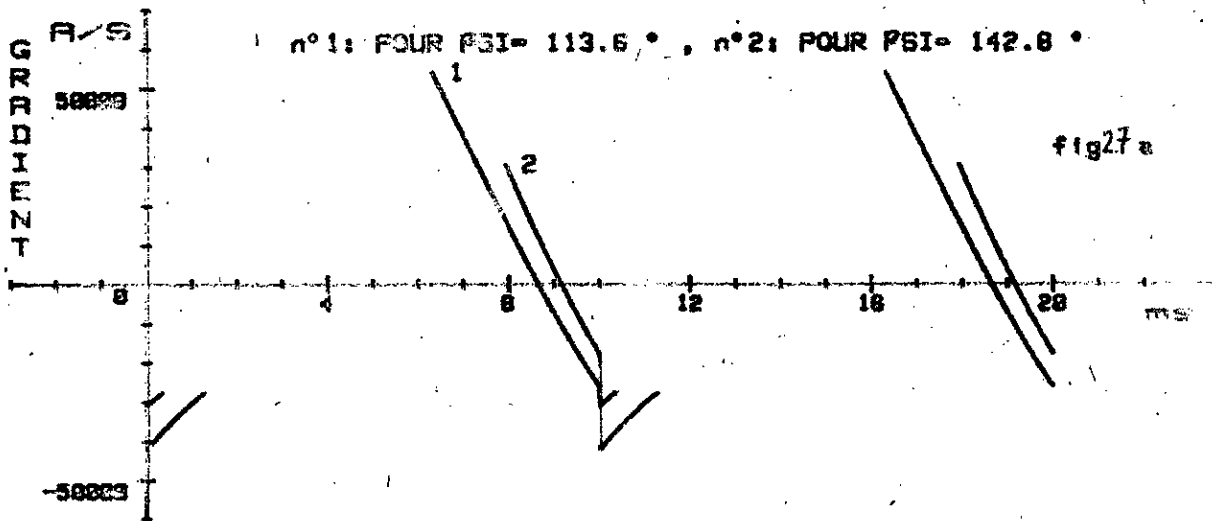
2.6.2 - Courbes du gradient

Une illustration de la variation du gradient du courant est donnée par la figure (2.7) . Il apparaît clairement qu'à couple et vitesse constants , le gradient varie presque linéairement jusqu'à l'instant où la diode entre en conduction . Il rencontre une discontinuité et , par la suite , une inversion du sens de variation . Cette discontinuité n'est qu'une conséquence de l'hypothèse de la commutation instantannée entre la diode et le thyristor .



VARIATION DU COURANT EN FONCTION DU TEMPS POUR $E_r = .2$
 COURBE n°1: POUR IC= 12 A COURBE n°2: POUR IC= 6 A
 COURBE n°3: POUR IC= 3

fig26a : PONT MONOPHASE ; fig26b : REDRESSEUR TRIPHASE
 fig26c : REDRESSEUR HEXAPHASE



VARIACTION DU di/dt EN FONCTION DU TEMPS POUR $E_r = 12$
 COURBE n°1 : IC= 20.07 A COURBE n°2 : IC= 3 A
 fig27a: PONT MONOPHASE ; fig27b: REDRESSEUR TRIPHASE
 fig27c: REDRESSEUR HEXAPHASE

Le gradient présente une pointe à l'allumage qui généralement est supportable par le thyristor /4/, mais peut provoquer la naissance d'un flash électrique sur le collecteur du moteur .

A pour	pont monophasé		redresseur triphase		redresseur hexaphase	
	20	3	20	3	20	3
Courant moyen (A)	20	3	20	3	20	3
$\psi(^{\circ})$	113,5	142,8	122,3	146,5	133,5	151,5
Pointe du gradient (A/ μ s)	54	30,7	48	26	38,5	21,2

Tab 2.3

Il ressort du tableau (2.3), que la pointe du gradient de courant à l'allumage diminue dans le même sens que la charge ; il en découle également qu'à charge égale , le convertisseur hexaphasé présente la plus faible pointe du gradient de courant .

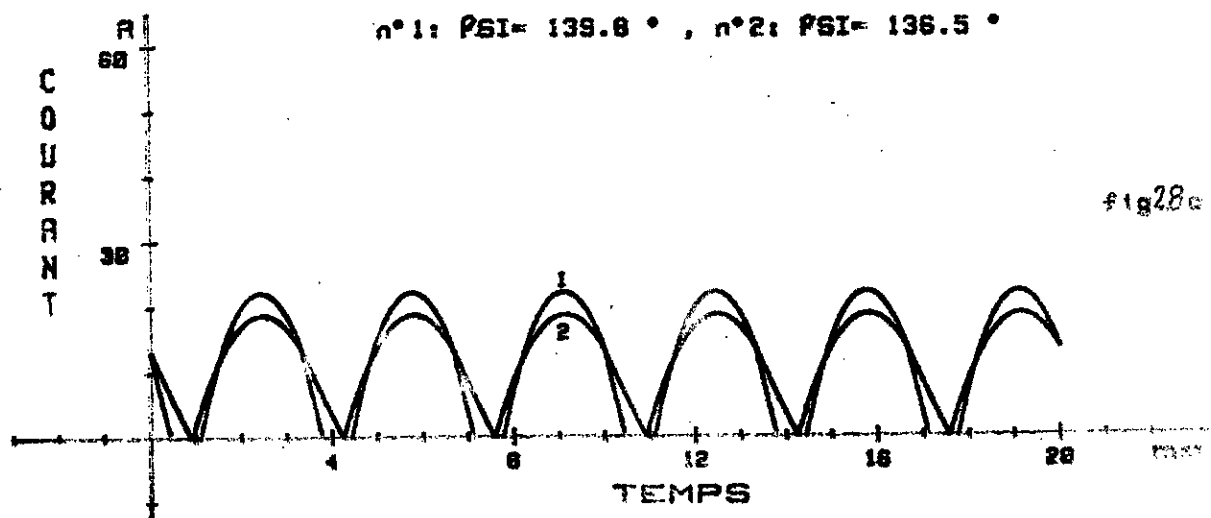
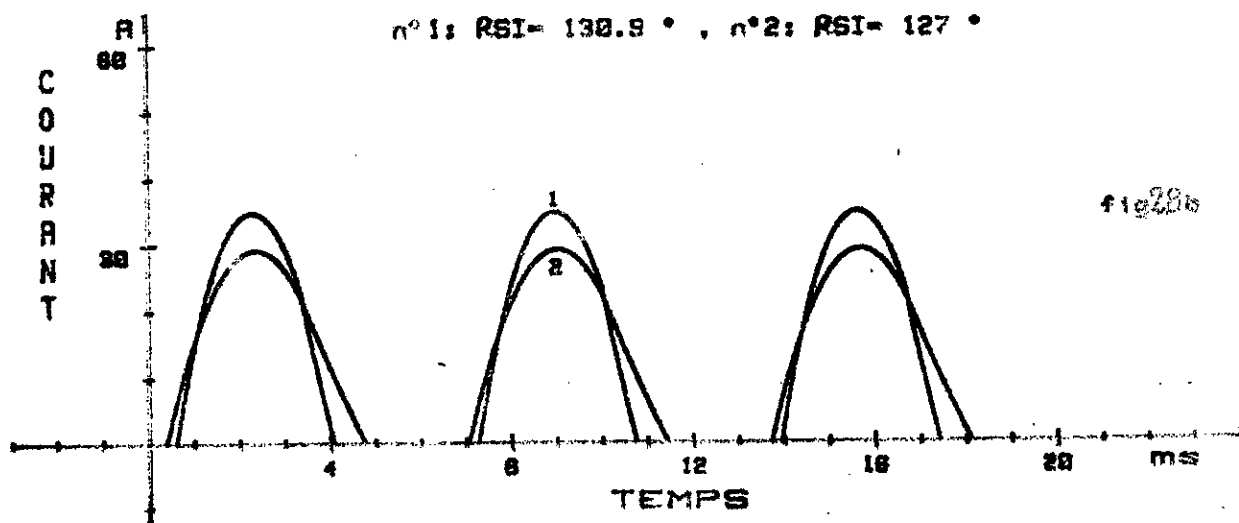
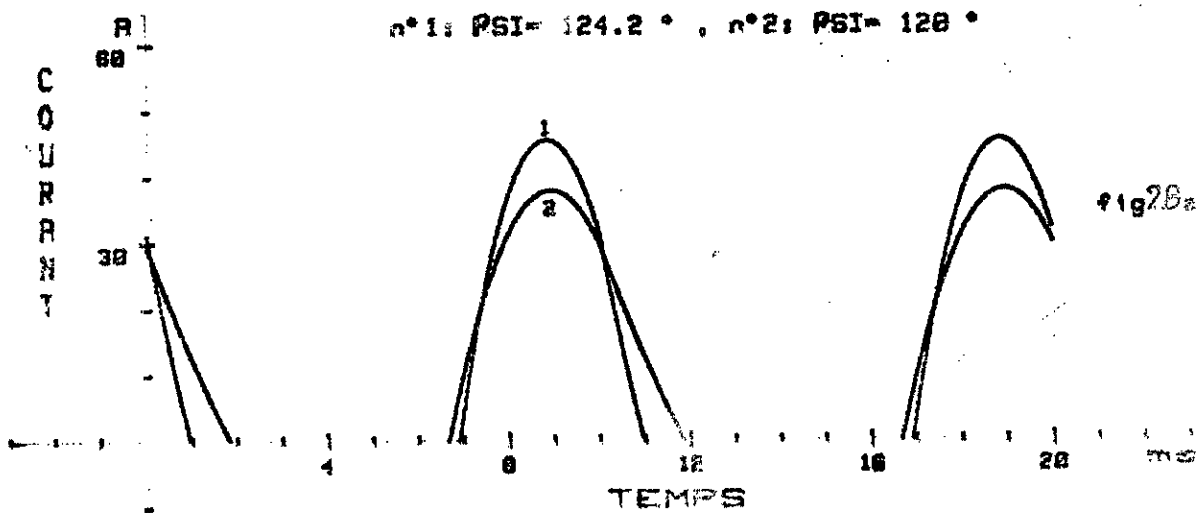
2.6.3 - Influence de l'inductance sur le courant et son gradient

A couple et à vitesse constants , l'augmentation de l'inductance de l'induit provoque une réduction de la valeur de crête du courant et un accroissement de la durée de conduction .

Un exemple est donné à la figure (2.8) , qui montre que lorsque l'inductance ℓ_2 est doublée , la réduction est respectivement de :

- 6,5 A pour le pont monophasé ;
- 4,5 A pour le redresseur triphasé ;
- 2,5 A pour le redresseur hexaphasé .

De même que pour le courant , le gradient est aussi affecté par l'augmentation de l'inductance de l'induit , qui se répercute par



VARIATION DU COURANT EN FONCTION DU TEMPS
 POUR $E_{ac} = .2$ ET $I_C = 12$ A

COURBE n°1: POUR $L_2 = 1.3$ mH COURBE n°2: POUR $L_2 = 2.6$ mH
 fig28a : PONT MONOPHASE ; fig28b : REDRESSEUR TRIPHASE
 fig28c : REDRESSEUR HEXAPHASE

une réduction de la pointe du gradient à l'allumage . La remarque peut être tirée en observant les figures (2.9) , où la réduction du gradient à couple et vitesse constants (lorsque l'inductance passe du simple au double) est de :

- 16 A/ μ s pour le pont monophasé ;
- 14 A/ μ s pour le redresseur triphasé ;
- 10 A/ μ s pour le redresseur hexaphasé .

L'augmentation de l'inductance apporte des améliorations sensibles , surtout pour le pont monophasé .

2.7 - ANGLE D'EXTINCTION

Le régime interrompu du courant avec conduction de la diode est assuré si

$$I_{r2}(\lambda) = 0$$

à la condition

$$\pi < \lambda < \psi + \tau$$

τ étant la période de la tension redressée .

L'introduction de l'angle d'allumage ψ dans les expressions (2.11) et (2.12) de I_{r2} nous permet de mettre celles-ci sous une forme générale applicable pour tous les types de montages à redresseurs cités jusque là :

$$I_{r2} = I_{20} \cdot \exp[(\pi - x)/\text{tg} \varphi_2] - E_r \quad (2.20)$$

et

$$I_{20} = [E_r - \cos \varphi \cdot \sin(\psi - \varphi)] \cdot \exp[(\psi - \pi)/\text{tg} \varphi] + \cos \varphi \sin \varphi \quad (2.21)$$

Néanmoins l'angle ψ est astreint aux conditions :

$$\psi = \alpha + \beta_1 \quad \text{et} \quad \psi > \beta_2 \quad (2.22)$$

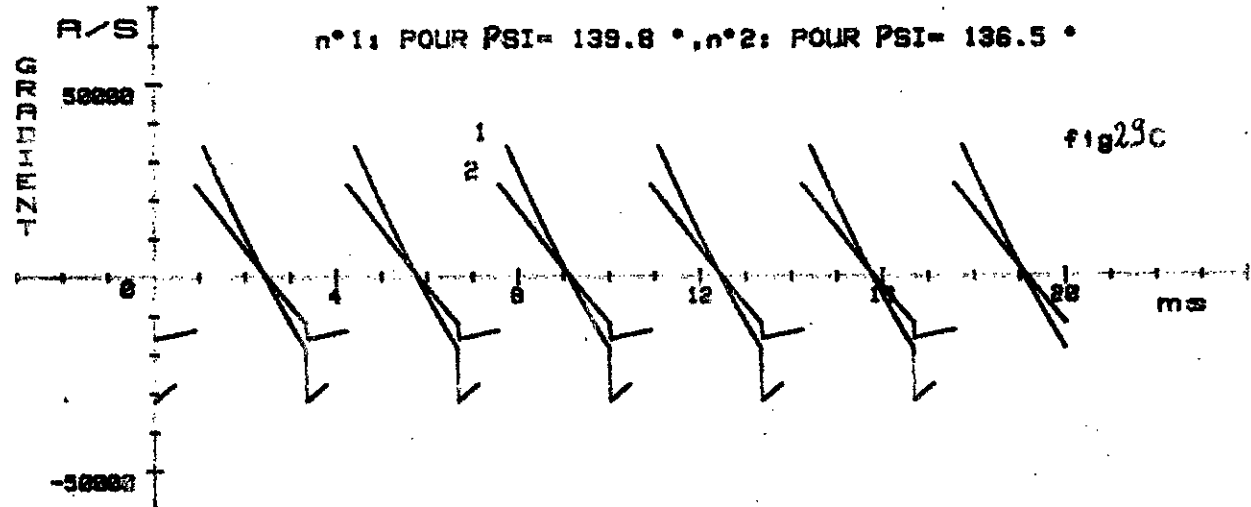
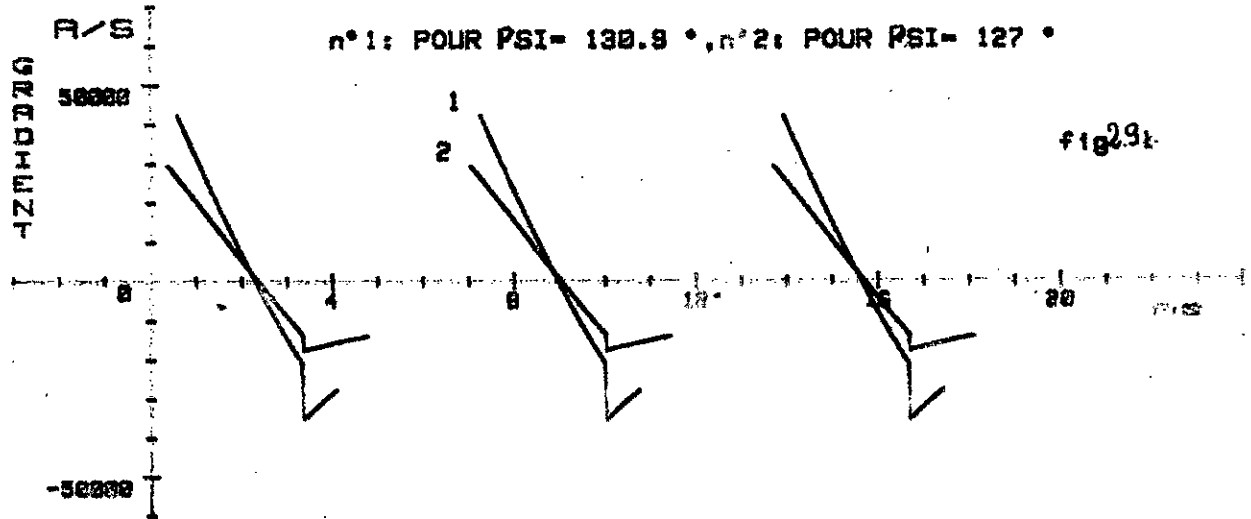
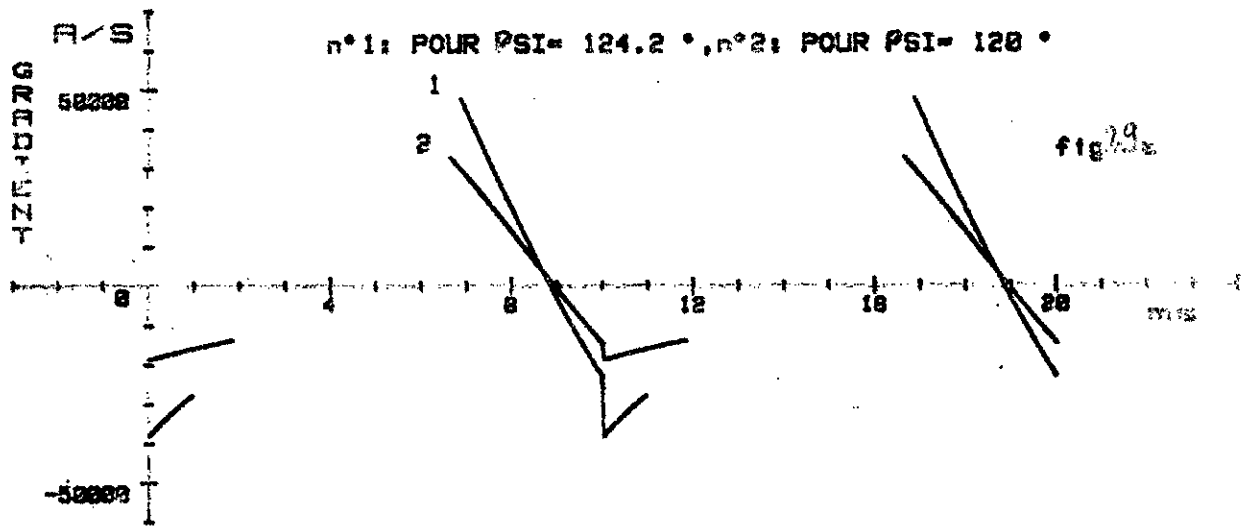
avec :

- pour le montage à un seul thyristor et en pont monophasé

$$\beta_1 = 0 ; \beta_2 = 0$$

- Pour le montage redresseur triphasé

$$\beta_1 = \frac{\pi}{6} ; \beta_2 = \frac{\pi}{3}$$



VARIATION DU GRADIENT DU COURANT EN FONCTION DU TEMPS
 POUR $E_r = .2$ ET $I_C = 12$ A
 COURBE n°1 : $L_2 = 1.3$ mH COURBE n°2 : $L_2 = 2.6$ mH
 fig 29a: PONT MONOPHASE ; fig 29b: REDRESSEUR TRIPHASE
 fig 29c: REDRESSEUR HEXAPHASE

- pour les montages redresseur hexaphasé et pont triphasé

$$\beta_1 = \pi/3 ; \beta_2 = 2\pi/3$$

La condition (2.19) conduit à la détermination de l'angle d'extinction λ :

$$\lambda = \pi + \operatorname{tg} \varphi_2 \cdot \ln (I_{20}/E_r) \quad (2.23)$$

avec

$$\pi < \lambda < \psi + \tau \quad (2.24)$$

et

- pour le redresseur à un seul thyristor.

$$\tau = 2\pi$$

- pour le pont monophasé

$$\tau = \pi$$

- pour le redresseur triphasé

$$\tau = 2\pi/3$$

- pour le redresseur hexaphasé et le pont triphasé

$$\tau = \pi/3$$

La borne inférieure de l'angle λ est nécessaire pour qu'il y ait conduction de la diode ; tandis que la borne supérieure est suffisante pour que le régime soit discontinu .

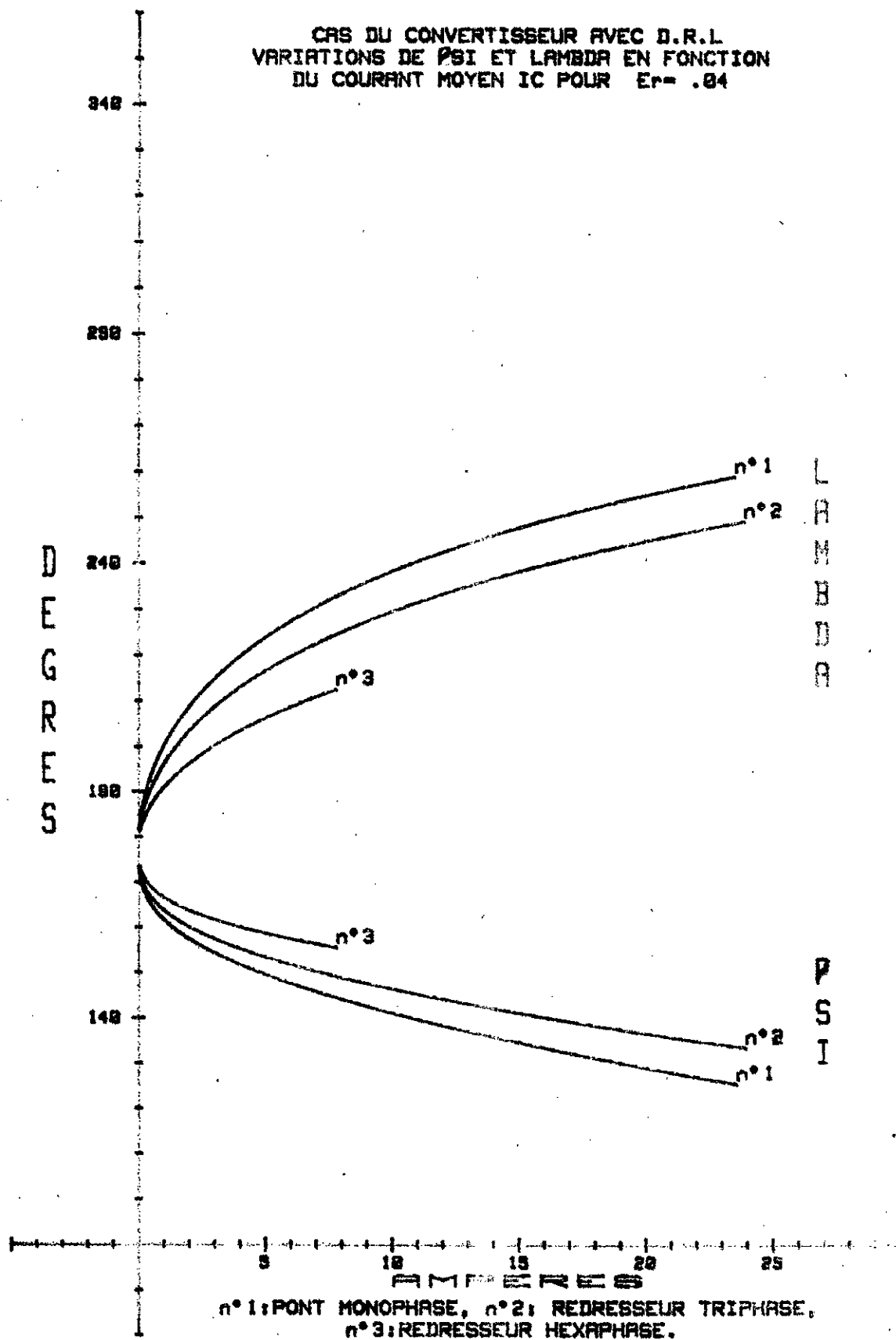
Les variations de l'angle d'allumage ψ et de l'angle d'extinction λ en fonction de la charge du moteur avec la vitesse prise comme paramètre , sont données par la figure (2.10) pour les trois types de convertisseurs .

L'analyse de ces courbes nous permet d'affirmer , qu'à faible vitesse , au delà d'une charge de 8 A , le convertisseur hexaphasé fournit un courant continu . Cependant , les autres types de convertisseurs ne fournissent un courant continu qu'au voisinage de la charge normale .

A un même niveau de charge et à vitesse constante , l'angle

Fig 2 - 10 a

CAS DU CONVERTISSEUR AVEC D.R.L.
VARIATIONS DE PSI ET LAMBDA EN FONCTION
DU COURANT MOYEN IC POUR $E_r = .04$



n°1: PONT MONOPHASE, n°2: REDRESSEUR TRIPHASE,
n°3: REDRESSEUR HEXAPHASE.

Fig 2 . 10 b

CAS DU CONVERTISSEUR AVEC D.R.L
VARIATIONS DE PSI ET LAMBDA EN FONCTION
DU COURANT MOYEN IC POUR $E_r = 1$

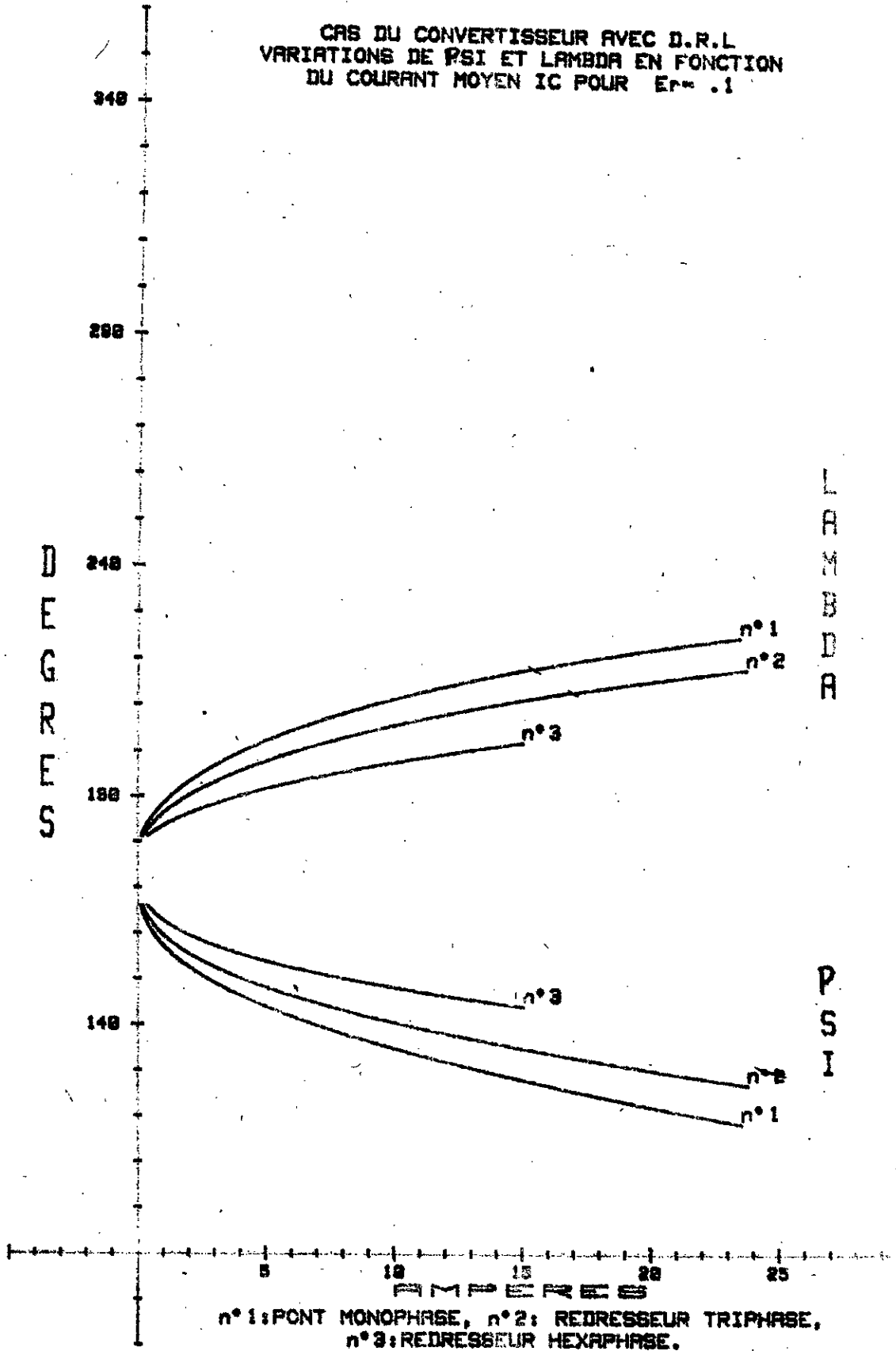


Fig 2.10 c

CAS DU CONVERTISSEUR AVEC D.R.L
VARIATIONS DE PSI ET LAMBDA EN FONCTION
DU COURANT MOYEN IC POUR Er= .2

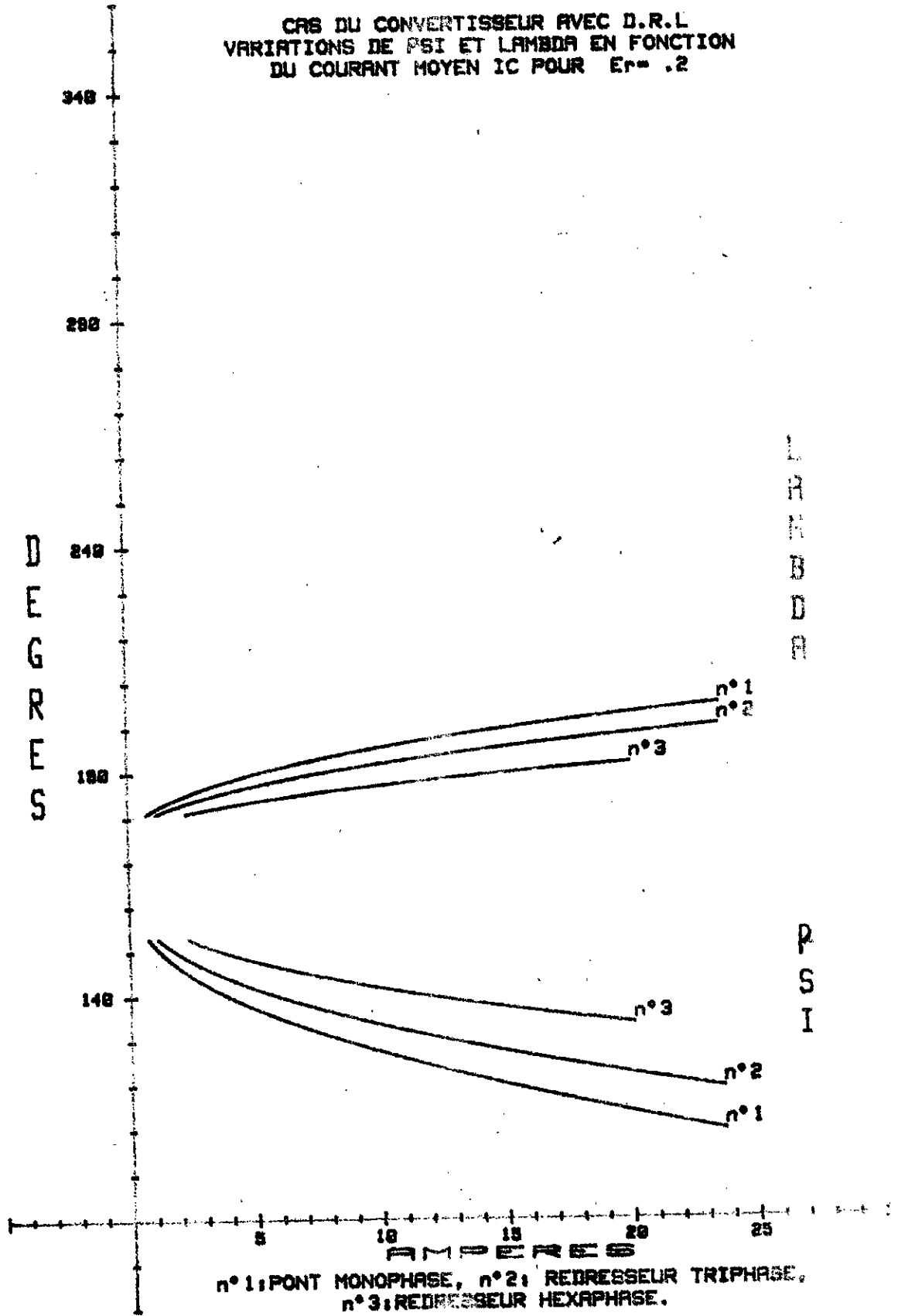
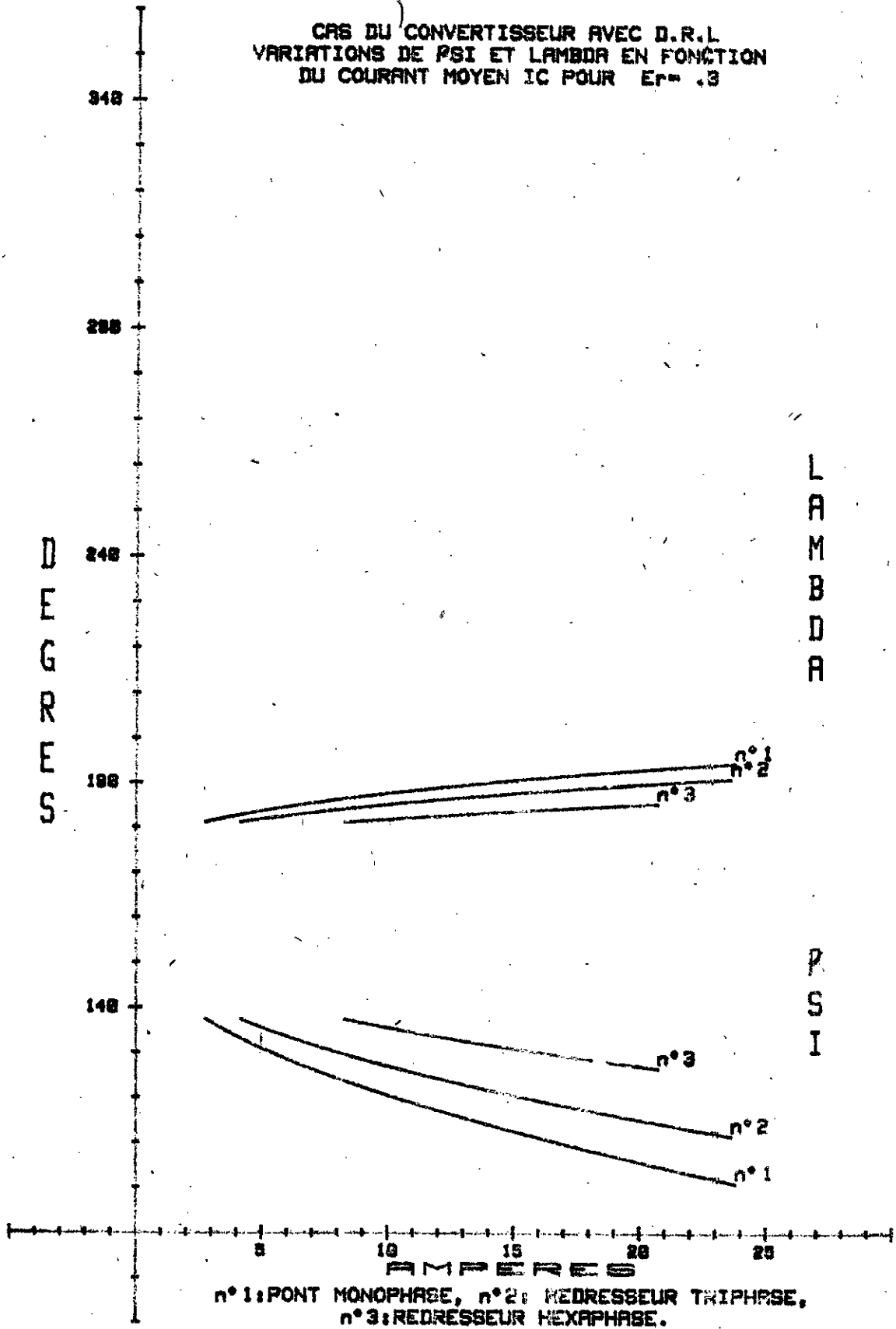


Fig 2.10 d

CAS DU CONVERTISSEUR AVEC D.R.L.
VARIATIONS DE PSI ET LAMBDA EN FONCTION
DU COURANT MOYEN IC POUR $E_r = .3$



d'allumage va dans le sens croissant lorsqu'on passe du convertisseur en pont monophasé , au convertisseur triphasé et enfin au convertisseur hexaphasé . Alors que l'angle d'extinction décroît en conservant le même sens de progression .

Pour $E_r = 0,2$ et $E_r = 0,3$, il apparait une limite à faible valeur de la charge . En effet l'extinction du courant se fait avant l'entrée en conduction de la diode . De plus on remarque qu'à vitesse élevée les courbes deviennent plus serrées .

2.8 - ANGLE LIMITE D'ALLUMAGE

2.8.1 - Expression de l'angle d'allumage limite

Il est capital de connaître , pour un régime donné du moteur , le domaine continu ou discontinu dans lequel est situé le régime du courant .

Le courant est en régime critique lorsque :

$$I_{re}(\psi + \tau) = 0$$

$$I_{20} \cdot \exp[(\pi - \psi - \tau)/tg\varphi_2] - E_r = 0$$

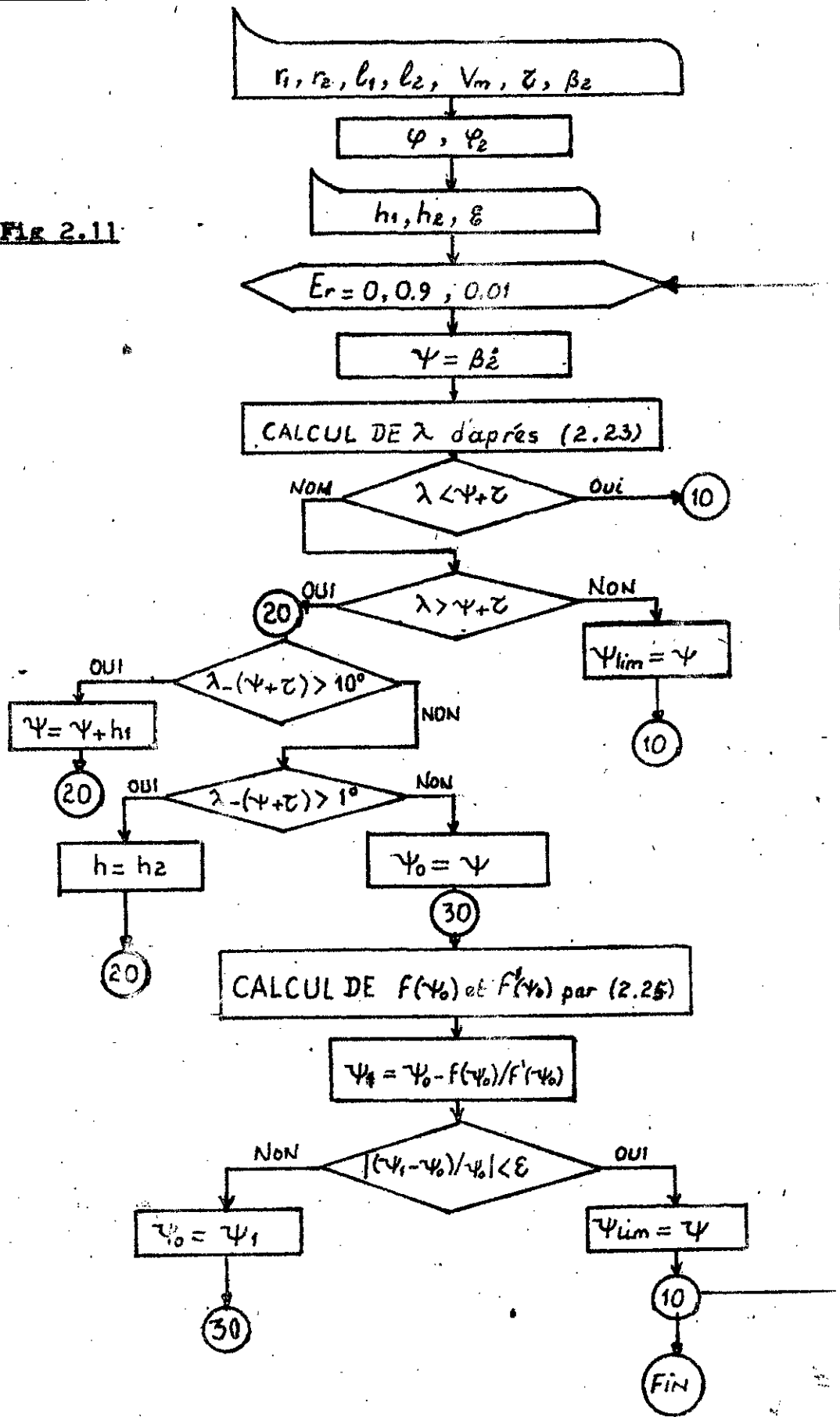
ou encore

$$[E_r - \cos\varphi \cdot \sin(\psi - \varphi) \cdot \exp[(\psi - \pi)/tg\varphi] + \cos\varphi \sin\varphi] \cdot \exp[(\pi - \psi - \tau)/tg\varphi_2] - E_r = 0$$

La relation (2.25) est une équation algébrique non linéaire de la forme $f(\psi) = 0$, avec comme paramètre le terme E_r . L'utilisation de la méthode de NEWTON - RAPHSON est adéquate pour déterminer sa solution . Seulement pour approcher cette dernière nous avons au préalable cherché l'angle d'allumage ψ qui autorise un angle d'extinction λ voisin de $(\psi + \tau)$. La méthode est reportée sur l'organigramme de la figure (2.11) .

La courbe d'allumage limite (fig 2.12) coupe le plan en deux

FIG 2.11



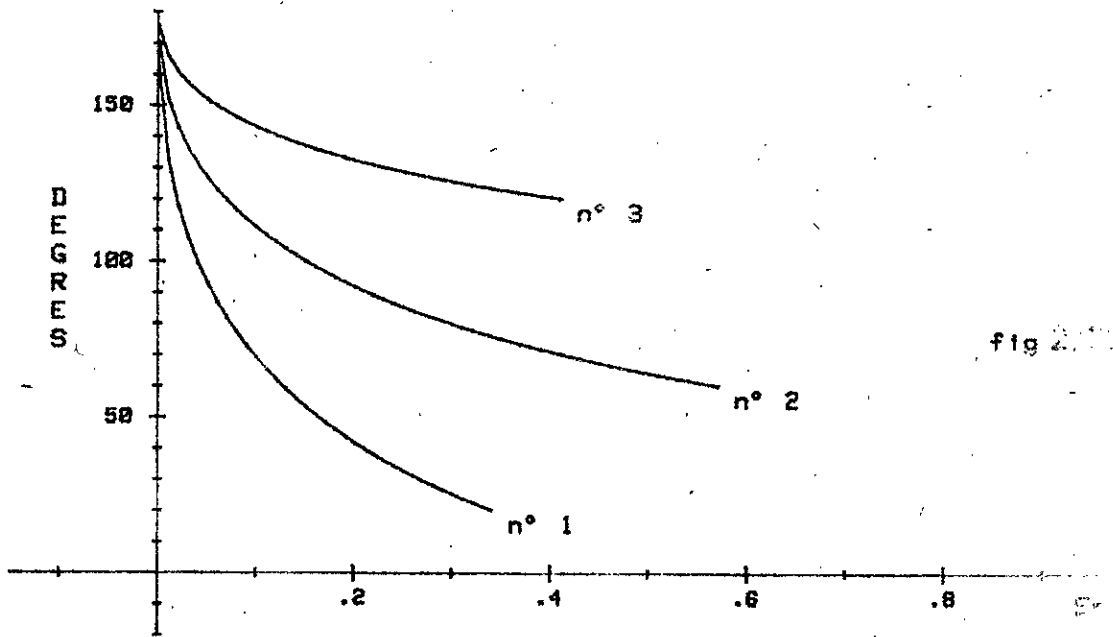


fig 2.13

Variation de l'angle d'allumage limite

n°1 : Pont monophase

n°2 : redresseur triphase

n°3 : Redresseur hexaphase

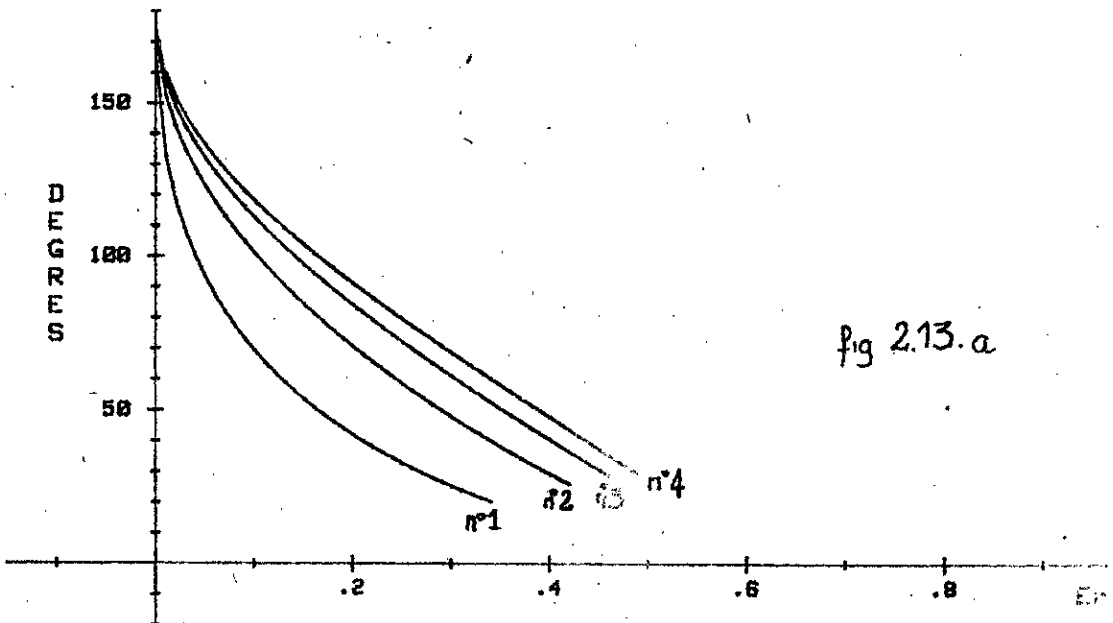


fig 2.13.a

cas du Pont monophase

Variation de l'angle PSI d'allumage limite en
fonction de l'inductance L_2

n°1 : pour $L_2=1.3$ mH

n°2 : pour $L_2=2.6$ mH

n°3 : pour $L_2=3.9$ mH

n°4 : pour $L_2=5.2$ mH

zones :

- la zone de conduction continue comprises entre l'axe des vitesses et la courbe elle même ;
- la zone de conduction discontinue comprise entre la courbe limite et la parallèle à l'axe E_r tirée du point $\psi = 180^\circ$.

L'examen des courbes révèle que la zone de discontinuité est le régime prédominant dans le cas du pont monophasé . Cependant pour le redresseur triphasé la courbe passe par la zone médiane du pont alors que pour le redresseur hexaphasé c'est la zone de continuité qui est importante .

En plus pour le pont monophasé , au delà de $E_r = 0,35$, le régime est toujours discontinu quelque soit l'angle d'allumage . Pour E_r supérieure à 0,1 , les angles d'allumage sont faibles ce qui laisse supposer des pointes de courant élevées .

Dans le cas du convertisseur hexaphasé ou triphasé les valeurs extrêmes à droite signifient tout simplement qu'au delà de celles-ci , les angles d'allumage limites imposent des angles d'extinction inférieurs à π .

2.8.2 - Influence de l'inductance sur l'angle d'allumage limite

Nous remarquons que l'effet de l'augmentation de l'inductance se manifeste par un accroissement de la plage de conduction continue et par une augmentation de la vitesse maximale qui permet à la fois une conduction limite et un angle d'extinction supérieur à π . Les vitesses supérieures à la borne maximale de la vitesse imposent soit un régime discontinu , soit un angle d'extinction inférieur à π (Fig 2.13) .

Par conséquent l'augmentation de l'inductance ne doit pas être quelconque . Elle doit être dictée par le compromis entre l'élargissement du domaine de conduction continue et les pertes réactives occasionnées dans l'inductance supplémentaire .

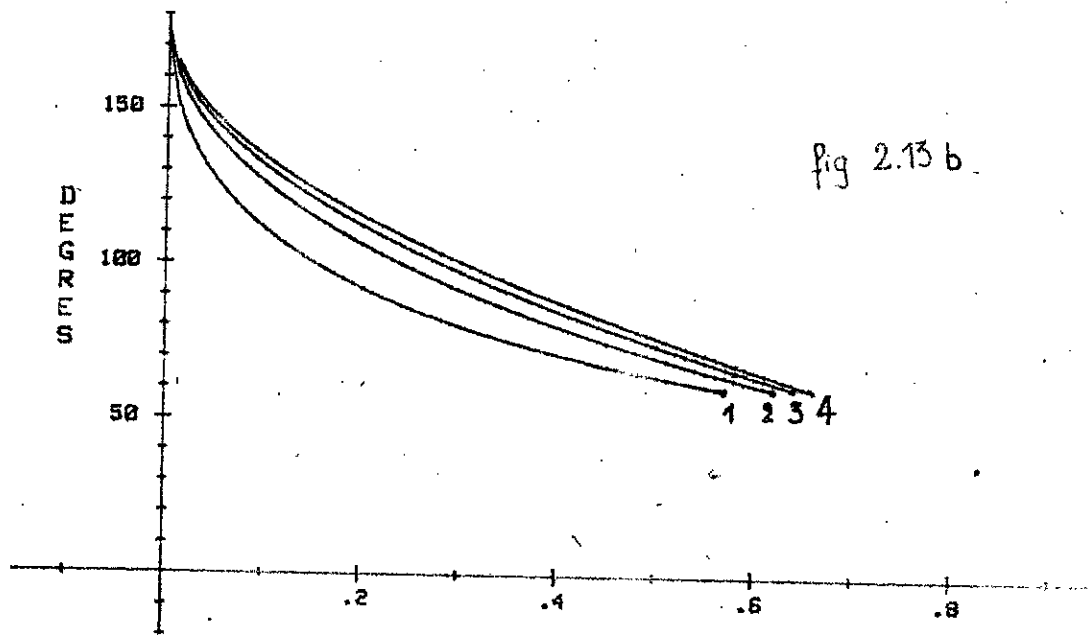


fig 2.13 b

cas du Redresseur triphase
 Variation de l'angle PSI d'allumage limite en
 fonction de l'inductance L_2
 n°1 : pour $L_2=1.3$ mH n°2 : pour $L_2=2.6$ mH

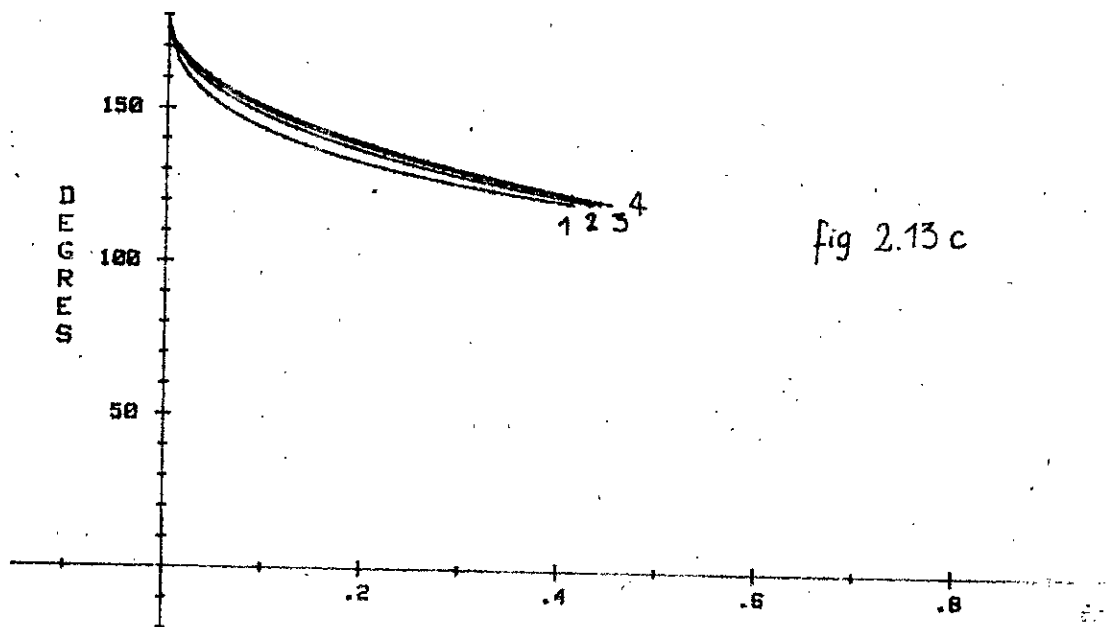


fig 2.13 c

cas du Redresseur hexaphase
 Variation de l'angle PSI d'allumage limite en
 fonction de l'inductance L_2
 n°1 : pour $L_2=1.3$ mH n°2 : pour $L_2=2.6$ mH
 n°3 : pour $L_2=3.9$ mH n°4 : pour $L_2=5.2$ mH

L'augmentation de l'inductance est surtout avantageuse pour le pont monophasé, et à un degré moindre pour le redresseur triphasé. Elle est pratiquement inutile pour le redresseur hexaphasé (Tab 2.4).

	1 et 2	1 et 3	1 et 4
PONT MONOPHASE	30°	42,5°	50°
REDRESSEUR TRIPHASE	12,5°	17,5°	20°
REDRESSEUR HEXAPHASE	5°	7,5°	9°

Tab 2.4 Ecart maximal de l'angle limite en fonction de l'inductance l_2

1 : $l_2 = 1,3 \text{ mH}$; 2 : $l_2 = 2,6 \text{ mH}$
 3 : $l_2 = 3,9 \text{ mH}$; 4 : $l_2 = 5,2 \text{ mH}$

2.9 - COEFFICIENT D'ONDULATION

2.9.1 - Expression du coefficient d'ondulation

On définit le coefficient d'ondulation par :

$$C_{ond} = I_{rim} / I_{rc} \quad (2.20)$$

où :

- I_{rim} représente la valeur de crête de
- I_{rc} est la valeur moyenne du courant d'induit.

L'expression de la valeur moyenne du courant est :

$$I_{rc} = I_{rc1} + I_{rc2} \quad (2.21)$$

$$I_{rc1} = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_{r1}(x) \cdot dx ; \quad I_{rc2} = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{\lambda} I_{r2}(x) \cdot dx, \quad (2.22)$$

Après intégration , il vient :

$$I_{ric} = \frac{I_{10} \cdot \text{tg} \varphi}{\omega} [1 - \exp [(\gamma - \pi) / \text{tg} \varphi]] + \frac{\cos \varphi}{\omega} (\cos(\gamma - \varphi) + \cos \varphi) - \frac{E_r}{\omega} (\pi - \gamma) \quad (2.29)$$

$$I_{rac} = \frac{I_{20}}{\omega} \text{tg} \varphi_2 (1 - \exp [(\pi - \lambda) / \text{tg} \varphi_2]) - \frac{E_r}{\omega} (\lambda - \pi) \quad (2.30)$$

Le courant atteint sa valeur maximale durant l'intervalle de conduction du thyristor . Il faut donc chercher le maximum de $I_{ri}(\alpha)$ ce qui équivaut à un gradient nul :

$$-\frac{I_{10}}{\text{tg} \varphi} \cdot \exp [(\gamma - x) / \text{tg} \varphi] + \cos \varphi \cdot \cos(x - \varphi) = 0 \quad (2.31)$$

L'équation algébrique (2.31) étant non linéaire , une méthode de résolution numérique est nécessaire . La mise en contribution d'un programme , dont l'organigramme est présenté à la figure (2.14) , a permis de tracer les courbes de variation du coefficient d'ondulation en fonction de l'angle d'allumage , avec pour paramètre la vitesse de rotation .

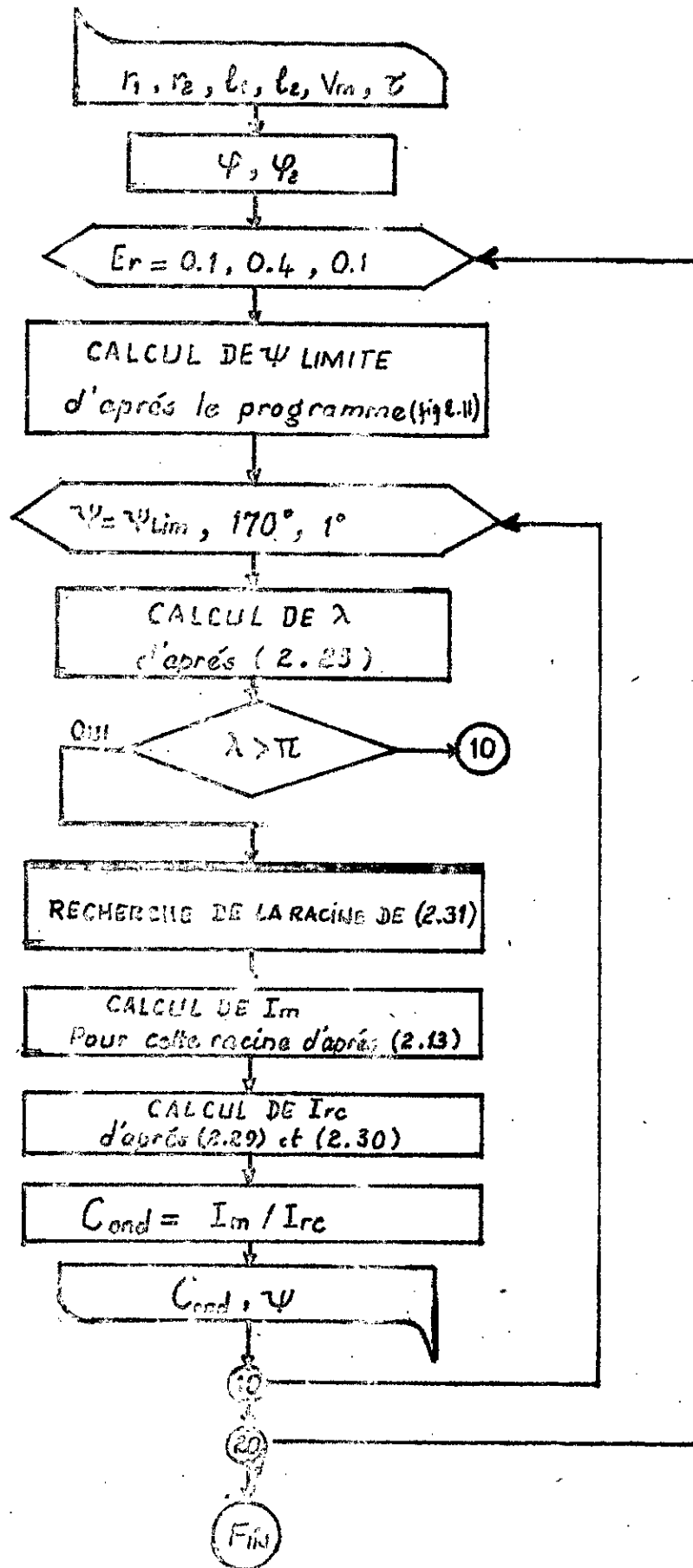
Le coefficient d'ondulation varie dans une grande plage (fig 2.15) . Il est admissible à faible angle de commande mais croît rapidement pour les angles de commande élevés .

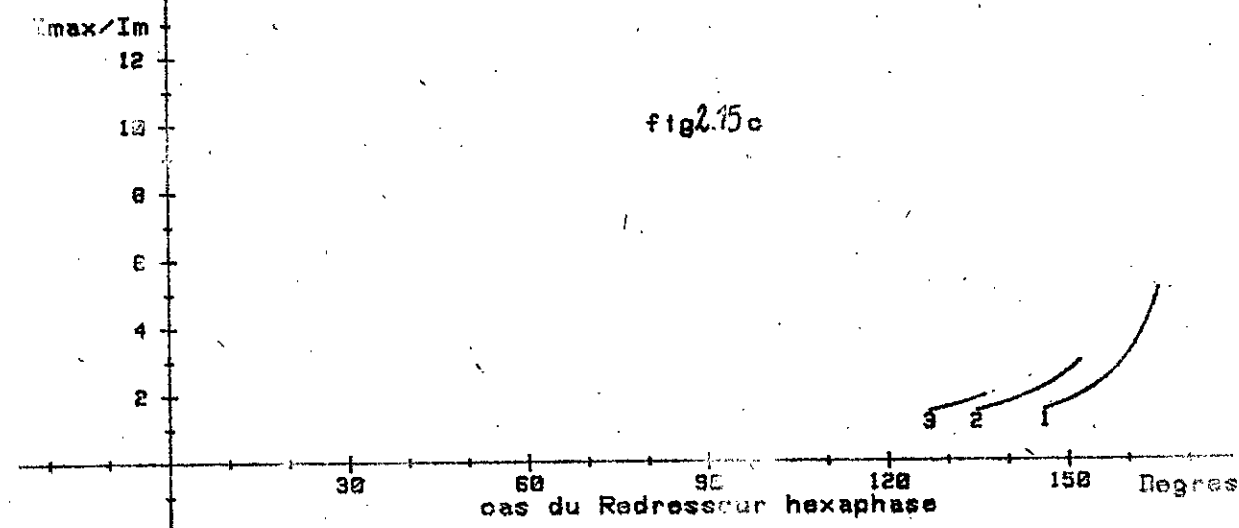
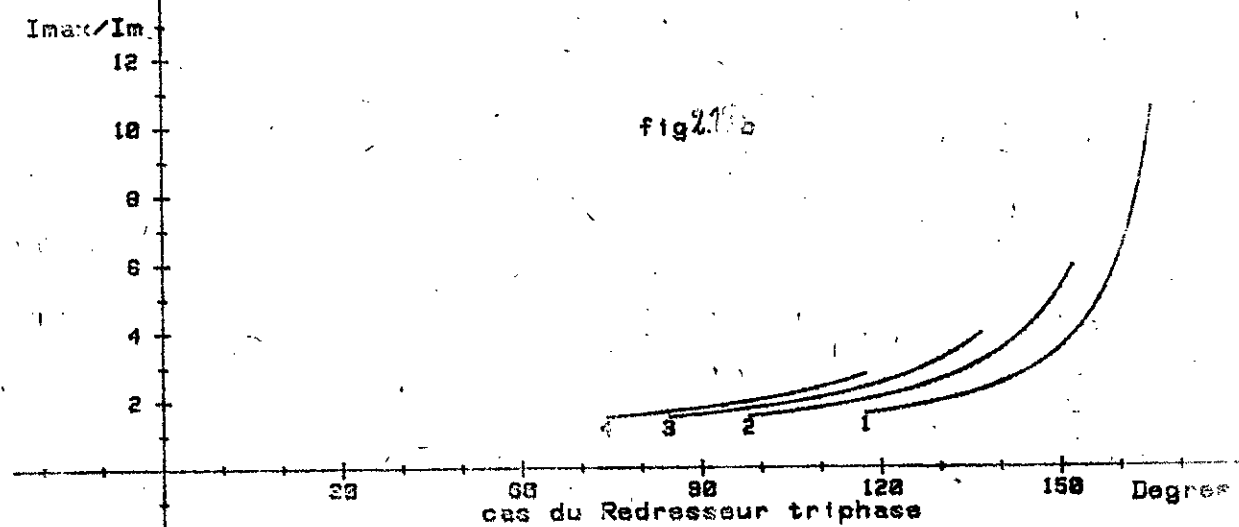
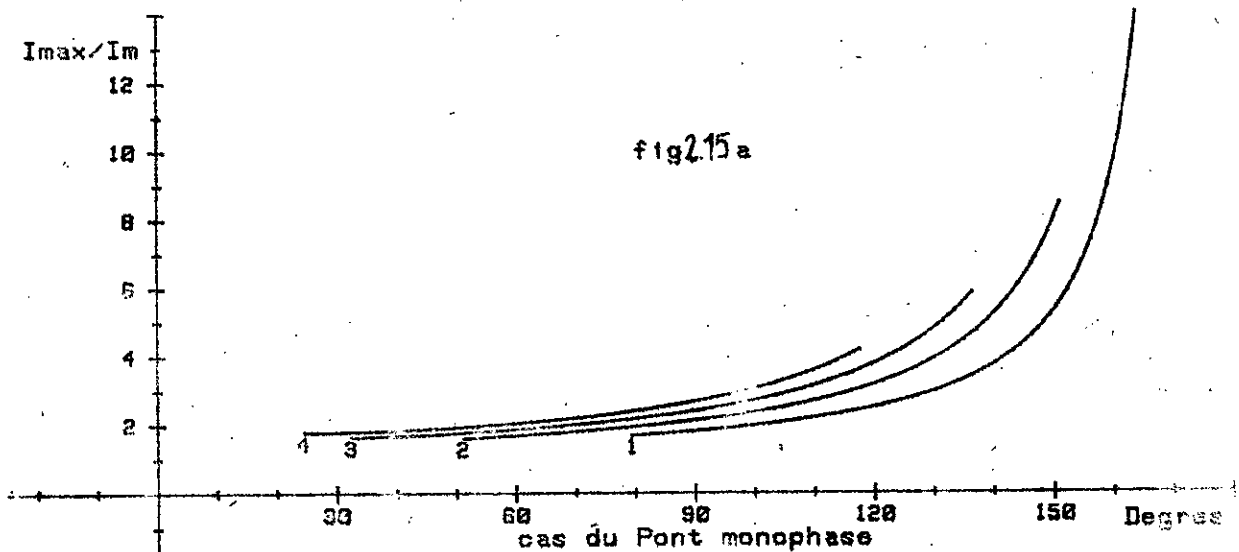
A différentes vitesses , il apparait un léger décalage entre les courbes à faible angle de commande . Le décalage s'accroît au fur et à mesure que l'allumage s'effectue à angle de commande élevé.

Des courbes obtenues , il apparait , que pour un même angle d'allumage et une même vitesse , le coefficient d'ondulation s'amenuise en passant du pont monophasé au redresseur triphasé au redresseur hexaphasé .

Les points situés à l'extrême gauche des courbes correspondent aux angles limites d'allumage , alors que les points à l'extrême droite ont les angles d'extinction λ minimaux (qui est de π).

Fig. 2.14





Variation du coefficient d'ondulation en fonction de l'angle d'allumage

n°1 : pour $E_r=0.1$

n°2 : pour $E_r=0.2$

n°3 : pour $E_r=0.3$

n°4 : pour $E_r=0.4$

2.9.2 Influence de l'inductance sur le coefficient d'ondulation

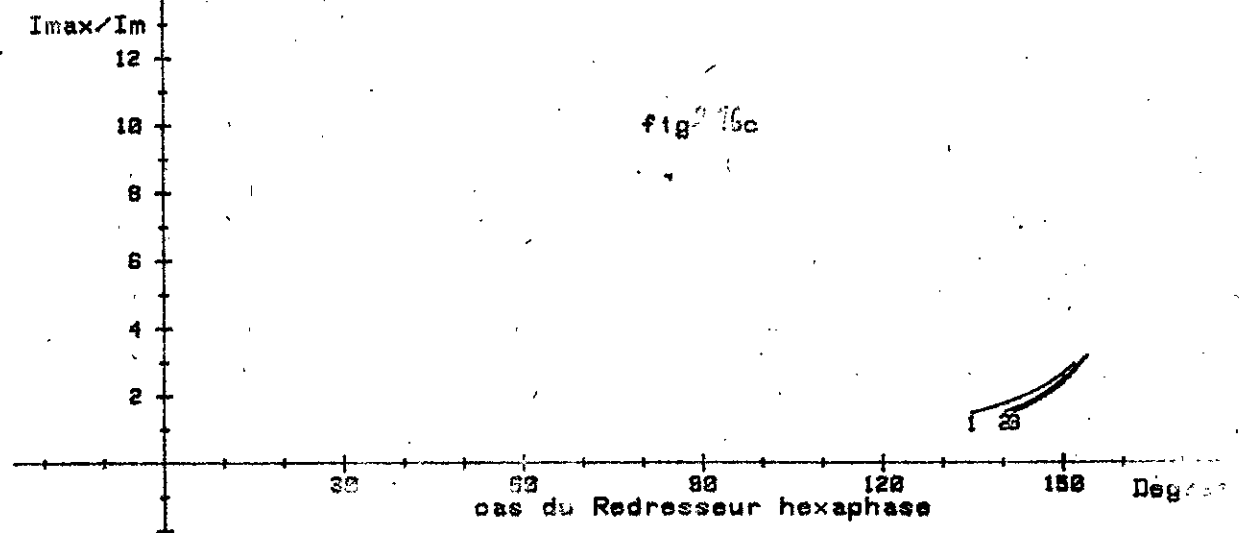
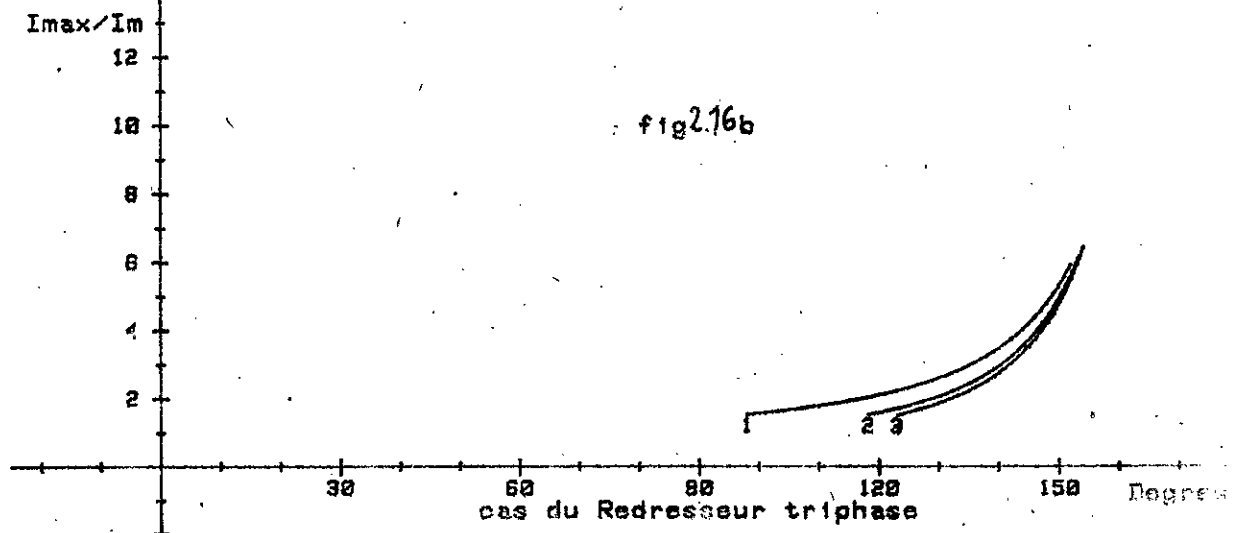
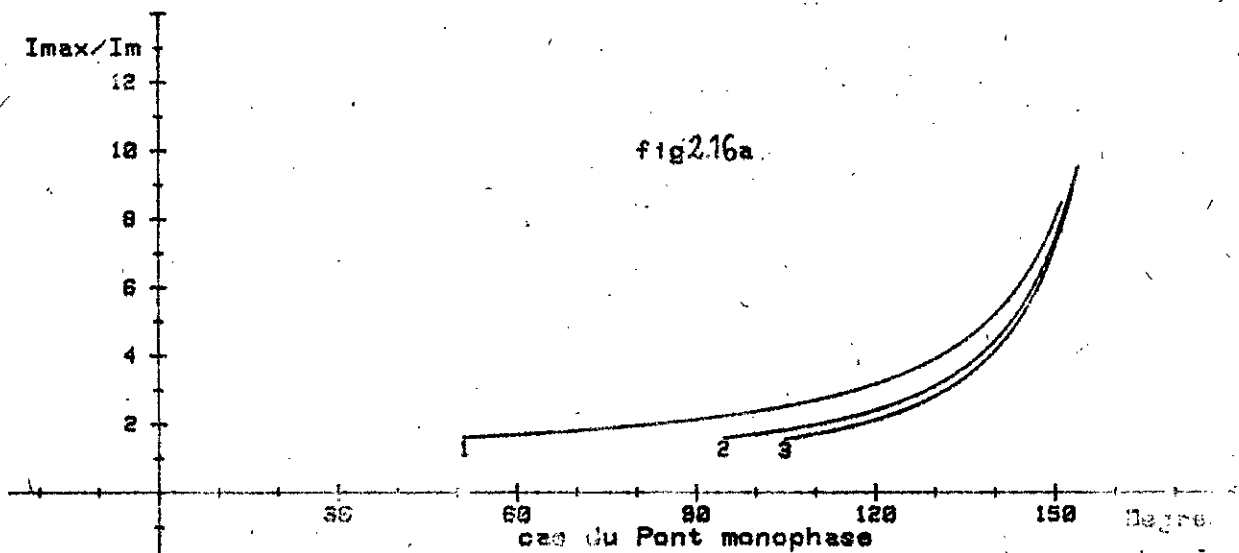
L'accroissement artificiel de l'inductance de l'induit réduit le coefficient d'ondulation (fig 2.16), surtout à faible angle de commande . En effet à forts angles de commande, les courbes se rejoignent toutes .

	1 et 2	1 et 3
PONT MONOPHASE	1,35	1,8
REDRESSEUR TRIPHASE	0,9	1,35
REDRESSEUR HEXAPHASE	0,68	0,8

Tab 2.5 Ecart du coefficient d'ondulation en fonction de l_2

1 : $l_2 = 1,3$ mH ; 2 : $l_2 = 3,9$ mH ; 3 : $l_2 = 6,5$ mH

Il ressort du tableau (2.5) , qu'une augmentation de l'inductance est surtout profitable au pont monophasé , ceci d'une part et d'autre part cette augmentation ne devra pas être quelconque .



Variation du coefficient d'ondulation en fonction de l'angle d'allumage pour $E_r=0.2$

n°1 : pour $L_2=1.3$ mH n°2 : pour $L_2=3.9$ mH

n°3 : pour $L_2=6.5$ mH

REGIME HACHE DU COURANT

cas des convertisseurs sans D.R.L

3 . R E G I M E H A C H E D U C O U R A N T

CAS DES CONVERTISSEURS SANS D.R.L

3.1 - INTRODUCTION

Dans le but de montrer l'effet de la diode de roue libre , il serait judicieux d'étudier le comportement du courant en régime discontinu et en l'absence de cette dernière .

Ainsi par l'analyse comparative des courbes représentant un phénomène donné et en imposant les mêmes conditions aux convertisseurs avec ou sans diode , il est possible de mesurer l'influence de la diode sur les différentes caractéristiques , notamment :

- la durée de conduction ;
- le gradient du courant ;
- le taux d'ondulation .

3.2 - EXPRESSION DU COURANT

3.2.1 - Cas du redresseur monophasé

Le redresseur monophasé , durant la fermeture du thyristor , impose un courant i vérifiant :

$$R \cdot i + L \frac{di}{dt} + E = V_m \sin(\omega t)$$

L'introduction des grandeurs réduites et de la variable x définies par :

$$I_r \cdot R_i / V_m ; E_r = E / V_m ; x = \omega t \quad (3.2)$$

modifie l'équation différentielle (3.1) de la manière suivante :

$$I_r + \tan \varphi \cdot \frac{dI_r}{dx} = \sin(x) - E_r \quad (3.3)$$

avec $\operatorname{tg} \varphi = L\omega/R$

$$R = r_1 + r_2 \quad \text{et} \quad L = l_1 + l_2$$

La solution de (3.3) est de la forme :

$$I_r = a \cdot \exp[-x / \operatorname{tg} \varphi] + \cos \varphi \sin(x - \varphi) - E_r \quad (3.4).$$

Cependant le régime du courant est discontinu . Ainsi à l'instant d'allumage $x = \alpha$, le courant est nul dans le circuit . Cette condition conduit à la détermination de la constante d'intégration a :

$$I_r(\alpha) = 0$$

d'où

$$a = (E_r - \cos \varphi \cdot \sin(\alpha - \varphi)) \cdot \exp(\alpha / \operatorname{tg} \varphi)$$

et finalement :

$$I_r = I_0 \cdot \exp[(\alpha - x) / \operatorname{tg} \varphi] + \cos \varphi \cdot \sin(x - \varphi) - E_r \quad (3.5)$$

avec :

$$I_0 = E_r - \cos \varphi \sin(\alpha - \varphi)$$

Le gradient est alors :

$$\frac{dI_r}{dx} = \frac{-I_0}{\operatorname{tg} \varphi} \cdot \exp[(\alpha - x) / \operatorname{tg} \varphi] + \cos \varphi \cdot \cos(x - \varphi) \quad (3.6)$$

3.2.2 Extension à d'autres types de convertisseurs

3.2.2.a Pont monophasé

Pendant une période de la tension redressée (fig 3:2) , le cir-

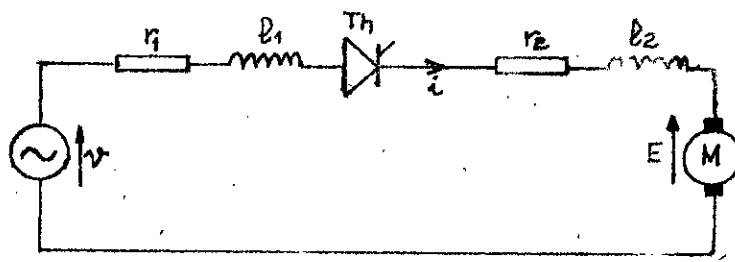


Fig 3.1

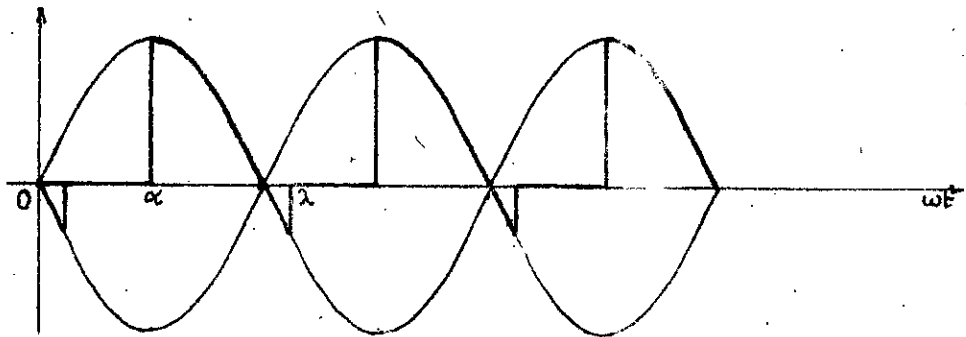


Fig 3.2

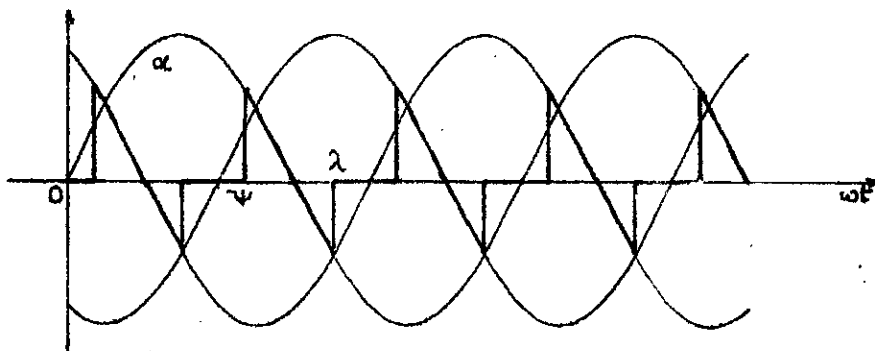


Fig 3.3

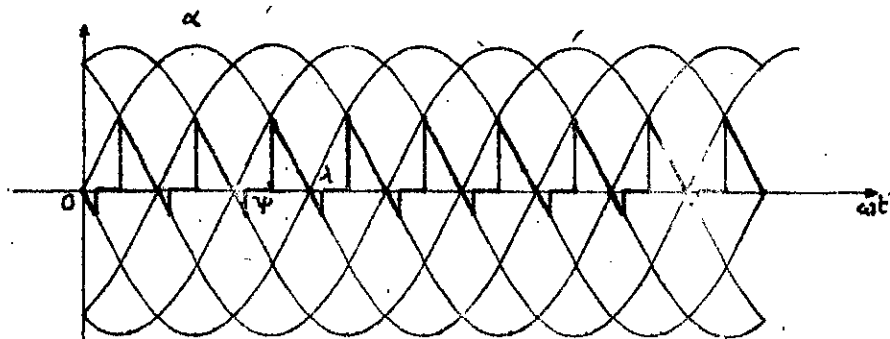


Fig 3.4

cuit électrique équivalent se réduit à celui de la figure (3.1). De même , en considérant que la source garde les mêmes spécifications , le courant débité et son gradient ne vérifient les expressions (3.5) et (3.6) que si les conditions suivantes sont satisfaites :

$$\alpha \leq x \leq \lambda$$

et

$$\lambda \leq \alpha + \pi \quad (3.7)$$

3.2.2.b Redresseur étoile triphasé

Pour une tension redressée à vide telle que celle de la figure (3.3) et pour un fonctionnement s'étalant sur une période , le circuit électrique est similaire à celui de la figure (3.1). En introduisant l'angle d'allumage ψ , le courant débité par le convertisseur triphasé est :

$$I_r = I_0 \cdot \exp[(\psi - x)/\text{tg} \varphi] + \cos \varphi \sin(\varphi - x) - E_r \quad (3.8)$$

avec

$$I_0 = E_r - \cos \varphi \sin(\psi - \varphi)$$

et son gradient est :

$$\frac{dI_r}{dx} = -\frac{I_0}{\text{tg} \varphi} \cdot \exp[(\psi - x)/\text{tg} \varphi] + \cos \varphi \cos(x - \varphi) \quad (3.9)$$

Les angles α , ψ , λ doivent répondre aux conditions suivantes :

$$\psi = \alpha + \pi/6$$

$$\lambda \leq \psi + 2\pi/3$$

(3.10)

et

$$\psi \leq x \leq \lambda$$

De plus, dans le but de voir l'effet de la diode, il n'est tenu compte que des angles d'allumage assurant une conduction au delà de l'instant $x = \pi$. Cette dernière restriction conduit à

$$\psi > \pi/3 \quad \text{ou} \quad \alpha > \pi/6 \quad (3.11)$$

3.2.2.c Redresseur étoile hexaphasé et pont triphasé

De l'analyse de la tension fournie par le circuit redresseur hexaphasé (fig 3.4), et pour une durée de conduction s'étalant sur une période de la tension redressée, il découle que le schéma équivalent revient à celui de la figure (3.1). Ainsi le courant I_r répond à la relation (3.8) et son gradient à la relation (3.9), les conditions d'allumage et d'extinction étant :

$$\begin{aligned} \psi &= \alpha + \pi/3 \\ \lambda &\leq \psi + \pi/3 \\ \psi &\leq x \leq \lambda \end{aligned} \quad (3.12)$$

La conduction au delà de l'instant $x = \pi$ est possible si :

$$\psi > 2\pi/3 \quad (3.13)$$

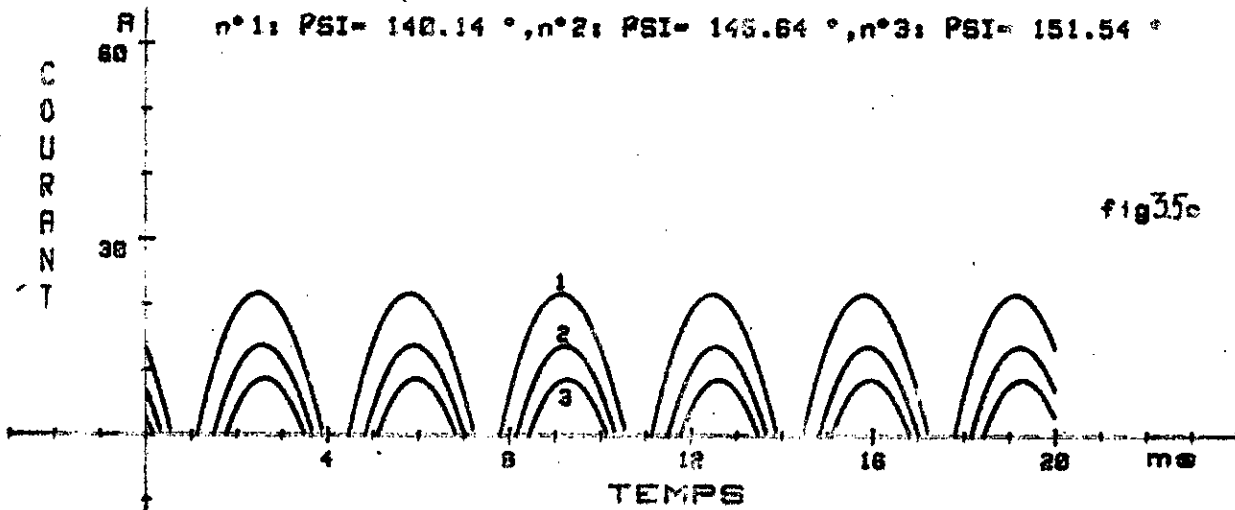
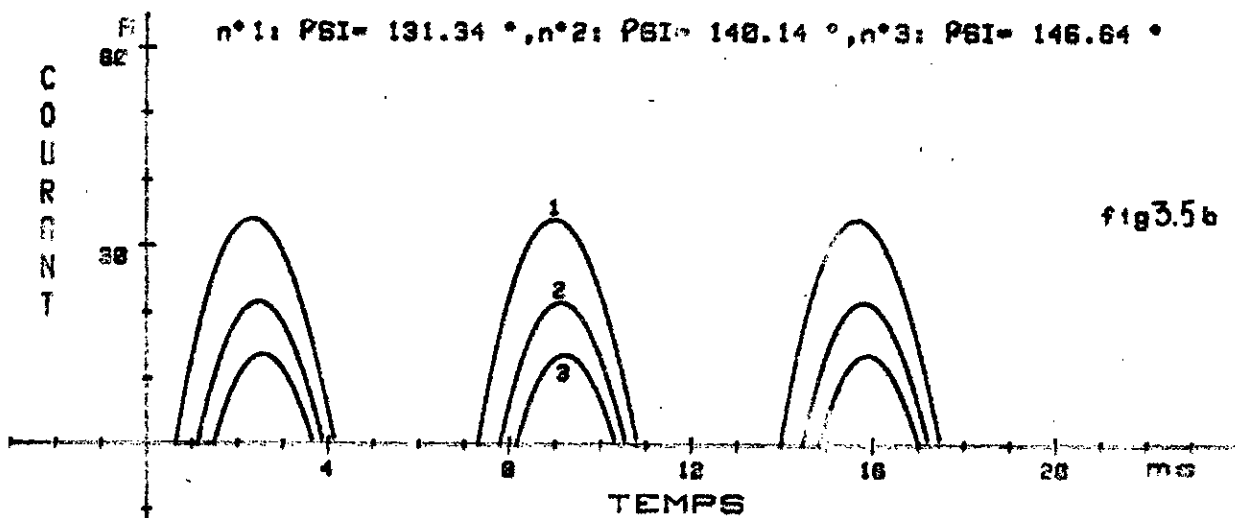
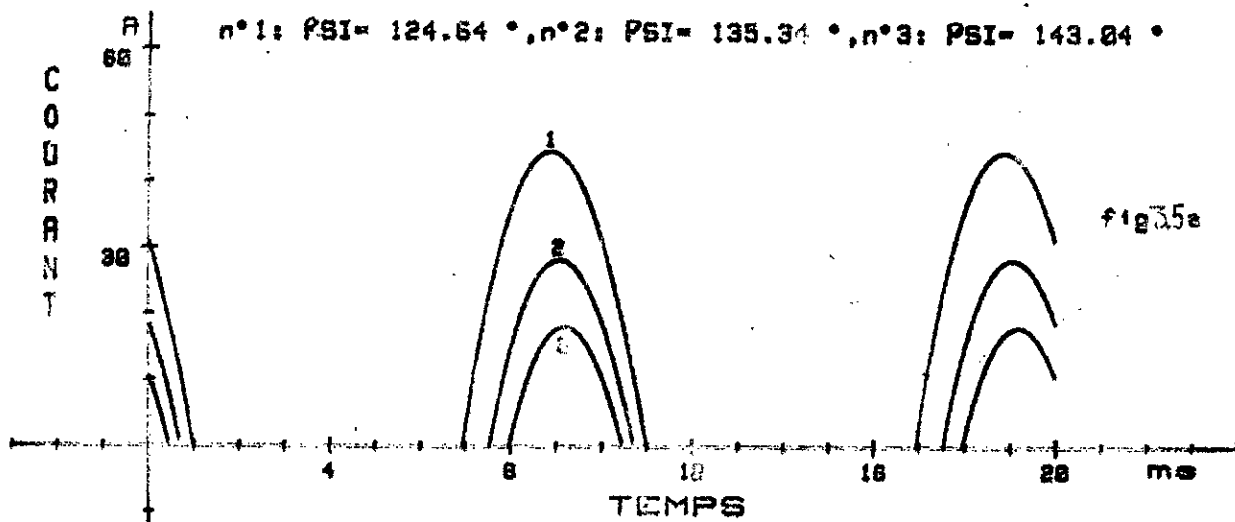
L'extension au pont de GRAËTZ triphasé est aisée avec l'utilisation des grandeurs réduites définies par la relation (2.19). De cette manière, les expressions du courant et de son gradient restent valables.

3.3 - REPRESENTATION DU COURANT

3.3.1 - Forme du courant

Le courant fourni par un convertisseur sans D.R.L conserve à priori les mêmes caractéristiques que pour les convertisseurs avec D.R.L (fig 3.5).

Ainsi à couple et à vitesse constants, un courant moyen de 12 A présente une valeur de crête de :



VARIATION DU COURANT EN FONCTION DU TEMPS POUR $E_r = .2$
 COURBE n°1: POUR $I_C = 12$ A COURBE n°2: POUR $I_C = 6$ A
 COURBE n°3: POUR $I_C = 3$ A

fig 3.5a : PONT MONOPHASE ; fig 3.5b : REDRESSEUR TRIPHASE
 fig 3.5c : REDRESSEUR HEXAPHASE

- 45 A pour le pont monophasé ;
- 35 A pour le redresseur triphasé ;
- 26 A pour le redresseur hexaphasé .

De ce fait , le pont monophasé présente le courant le plus ondulé et le redresseur hexaphasé, le moins ondulé .

On constate également que pour les mêmes conditions de charge et de vitesse , le convertisseur sans D.R.L fournit un courant ayant une valeur de crête légèrement supérieure à celle obtenue dans le cas des convertisseurs avec D.R.L . Cependant , on note qu'à vitesse et angle de commande identiques , la pointe du courant est la même dans les deux cas (avec ou sans D.R.L) . La seule différence perceptible réside dans une diminution de l'angle d'extinction pour le premier cas cité .

3.3.2 - Forme du gradient

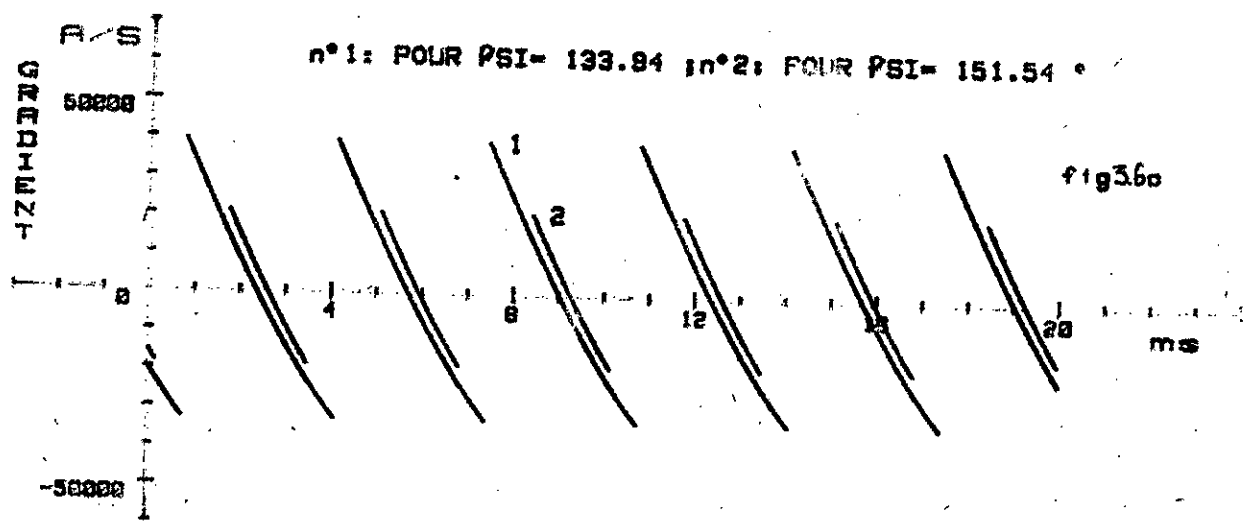
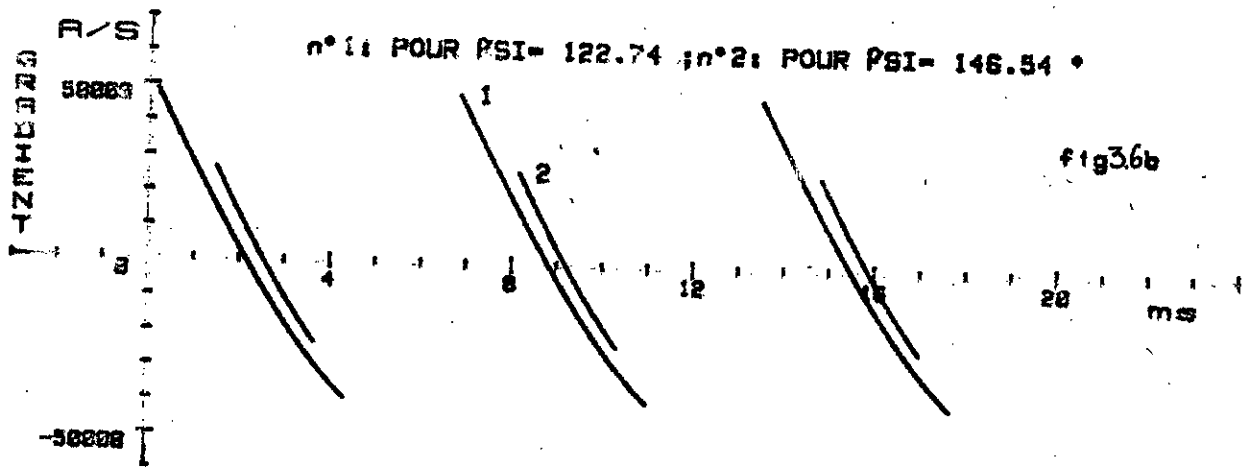
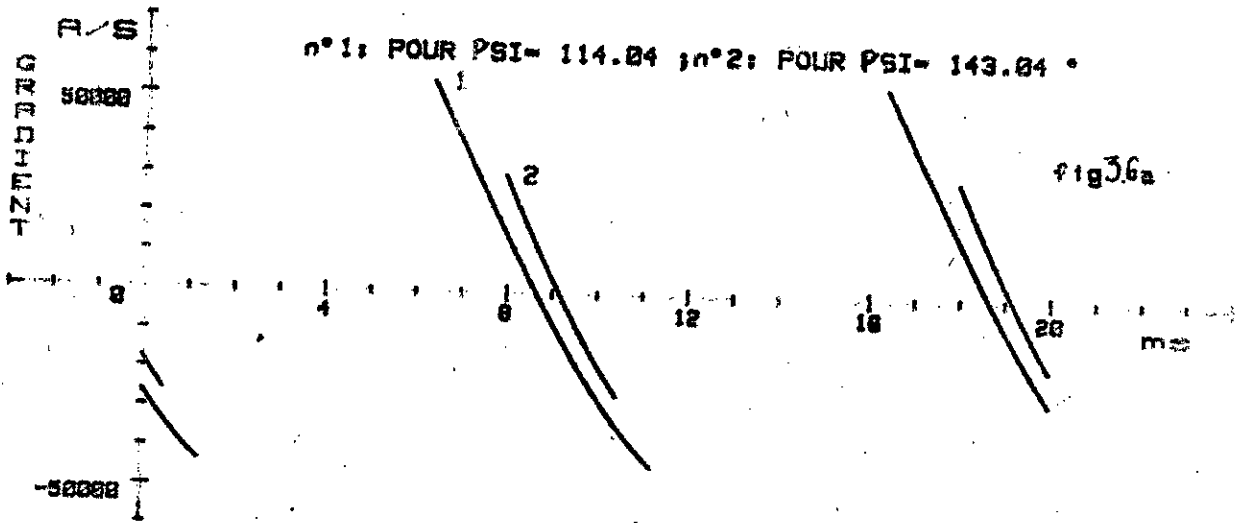
Les courbes du gradient (fig 3.6) ne présentent plus de discontinuité , mais varient d'une façon monotone dans le sens décroissant . Alors que dans le cas du convertisseur avec D.R.L , et à partir de l'instant où la diode entre en conduction , le gradient s'inverse de sens , en restant cependant négatif .

En dehors de ces quelques différences , on observe les mêmes propriétés que pour les convertisseurs avec D.R.L , entre autres une valeur maximale à l'allumage dans un rapport direct avec le niveau de charge . A différentes charges , ces courbes sont pratiquement confondues . Ainsi pour des charges de 3 et 20.Ampères , on relève des différences maximales de :

- 12 A/ μ s pour le pont monophasé ;
- 8 A/ μ s pour le redresseur triphasé ;
- 4 A/ μ s pour le redresseur hexaphasé

3.4 - INFLUENCE DE L'INDUCTANCE SUR LE COURANT ET SON GRADIENT

L'augmentation de l'inductance réduit la valeur de crête



VARIATION DU di/dt EN FONCTION DU TEMPS POUR $E_r = .2$
 COURBE n°1 : IC= 20 A COURBE n°2 : IC= 3 A
 fig36a: PONT MONOPHASE ; fig36b: REDRESSEUR TRIPHASE
 fig36c: REDRESSEUR HEXAPHASE

(fig 3.7) . Par exemple un doublement de l'inductance de l'induit provoque un affaiblissement de la valeur de crête de :

- 5,5 A pour le pont monophasé ;
- 4,5 A pour le redresseur triphasé ;
- 3,5 A pour le redresseur hexaphasé .

De même , la durée de conduction est allongée (cela se manifeste par l'élargissement de la courbe à sa base) . En d'autres termes , à couple constant , la surface courant - temps doit être constante , et une réduction de la valeur de crête se traduit par un tassement de la courbe et aussi par un angle d'allumage plus faible .

L'inductance agit sur le gradient par une atténuation de la valeur de crête à l'allumage qui se chiffre à (fig 3.8) :

- 14 A/ μ s pour le pont monophasé ;
- 10 A/ μ s pour le redresseur triphasé ;
- 10 A/ μ s pour le redresseur hexaphasé .

3.5 - ANGLE D'EXTINCTION

L'angle d'extinction λ étant l'instant x où le courant s'interrompt dans le circuit , par conséquent il est tel que :

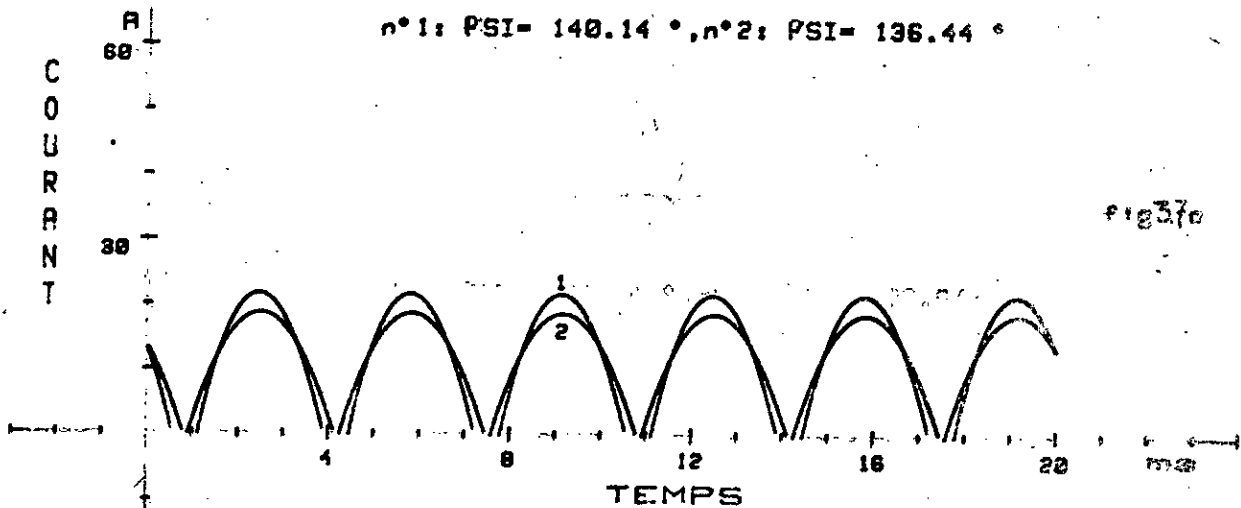
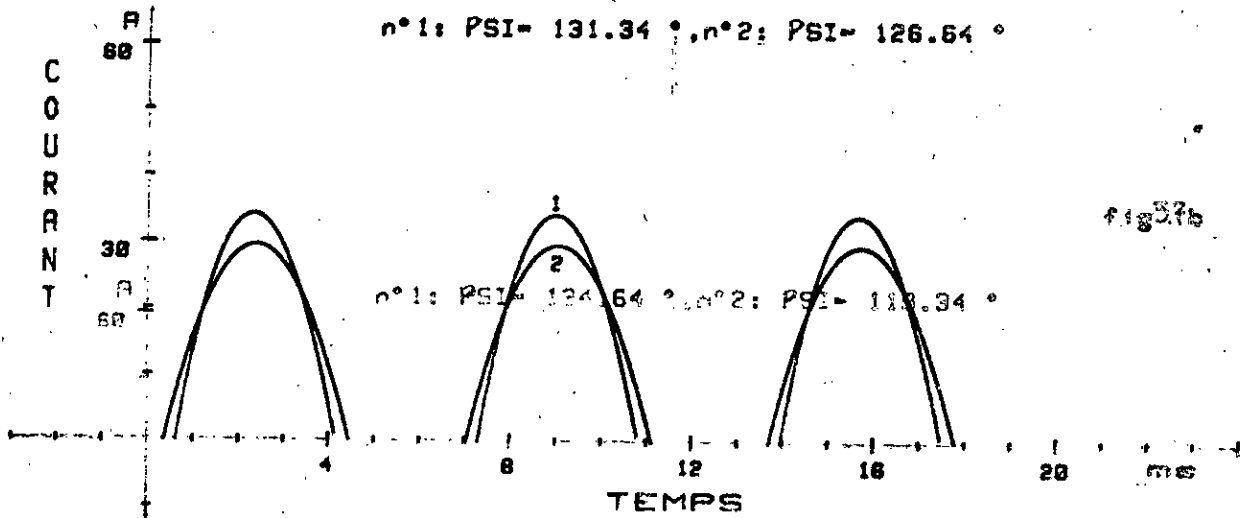
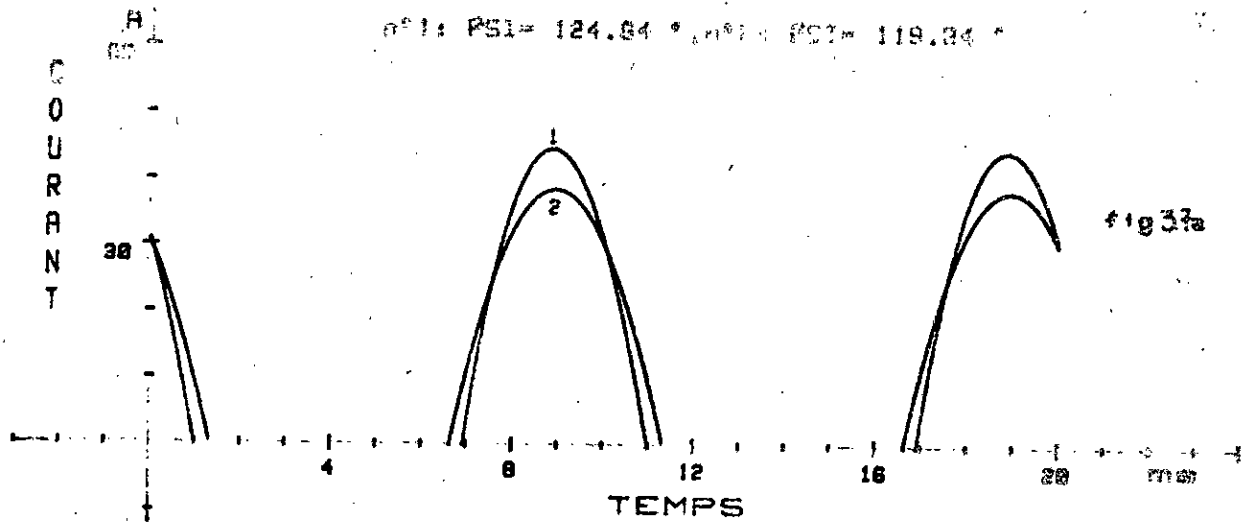
$$I_r(\lambda) = 0 \quad (3.14)$$

avec la condition de discontinuité :

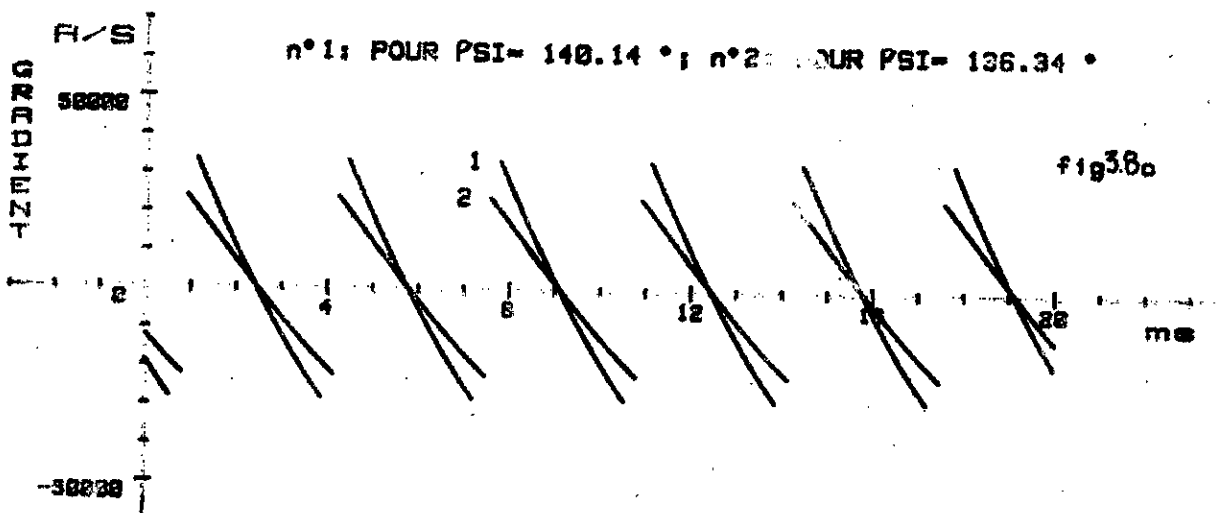
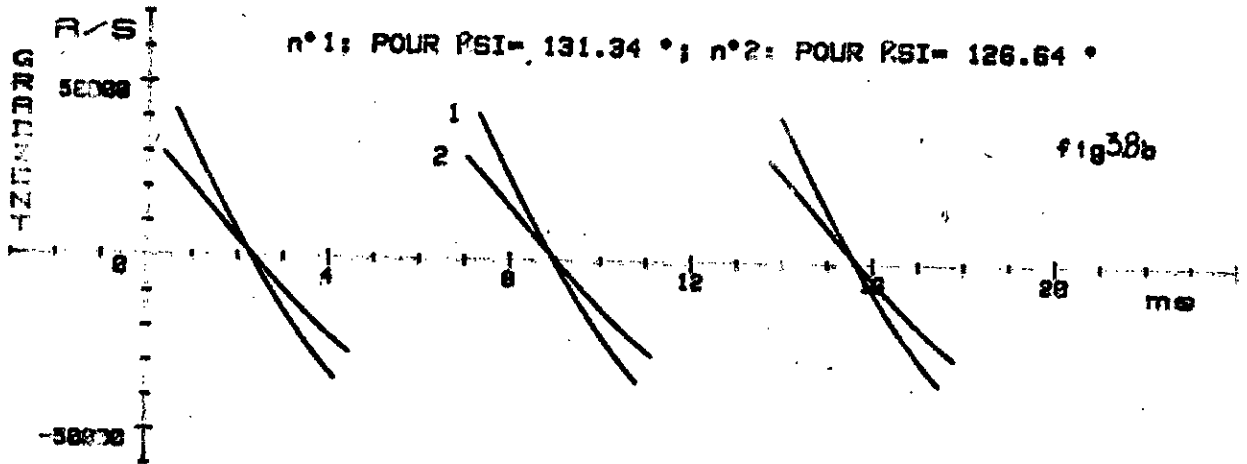
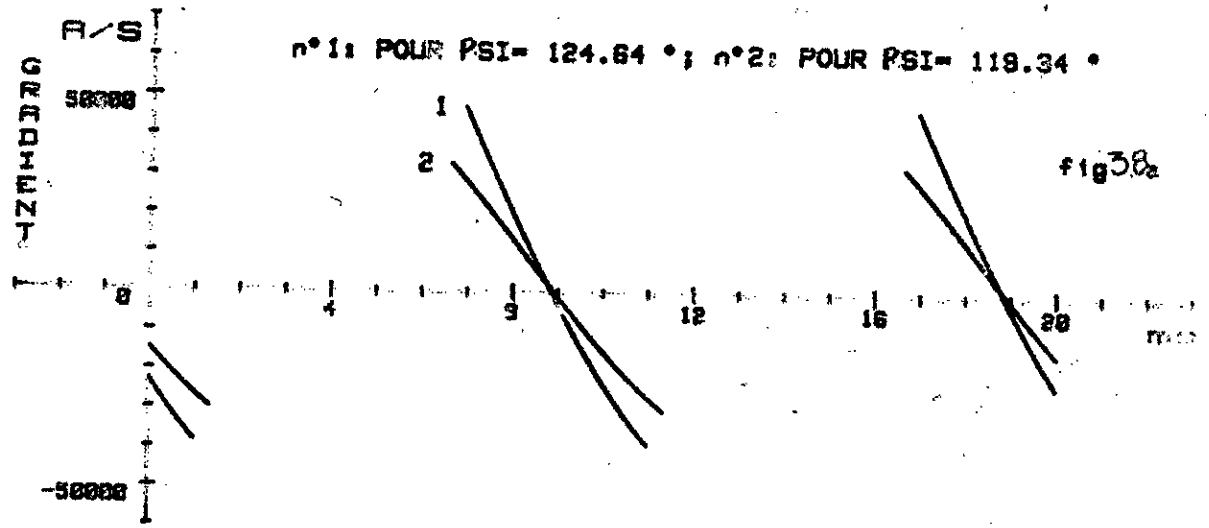
$$\lambda < \psi + \tau$$

Il est à remarquer que , lorsqu'on introduit l'angle ψ dans la relation (3.5) , le courant s'exprime par la même relation pour les trois types de convertisseurs . De ce fait l'expression du courant prend la forme générale :

$$I_r = I_0 \cdot \exp[(\psi - x)/\tau] + \cos \varphi \cdot \sin(x - \varphi) - E_r \quad (3.15)$$



VARIATION DU COURANT EN FONCTION DU TEMPS POUR $E_r = .2$
 POUR $E_r = .2$ ET $I_C = 12$ A
 COURBE n°1: POUR $L_2 = 1.3$ mH COURBE n°2: POUR $L_2 = 2.6$ mH
 fig37a : PONT MONOPHASE ; fig37b : REDRESSEUR TRIPHASE
 fig37c: REDRESSEUR HEXAPHASE



VARIATION DU di/dt EN FONCTION DU TEMPS
 POUR $E_r = .2$ ET $I_C = 12$ A
 COURBE n°1 : $L_2 = 1.3$ mH COURBE n°2 : $L_2 = 2.6$ mH
 fig 38a: PONT MONOPHASE ; fig 38b: REDRESSEUR TRIPHASE
 fig 38c: REDRESSEUR HEXAPHASE

avec les restrictions :

$$\psi \leq x \leq \lambda$$

$$\psi = \alpha + \beta_1$$

$$\psi > \beta_2$$

les termes β_1 et β_2 prennent les valeurs :

- pont monophasé : $\beta_1 = 0$, $\beta_2 = 0$;

- redresseur triphasé : $\beta_1 = \pi/6$, $\beta_2 = \pi/3$;

- redresseur hexaphasé : $\beta_1 = \pi/3$, $\beta_2 = 2\pi/3$.

La condition (3.14) devient , en tenant compte de (3.15) :

$$I_0 \exp[(\psi-x)/\text{tg}\varphi] + \cos\varphi \sin(\lambda-\varphi) - E_r = 0 \quad (3.16)$$

Il faut maintenant déterminer l'angle λ en fonction de l'angle d'allumage ψ , avec comme paramètre la f.c.e.m réduite E_r . L'équation algébrique (3.16) étant non linéaire , alors une technique numérique est nécessaire . La méthode itérative de NEWTON a été retenue . L'organigramme de la mise en contribution de celle-ci est représenté à la figure (3.9) ; l'exploitation du programme conduit , aux courbes donnant l'angle λ en fonction de ψ avec E_r comme paramètre .

Pour une vitesse donnée , les courbes de l'angle d'extinction sont assez serrées (fig 3.10) . On relève un décalage , qui oscille entre 8° et 10° entre la courbe n° 1 du pont monophasé et la courbe n° 3 du redresseur hexaphasé , et qui se maintient presque pour toutes les charges à l'exception de celles voisines du régime à vide .

Les courbes des angles d'allumage sont assez distinctes et on note une différence de près de 20° entre la courbe n° 1 et n° 2 . Il est à noter également qu'à charge égale , lorsque la vitesse augmente , les angles d'allumage et d'extinction diminuent .

r_1, r_2, l_1, l_2

$R, l, \varphi, \text{tg } \varphi$

β_1, β_2, τ

$i = 1, 5, 1$

FIG 3.9

$k = 0$

E_r, n

$j = 1, n, 1$

α

$\psi = \alpha + \beta_1$

$n_i = 0$
 $\lambda_1 = \pi + \pi/180$

10

$A = f(\lambda_1, \psi, E_r)$
 $B = f'(\lambda_1, \psi, E_r)$
 $\lambda_2 = \lambda_1 - A/B$

Decision: $|\frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_2}| > \epsilon$
NON: $\lambda = \lambda_2$
OUI: 20

Decision: $\lambda \leq \pi$
NON: 30
OUI: 30

Decision: $\lambda \geq \psi + \tau$
NON: 30
OUI: 30

$k = k + 1$
 $\psi(k) = \psi$
 $\lambda(k) = \lambda$

30

$E_r, \alpha, \lambda, \psi$

10

Fin

20

$n_i = n_i + 1$

Decision: $n_i > N_{max}$
NON: 10
OUI: 40

$\lambda_1 = \lambda_2$

10

Pas de convergence pour E_r et α

30

Fig 3 . 10

CBS DU CONVERTISSEUR SPNS D.R.L
VARIATIONS DE PSI ET LAMBDA EN FONCTION
DU COURANT MOYEN IC POUR $E_p = .64$

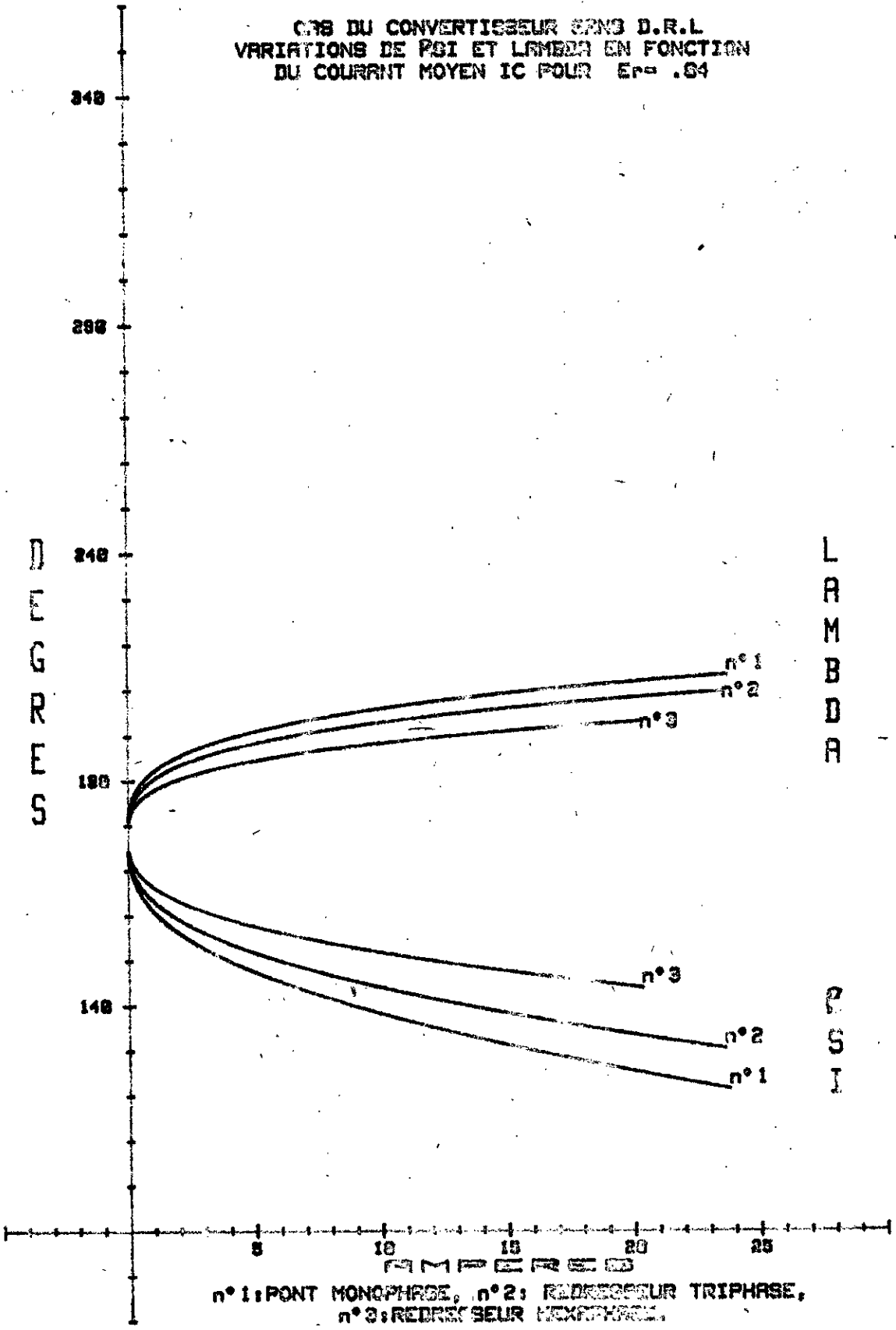


Fig 3 . 10 b

CAS DU CONVERTISSEUR SANS D.R.L
VARIATIONS DE PSI ET LAMBDA EN FONCTION
DU COURANT MOYEN IC POUR $E_r = .1$

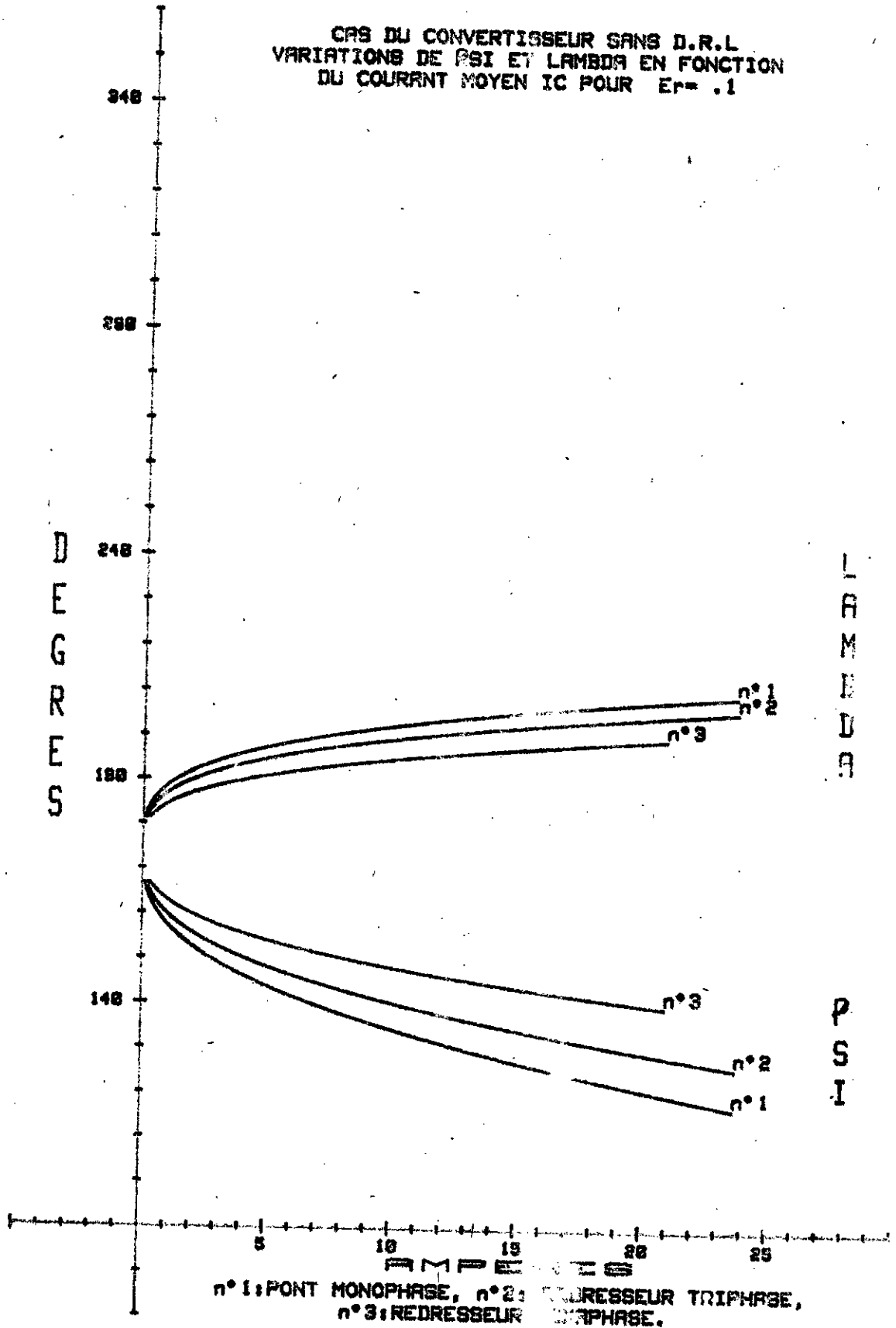


Fig 3 . 10 c

CAS DU CONVERTISSEUR ERANS D.R.L
VARIATIONS DE PSI ET LAMBDA EN FONCTION
DU COURANT MOYEN I₀ POUR E_r = .2

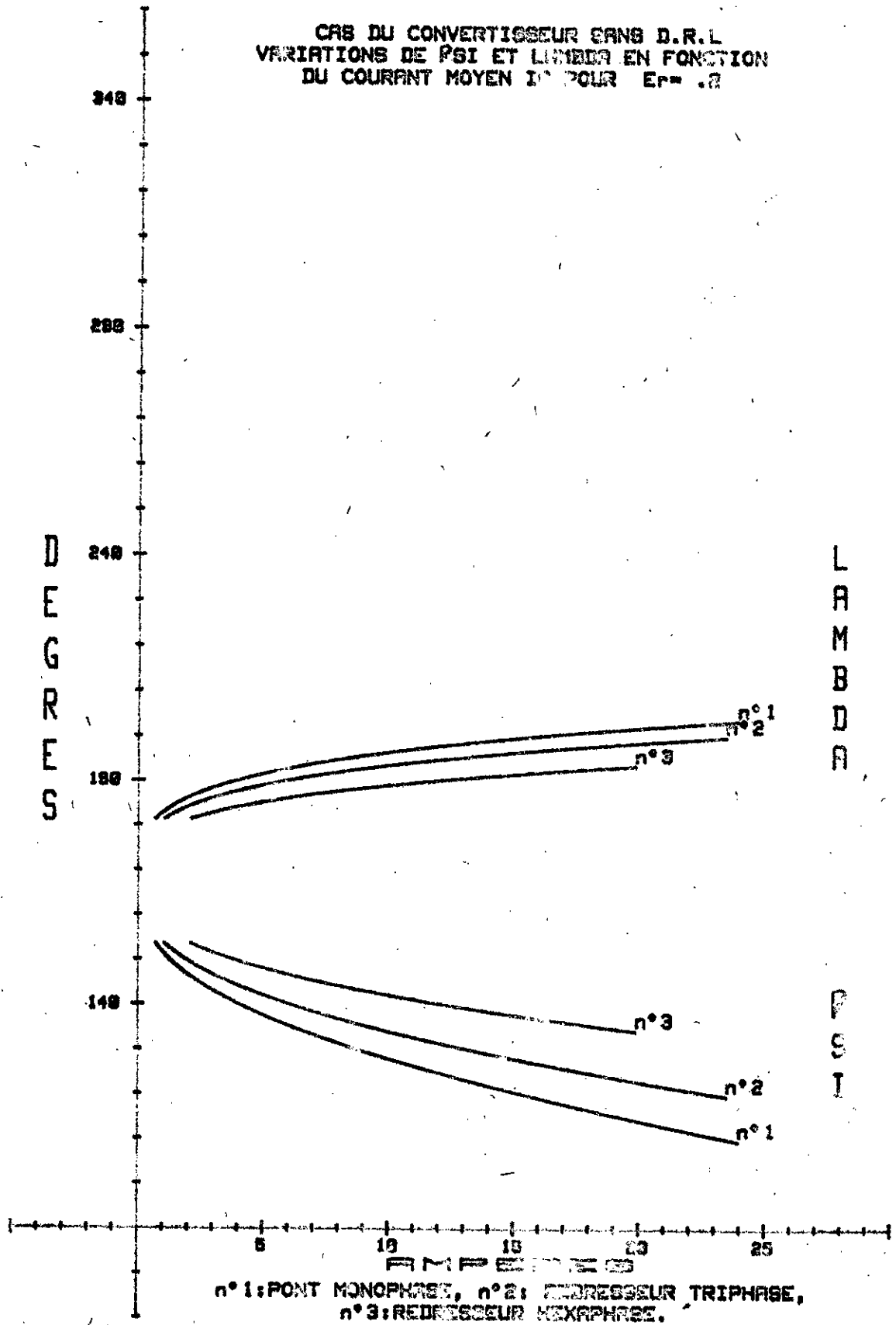
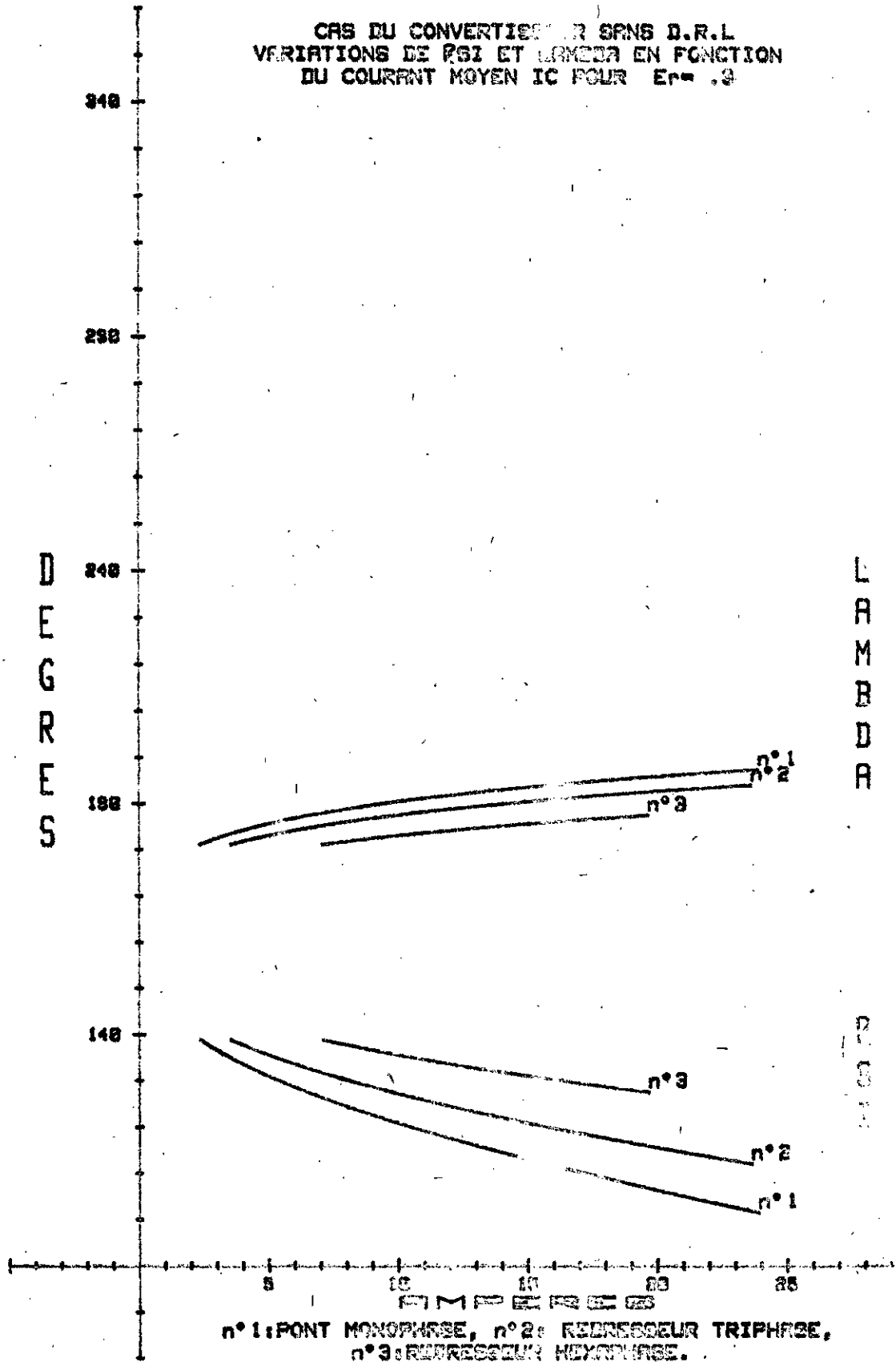


Fig 3 . 10 d

CAS DU CONVERTISSEUR SANS D.R.L
VARIATIONS DE PSI ET LAMBDA EN FONCTION
DU COURANT MOYEN IC POUR $E_c = 0.9$



La limite de conduction qui correspond à l'instant π est atteinte par des charges relativement appréciables .

La limite à droite est atteinte pour des courants plus faibles dans le cas du convertisseur pourvu de D.R.L .

		$I_c = 10 \text{ A}$				$I_c = 15 \text{ A}$			
E_r		0,04	0,1	0,2	0,3	0,04	0,1	0,2	0,3
1	ψ °	137,5	134,5	127,5	121	130,5	126,5	120	112,5
	λ °	206	202	196,5	190,5	210	206	199,5	195
2	ψ °	144	140,5	134	127,5	138	134	127,5	120
	λ °	203,5	199,5	193	188	206	203	196,5	190
3	ψ °	151	148	141,5	136	147	143,5	137,5	131
	λ °	198,5	194,5	189	183,5	201	197,5	191	185,5

Tab 3.1 1 : pont monophasé
2 : redresseur triphasé
3 : redresseur hexaphasé

On remarque que , dans les mêmes conditions de vitesses et de charge , les angles d'allumage sont plus faibles que ceux trouvés dans le chapitre précédent (Tab 3.1) . Cela s'explique par le fait qu'il apparait une réduction de l'angle d'extinction . Cette dernière provient du fait que l'énergie électromagnétique emmagasinée pendant la croissance du courant dans l'inductance , circule durant sa décroissance dans le circuit d'induit et l'impédance de la source (auparavant il ne circulait que dans l'inductance du moteur à travers la D.R.L) . La surface intégrale courant-temps étant invariante , il y a alors diminution de l'angle d'allumage .

3.6 - ANGLE LIMITE D'ALLUMAGE

3.6.1 - Recherche de l'angle limite d'allumage

L'angle d'allumage limite assure une extinction du courant du thyristor juste au moment de l'allumage du suivant .

En pratique , il faut chercher l'angle ψ de telle façon que l'angle d'extinction réponde à la condition :

$$\lambda = \psi + \alpha \quad (3.17)$$

Partant de l'équation algébrique non linéaire (3.16) et pour angle ψ donné , on détermine l'angle d'extinction λ qui sera testé suivant la condition (3.17). L'organigramme de la méthode de résolution est donné à la figure (3.11) . Le programme qui en découle permet d'évaluer λ en fonction de ψ , et de chercher la valeur de ψ limite par des tests de proche en proche .

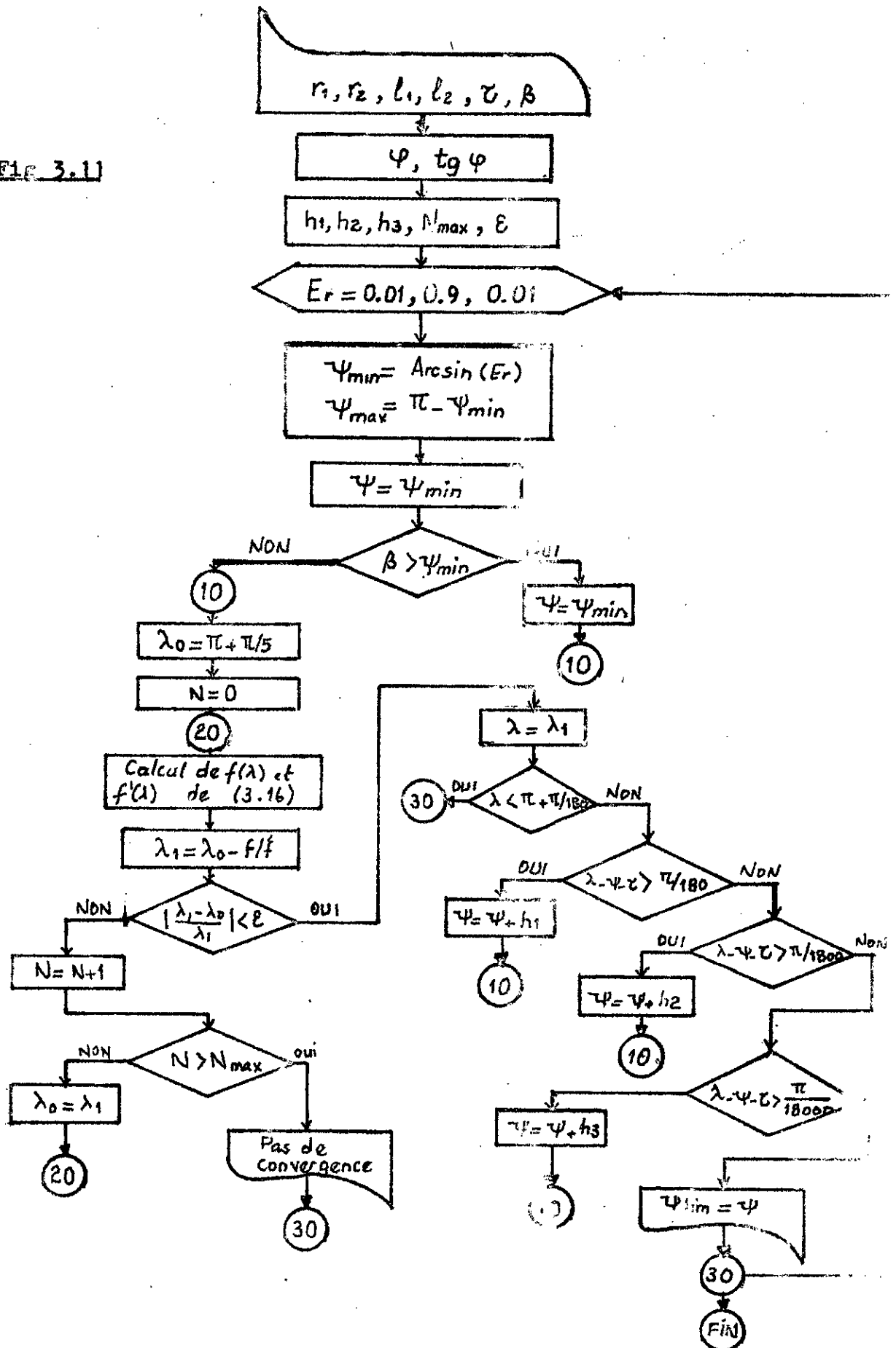
L'exploitation du programme , correspondant à cet organigramme a permis le traçage des courbes de la variation de l'angle d'allumage limite en fonction de la f.c.e.m réduite E_r .

Les courbes de l'angle d'allumage limite (fig 3.12) conservent pratiquement la même pente pour toute la plage de la f.c.e.m réduite . Il n'en était pas de même pour les convertisseurs avec D.R.L , où la pente est abrupte à faible valeur de E_r , puis progresse vers une pente stationnaire pour les valeurs élevées .

Par rapport aux convertisseurs avec D.R.L , il apparaît une réduction du domaine de la conduction continue située dans l'intervalle :

- pont monophasé : $0 \leq E_r \leq 0,28$
- redresseur triphasé : $0 \leq E_r \leq 0,25$
- redresseur hexaphasé : $0 \leq E_r \leq 1,5$

Fig 3.11



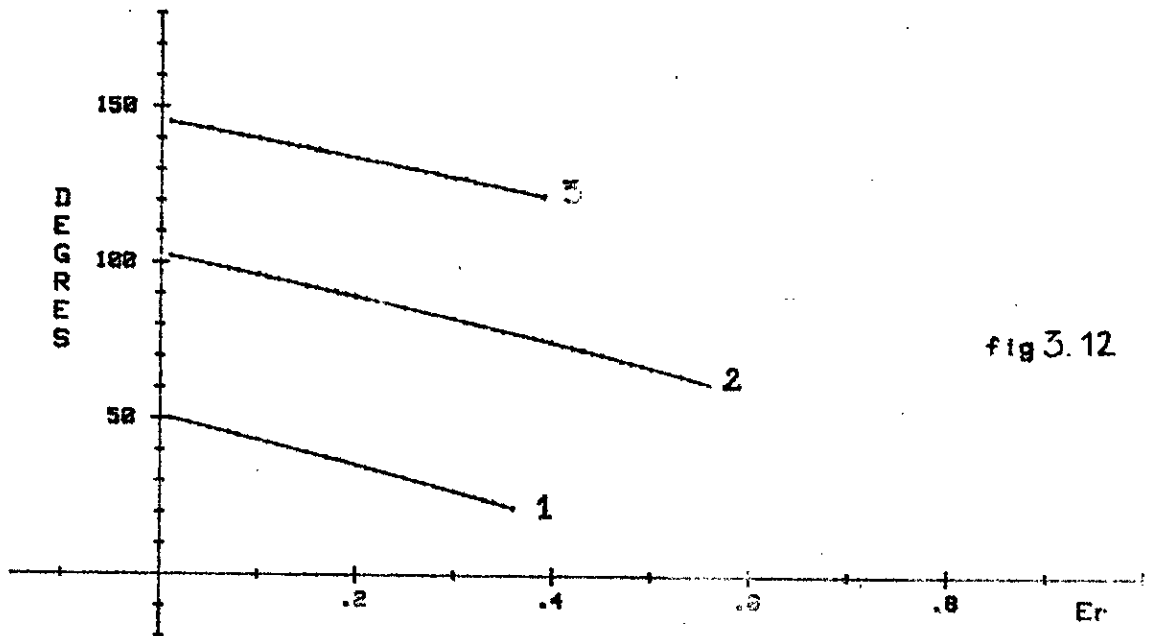


fig 3.12

Variation de l'angle d'allumage limite
 n°1 : Pont monophasé n°2 : Redresseur triphasé
 n°3 : Redresseur hexaphasé

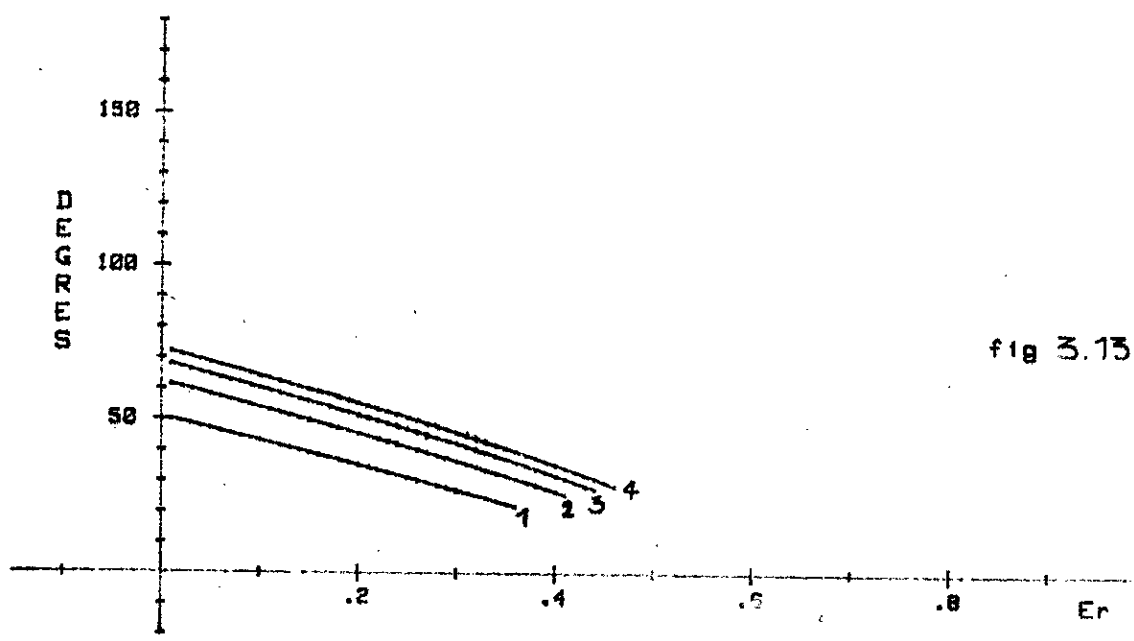


fig 3.13

CAS DU PONT MONOPHASE
 Variation de l'angle d'allumage limite en
 fonction de l'inductance L_2
 n°1 : pour $L_2=1.3$ mH, n°2 : pour $L_2=2.6$ mH
 n°3 : pour $L_2=3.9$ mH, n°4 : pour $L_2=5.2$ mH

Il est clair qu'elle est prépondérante pour le pont monophasé .

3.6.2 - Influence de l'inductance sur l'angle d'allumage limite

L'augmentation de l'inductance ne change pas l'allure des courbes . Il apparait seulement un décalage entre elles (fig 3.13) , ainsi un quadruplement de l'inductance , par exemple , provoque un allongement du domaine de conduction continue de :

- 20 % pour le pont monophasé ;
- 10 % pour le redresseur triphasé ;
- 3,5 % pour le redresseur hexaphasé .

On constate également que l'augmentation de l'inductance apporte une amélioration à la zone de conduction continue , de manière : appréciable pour le pont monophasé , moyenne pour le redresseur triphasé et négligeable pour le redresseur hexaphasé .

Le décalage entre les courbes successives est variable , de ce fait l'augmentation de l'inductance ne doit pas être quelconque .

Comparativement aux courbes similaires du convertisseur avec D.R.L , la diode joue un rôle très important et surtout dans le cas du pont monophasé et du redresseur triphasé . En effet , pour la même inductance , les courbes de l'angle limite concernant le convertisseur avec D.R.L , sont déplacées vers le haut par rapport aux courbes similaires obtenues des convertisseurs sans D.R.L ; par conséquent le convertisseur avec D.R.L détient une bande de conduction continue plus importante .

3.7 - TAUX D'ONDULATION

3.7.1 - Variation du taux d'ondulation

De la définition donnée en (2.26) , l'évaluation du taux d'ondulation nécessite le calcul des valeurs maximales et de la valeur moyenne du courant pour un angle d'allumage et une vitesse donnés .

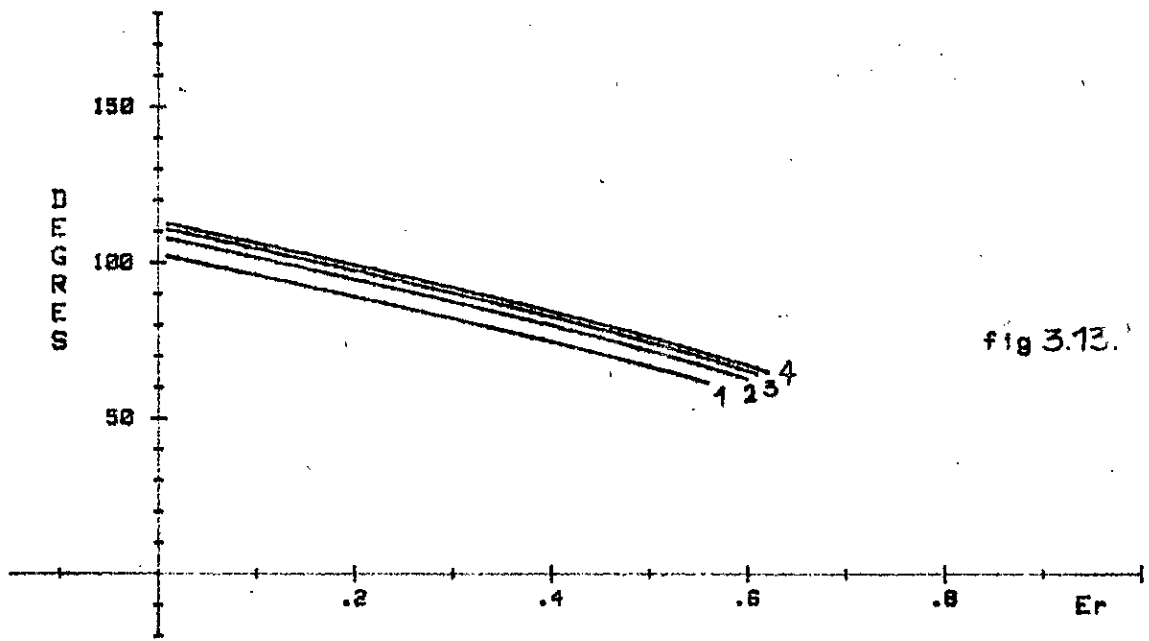


fig 3.13.

cas du Redresseur triphase

Variation de l'angle d'allumage limite en fonction de l'inductance L_2

n°1 : pour $L_2=1.3$ mH , n°2 : pour $L_2=2.6$ mH

n°3 : pour $L_2=3.9$ mH , n°4 : pour $L_2=5.2$ mH

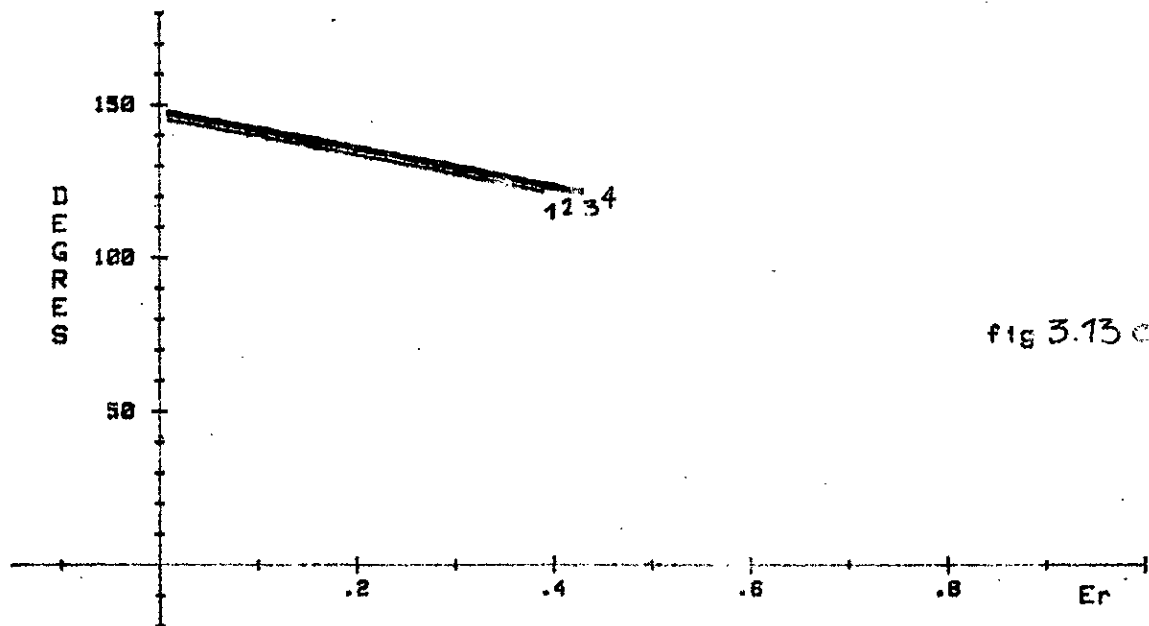


fig 3.13 c.

cas du Redresseur hexaphase

Variation de l'angle d'allumage limite en fonction de l'inductance L_2

n°1 : pour $L_2=1.3$ mH , n°2 : pour $L_2=2.6$ mH

n°3 : pour $L_2=3.9$ mH , n°4 : pour $L_2=5.2$ mH

La valeur moyenne du courant d'induit est :

$$I_{rc} = \frac{1}{\tau} \int_{\varphi}^{\lambda} I_r(x) \cdot dx \quad 3.18$$

après intégration , il vient :

$$I_{rc} = \frac{I_0 \operatorname{tg} \varphi}{\tau} \cdot [1 - \exp[(\gamma - \lambda) / \operatorname{tg} \varphi]] + \frac{\cos \varphi}{\tau} [\cos(\gamma - \varphi) - \cos(\lambda - \varphi)] - \frac{E_c}{\tau} (\lambda - \gamma)$$

Le courant est à son maximum lorsque son gradient est nul, c'est à dire :

$$\frac{dI_r}{dx}(x) = 0$$

soit:

$$-\frac{I_0}{\operatorname{tg} \varphi} \cdot \exp[(\gamma - x) / \operatorname{tg} \varphi] + \cos \varphi \cdot \sin(x - \varphi) = 0 \quad (3.20)$$

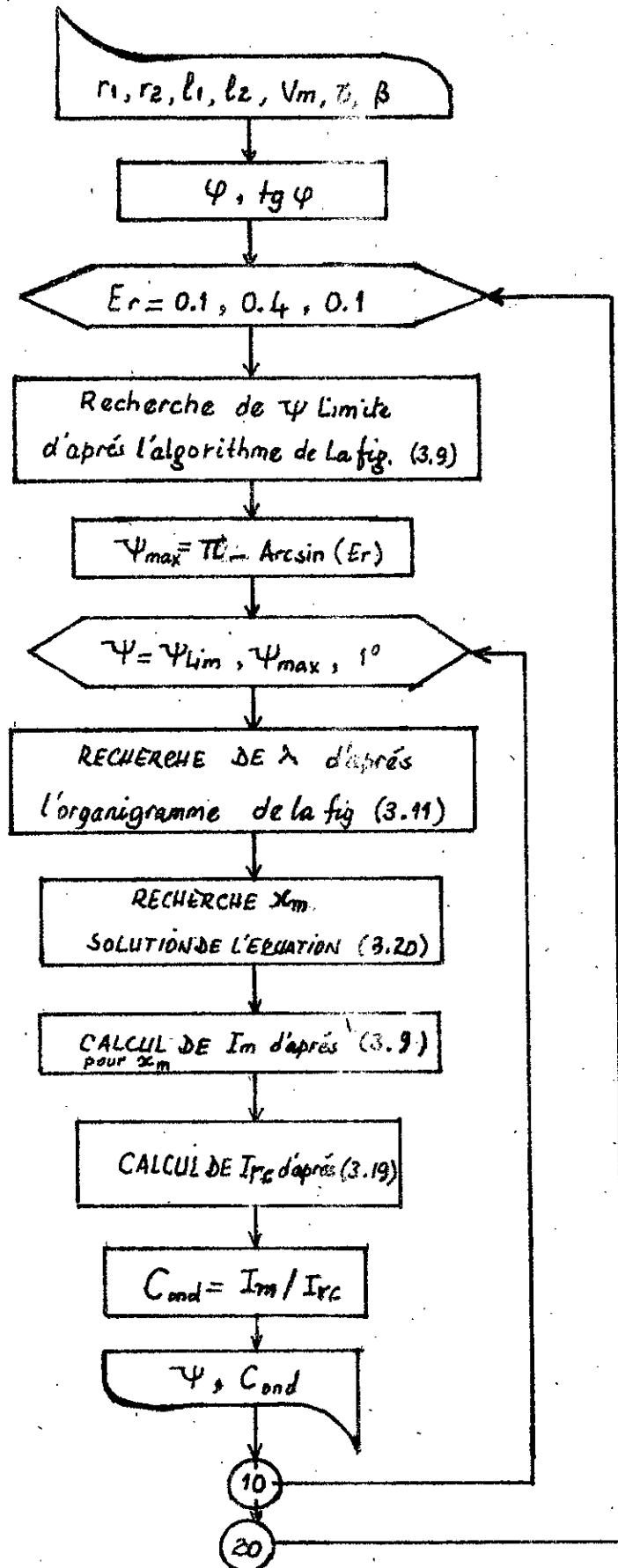
L'équation (3.20) est non linéaire . Une méthode numérique s'avère nécessaire . Un programme a été ainsi établi ; nous en donnons son organigramme à la figure (3.14) .

Pour une vitesse donnée , on cherche l'angle limite d'allumage pour que par la suite on ne prenne que les angles d'allumage assurant une conduction discontinue , pour ces derniers on détermine les angles d'extinction correspondants , On détermine ensuite l'instant x_m pour lequel le gradient est nul , puis on calcule la valeur maximale du courant et sa valeur moyenne .

L'exploitation de ce programme a servi au traçage des courbes de la variation du taux d'ondulation en fonction de l'angle d'allumage avec comme paramètre la f.c.e.m E_c .

Le coefficient d'ondulation (fig 3.15) est admissible pour les faibles angles d'allumage , et prohibitif pour les angles élevés . Ainsi , il dépasse le cap de $C_{\text{ond}} = 3$ pour les angles d'allu-

Fig 3.14



mage supérieurs à :

- 110 ° pour le pont monophasé ;
- 120 ° pour le redresseur triphasé ;
- 147 ° pour le redresseur hexaphasé .

A vitesse égale et pour un même type de convertisseur , on note un taux d'ondulation légèrement plus faible dans le cas des convertisseurs avec D.R.L .

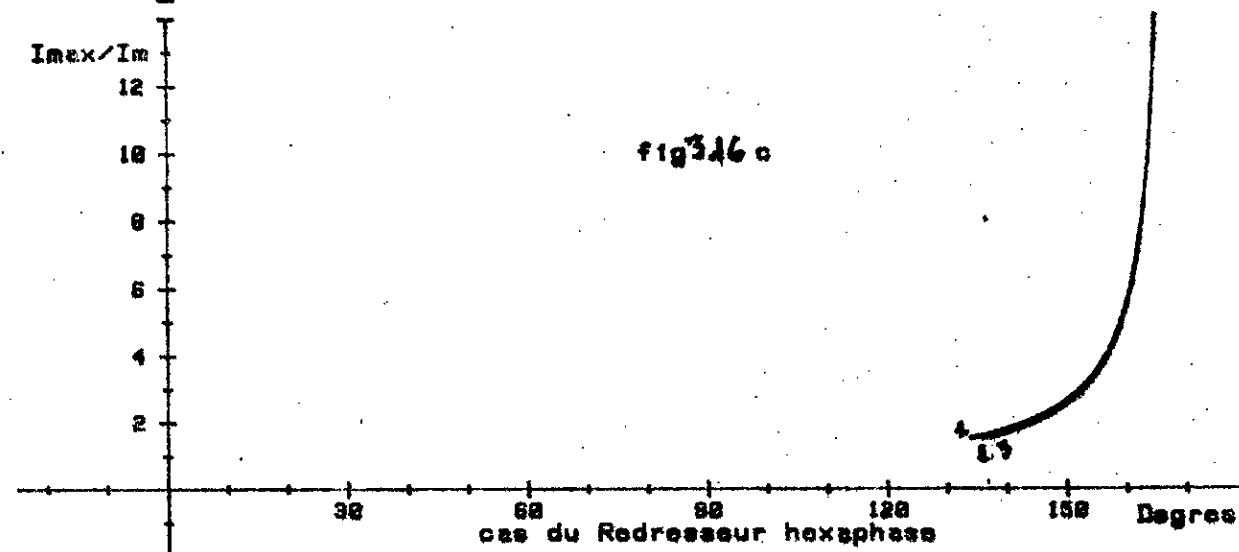
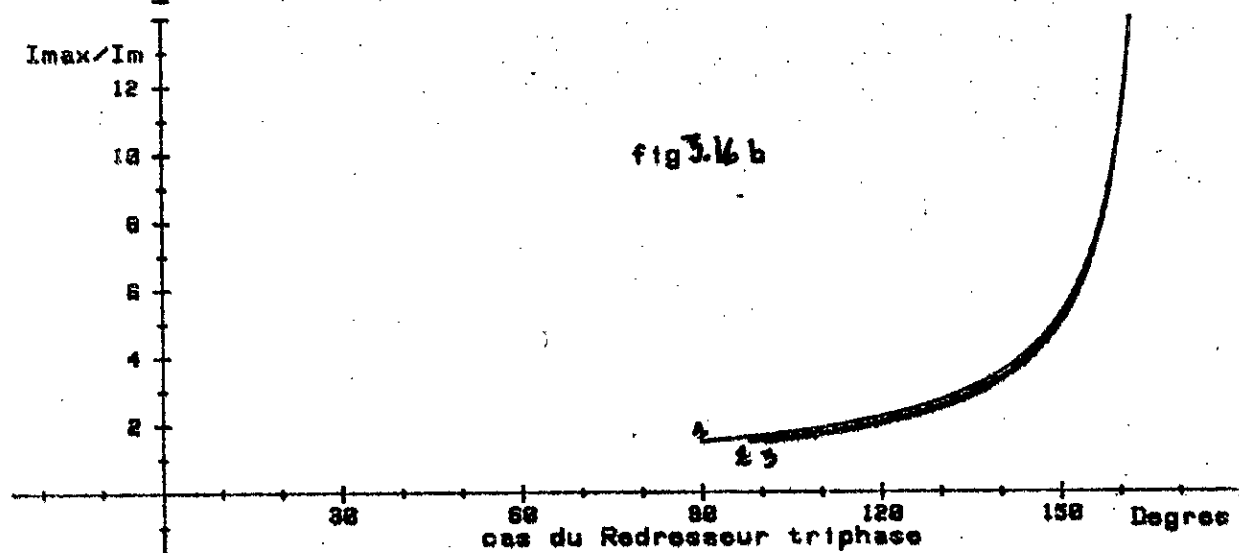
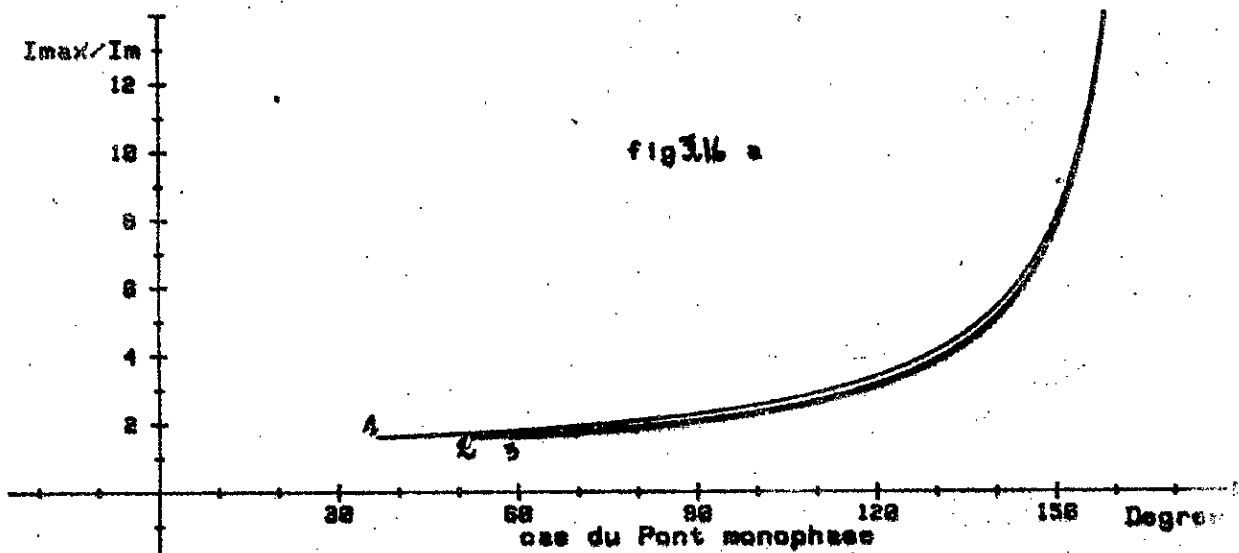
3.7.2 - Influence de l'inductance sur le taux d'ondulation

A vitesse donnée , l'augmentation de l'inductance (fig 3.16) agit faiblement sur le coefficient d'ondulation du courant fourni par un convertisseur sans D.R.L . Lorsqu'on quintuple l'inductance , par exemple, la différence n'est que de :

- 0,35 pour le redresseur en pont monophasé ;
- 0,2 pour le redresseur triphasé ;
- 0,1 pour le redresseur hexaphasé .

On remarque également que , pour une inductance donnée , la courbe du coefficient d'ondulation imposée par le convertisseur avec D.R.L est décalée vers le bas par rapport à la courbe similaire obtenue dans le cas du convertisseur sans D.R.L .

On en conclue que l'action conjuguée de la D.R.L et de l'augmentation de l'inductance améliore de manière notable le coefficient d'ondulation .



Variation du coefficient d'ondulation en fonction de l'angle d'allumage et pour $E_r=8.2$

n°1 : pour $L_2=1.3$ mH

n°2 : pour $L_2=3.8$ mH

n°3 : pour $L_2=6.5$ mH

ANALYSE HARMONIQUE DU

COURANT

4 . ANALYSE HARMONIQUE DU COURANT

4.1 - CAS DES CONVERTISSEURS AVEC D.R.L.

4.1.1 - Expression des harmoniques de courant

L'influence des harmoniques du courant et leurs perturbations sur le réseau sont bien connues /5/ , /7/ , /8/ ; par contre , l'analyse spectrale du courant discontinu , du côté du recep- teur , constitue un domaine de recherche à approfondir . Le courant étant périodique , nous le décomposons en série de FOURIER , pour apprécier la part jouée par les harmoniques vis à vis de la valeur moyenne . On utilise la méthode analytique pour la recherche des coefficients de la série .

Le courant sous forme de série de FOURIER s'écrit :

$$I_r = I_c + \sum_{k=1}^n (a_k \sin(k.m\omega t) + b_k \cos(k.m\omega t))$$

Avec :

- I_c : valeur moyenne du courant ;
- a_k : coefficient des termes en sinus ;
- b_k : coefficient des termes en cosinus ;

m prend les valeurs :

- m = 2 pour le pont monophasé ;
- m = 3 pour le redresseur triphasé ;
- m = 6 pour le redresseur hexaphasé ;

Le courant peut encore se mettre sous la forme :

$$I_r = I_c + \sum_{k=1}^n I_k \sin(k.m\omega t - \theta_k)$$

Avec : $I_k = (a_k^2 + b_k^2)^{1/2}$ et $\text{tg } \theta_k = \frac{b_k}{a_k}$

I_k étant l'amplitude de l'harmonique de rang k .

La valeur efficace I_{eff} a pour expression :

$$I_{eff} = \left(I_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2 \right)^{1/2}$$

a) Valeur moyenne I_0

$$I_{rc} = I_{rc1} + I_{rc2}$$

avec

$$I_{rc1} = \frac{1}{\tau} \int_{\psi}^{\psi+\pi} I_{r1} dx \quad \text{et} \quad I_{rc2} = \frac{1}{\tau} \int_{\psi}^{\psi+\pi} I_{r2} dx.$$

après intégration :

$$I_{rc2} = \frac{I_0 \sin \varphi}{\tau} \left(1 - \exp\left[-\frac{(\pi-\lambda)}{t_0} \tau\right] \right) - \frac{E \tau}{\tau} (\lambda - \pi)$$

$$I_{rc1} = \frac{I_0 \cos \varphi}{\tau} \left(1 - \exp\left[-\frac{(\psi-\pi)}{t_0} \tau\right] \right) + \frac{E \tau}{\tau} (\cos(\psi-\varphi) + \cos \varphi) - \frac{E \tau}{\tau} (\pi - \psi)$$

b) Termes en sinus a_k

$$a_k = a_{1k} + a_{2k}$$

avec

$$a_{1k} = \frac{2}{\tau} \int_{\psi}^{\psi+\pi} I_{r1} \sin(km x) dx$$

$$a_{2k} = \frac{2}{\tau} \int_{\psi}^{\psi+\pi} I_{r2} \sin(km x) dx.$$

ou encore de manière plus explicite

$$a_{1k} = a_{11} + a_{12} + a_{13} \quad \text{et} \quad a_{2k} = a_{21} + a_{22}$$

$$a_{11} = \frac{2I_{10}}{c} \int_{\psi}^{\pi} \exp[(\psi-x)/\text{tg}\varphi] \cdot \sin(km\pi x) dx$$

$$a_{12} = \frac{2 \cos\varphi}{c} \int_{\psi}^{\pi} \sin(x-\psi) \sin(km\pi x) dx$$

$$a_{13} = -\frac{2E_r}{c} \int_{\psi}^{\pi} \sin(km\pi x) dx$$

$$a_{21} = \frac{2I_{20}}{c} \int_{\pi}^{\lambda} \sin(km\pi x) \exp[(\pi-x)/\text{tg}\varphi] \cdot dx$$

$$a_{22} = -\frac{2E_r}{c} \int_{\pi}^{\lambda} \sin(km\pi x) dx$$

après calcul des intégrales

$$a_{11} = \frac{2I_{10}}{c} \cdot \frac{\text{tg}^2\varphi \cdot km}{1+(km\text{tg}\varphi)^2} \left[\cos(km\psi) - \cos(km\pi) \cdot e^{\frac{\psi-\pi}{\text{tg}\varphi}} + \frac{\sin(km\psi) - \sin(km\pi) \cdot e^{\frac{\psi-\pi}{\text{tg}\varphi}}}{km\text{tg}\varphi} \right]$$

$$a_{12} = \frac{\cos\varphi}{c} \cdot \left[\frac{\sin[(k.m-1)\pi + \psi] - \sin[(k.m-1)\psi]}{k.m-1} \right] + \frac{\sin[(k.m+1)\psi - \psi] - \sin[(k.m+1)\pi - \psi]}{k.m+1}$$

$$a_{13} = \frac{2 E_r}{\tau \cdot km} [\cos(km\pi) - \cos(km\psi)]$$

$$a_{21} = \frac{2 I_{20} \cdot \frac{\lambda}{2} \cdot km}{\tau (1 + (km \operatorname{tg} \varphi)^2)} \left[\cos(km\pi) - \cos(km\lambda) e^{\frac{\pi \lambda}{2 \operatorname{tg} \varphi}} + \frac{\sin(km\pi) - \sin(km\lambda) e^{\frac{\pi \lambda}{2 \operatorname{tg} \varphi}}}{km \operatorname{tg} \varphi} \right]$$

$$a_{22} = \frac{2 E_r}{\tau km} [\cos(km\lambda) - \cos(km\pi)]$$

c) Termes en cosinus b_k

$$b_k = b_{1k} + b_{2k}$$

avec

$$b_{1k} = \frac{2}{\tau} \int_0^{\pi} I_{r1} \cos(km x) dx$$

$$b_{2k} = \frac{2}{\tau} \int_0^{\pi} I_{r2} \cdot \cos(km x) \cdot dx$$

ou encore $b_{12} = b_{11} + b_{12} + b_{13}$ et $b_{2k} = b_{21} + b_{22}$

Les coefficients b_{11} , b_{12} , b_{13} , b_{21} et b_{22} sont définis par

$$b_{11} = \frac{2 I_{10}}{\tau} \int_0^{\pi} \cos(km x) \cdot \exp[(\psi - x) / \operatorname{tg} \varphi] dx$$

$$b_{12} = \frac{2 \cos \varphi}{\tau} \int_{\varphi}^{\pi} \sin(x - \varphi) \cos(km x) dx$$

$$b_{13} = \frac{-2E_r}{\tau} \int_{\varphi}^{\pi} \cos(km\alpha) d\alpha$$

$$b_{21} = \frac{2I_{20}}{\tau} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\lambda} \cos(km\alpha) \exp[(\pi-\alpha)/\text{tg}\varphi_2] d\alpha$$

$$b_{22} = \frac{-2E_r}{\tau} \int_{\pi}^{\lambda} \cos(km\alpha) d\alpha$$

La résolution de ces intégrales a fourni :

$$b_{11} = \frac{2I_{10}}{\tau} \cdot \frac{k m \text{tg}^2 \varphi}{(1+(k m \text{tg} \varphi)^2)} \left[\sin(k m \pi) \cdot e^{\frac{\pi}{\text{tg} \varphi}} - \sin(k m \lambda) \right] + \frac{\cos(k m \varphi) - \cos(k m \pi)}{k m \text{tg} \varphi} \cdot e^{\frac{\pi}{\text{tg} \varphi}}$$

$$b_{12} = \frac{\cos \varphi}{\tau} \left[\frac{\cos[(k m + 1)\varphi - \varphi] - \cos[(k m + 1)\pi - \varphi]}{k m + 1} + \frac{\cos[(k m - 1)\pi + \varphi] - \cos[(k m - 1)\varphi]}{k m - 1} \right]$$

$$b_{13} = \frac{2E_r}{\tau k m} [\sin(k m \pi) - \sin(k m \lambda)]$$

$$b_{21} = \frac{2I_{20}}{\tau} \cdot \frac{\text{tg}^2 \varphi_2 \cdot k m}{(1+(k m \text{tg} \varphi_2)^2)} \left[\sin(k m \lambda) \cdot e^{(\pi-\lambda)/\text{tg} \varphi_2} - \sin(k m \pi) \right] + \frac{\cos(k m \pi) - \cos(k m \lambda)}{k m \text{tg} \varphi_2} \cdot e^{\frac{\pi}{\text{tg} \varphi_2}}$$

$$b_{22} = \frac{2E_r}{\tau k m} [\sin(k m \pi) - \sin(k m \lambda)]$$

4.1.2 - Organigramme

Des expressions précédentes , il apparait que l'amplitude des harmoniques dépend de l'angle d'allumage ψ , de l'angle d'extinction λ et du niveau de la vitesse E_r . A chaque niveau de la charge (pris dans un domaine allant de la charge à vide à la charge normale , ce qui correspond à une paire d'angles ψ et λ) , on évalue les harmoniques qui seront stockées dans la matrice $I (q , n)$.

En d'autres termes , un élément I_{ij} de cette matrice , représente l'harmonique de rang j pour un niveau de charge noté i . Ainsi la ligne i fournit le spectre de courant pour un niveau de charge donné et la colonne j renseigne sur la variation de l'harmonique de rang j en fonction de la charge du moteur .

Un programme (dont nous en donnons l'organigramme à la fig (4.1)) a été établi dans le but de tracer le spectre de courant et la variation des harmoniques les plus significatives en fonction de la charge du moteur .

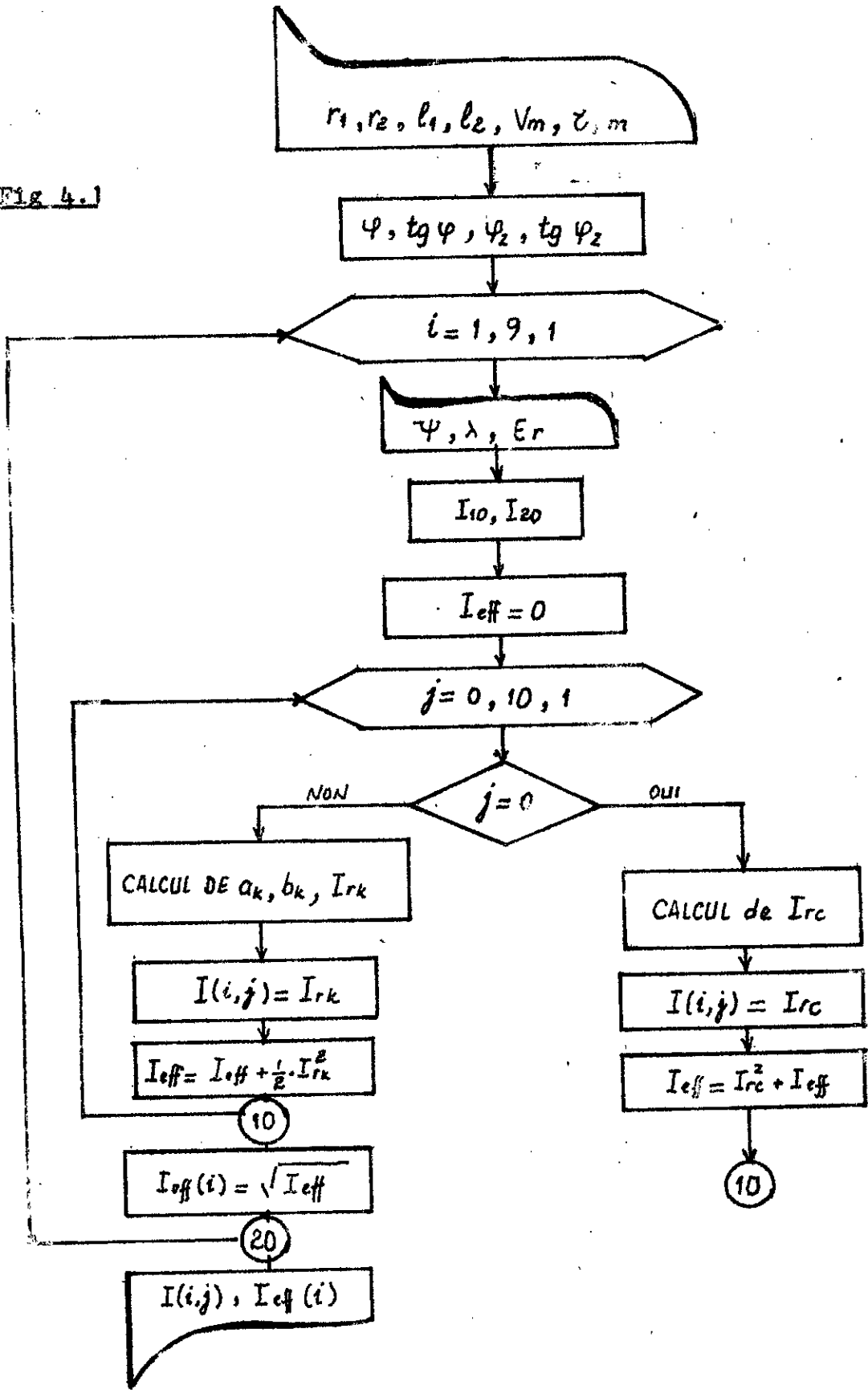
4.1.3 - Spectre des harmoniques

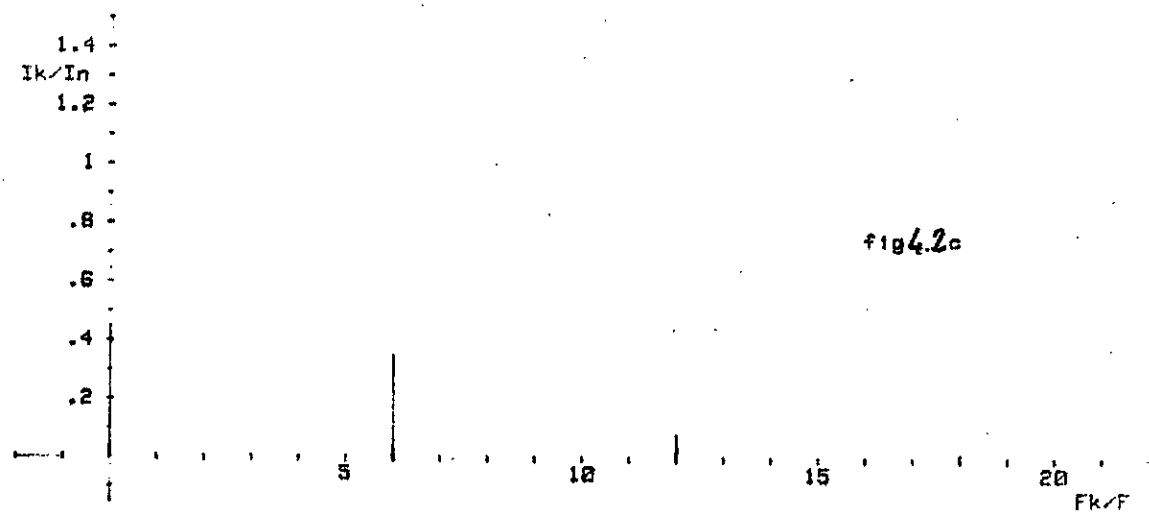
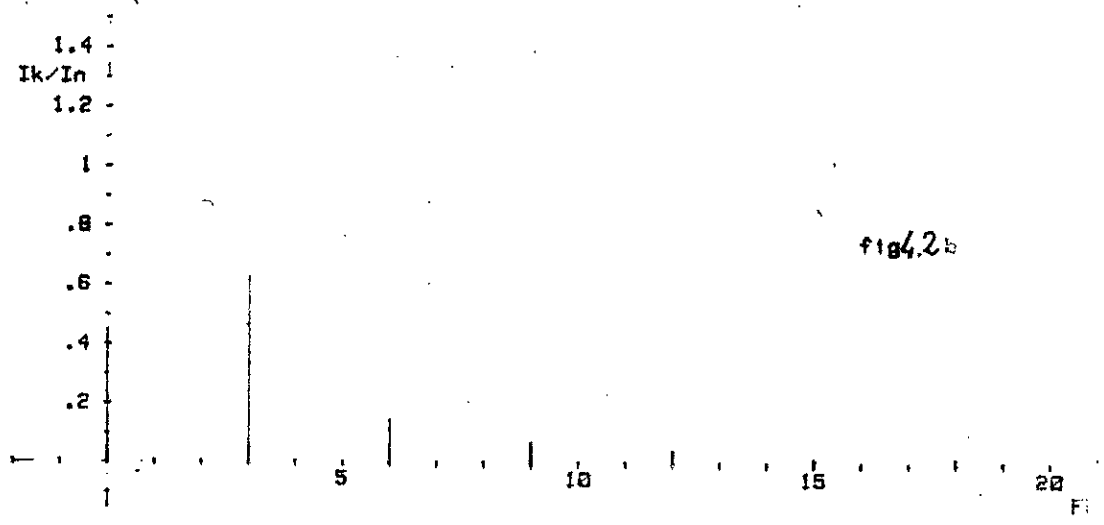
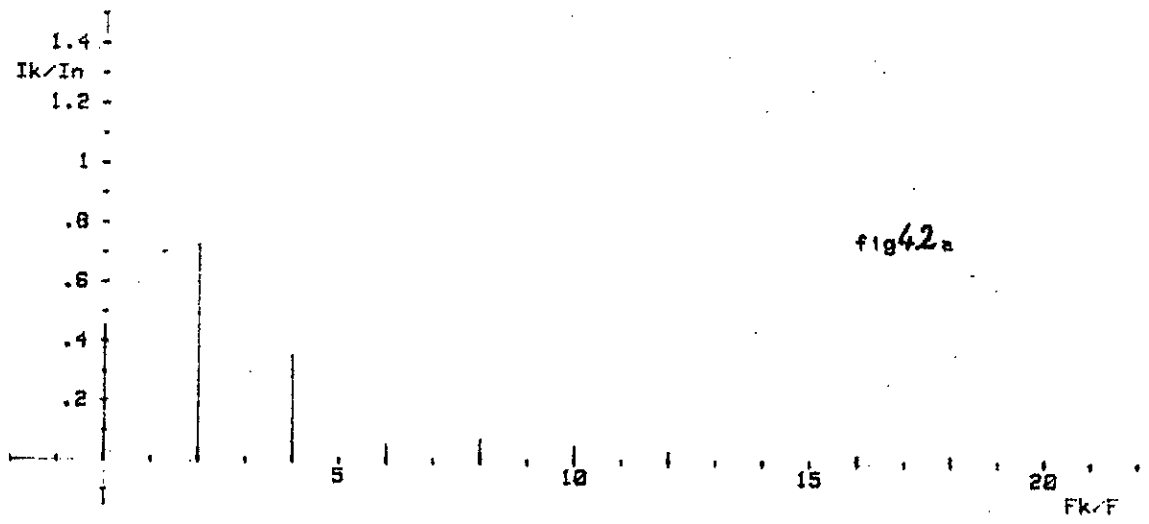
L'exploitation du programme a permis le tracer du spectre de courant , la f.c.e.m E_r étant prise comme paramètre . La fréquence est mesurée en valeur relative à celle f du réseau d'alimentation . Il en est de même pour l'amplitude mesurée en valeur relative au courant nominal . La fréquence maximale de l'harmonique est limitée à 1,1 kHz , qui sera atteinte par :

- le 11^o harmonique pour le pont monophasé ;
- le 7^o harmonique pour le redresseur triphasé ;
- le 3^o harmonique pour le redresseur hexaphasé .

D'un premier examen des courbes (fig 4.2 , 4.3 et 4.4) , il ressort que les amplitudes décroissent rapidement , pour prendre ensuite des valeurs faibles et stationnaires pour les fréquences élevées . Néanmoins , pour le pont monophasé , le

Fig 4.1





cas des convertisseurs avec D.R.L
 rapport des harmoniques du courant a la valeur nominale
 pour $E_r = .1$ et $I_C = 12 A$
 fig4.2 a : Pont monophasé fig4.2 b : Redresseur triphase
 fig4.2 c : Redresseur hexaphase

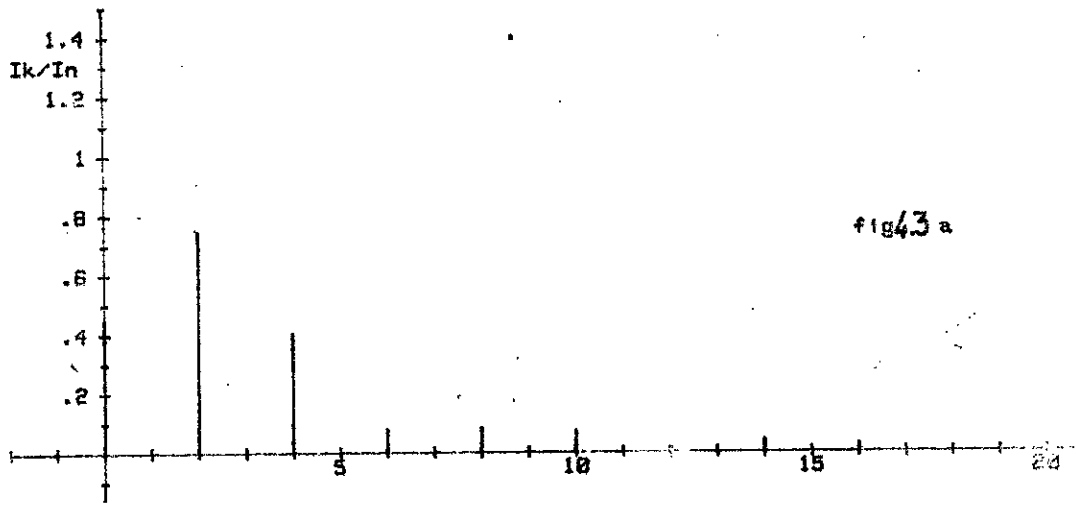


fig4.3 a

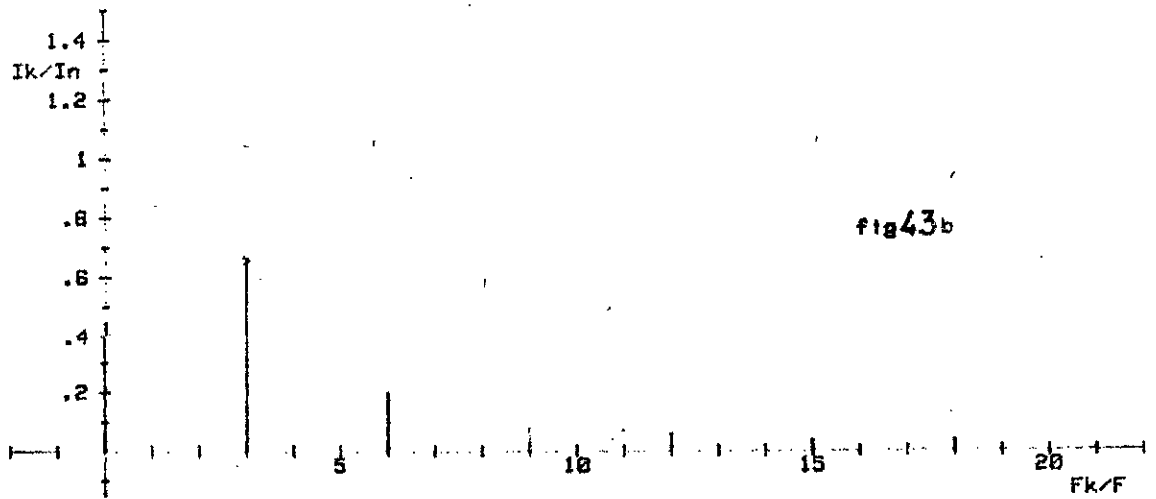


fig4.3 b

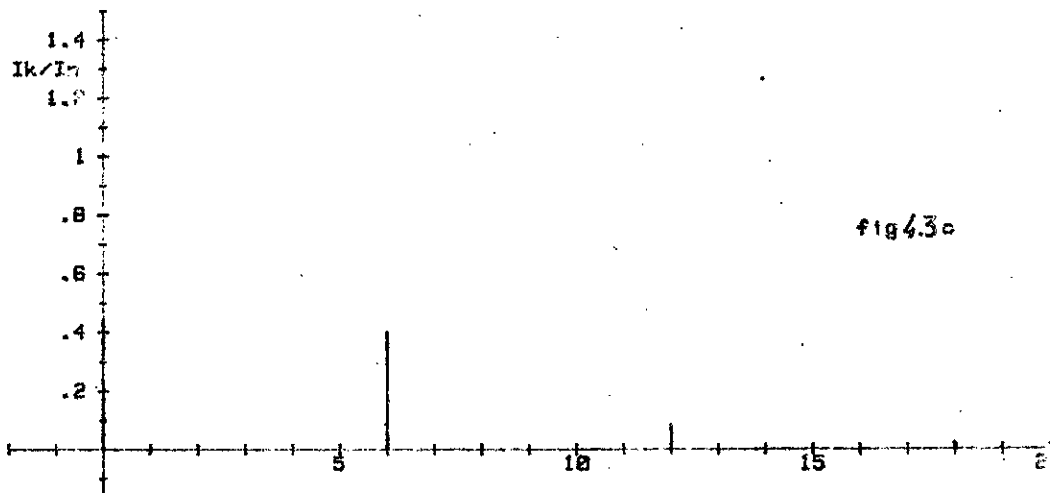


fig4.3 c

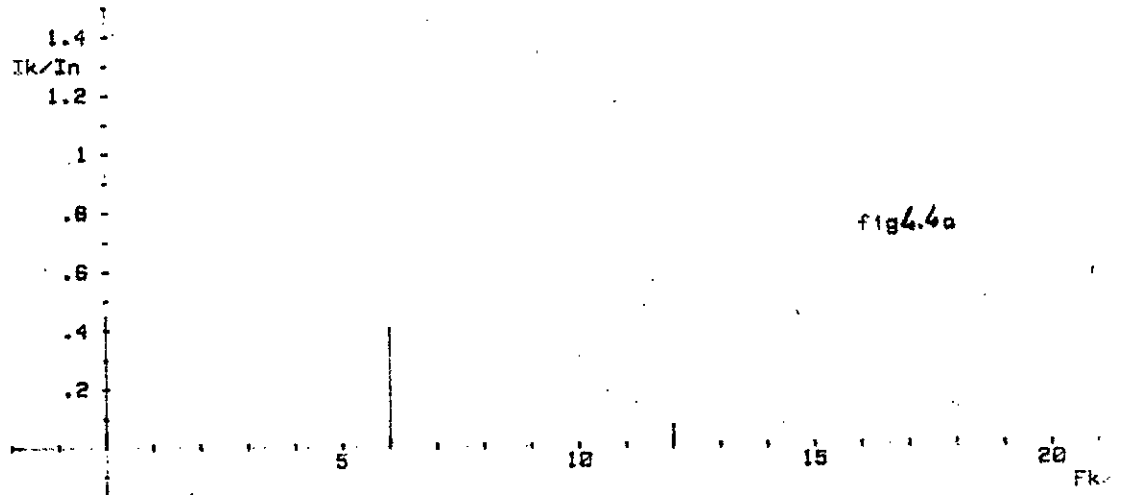
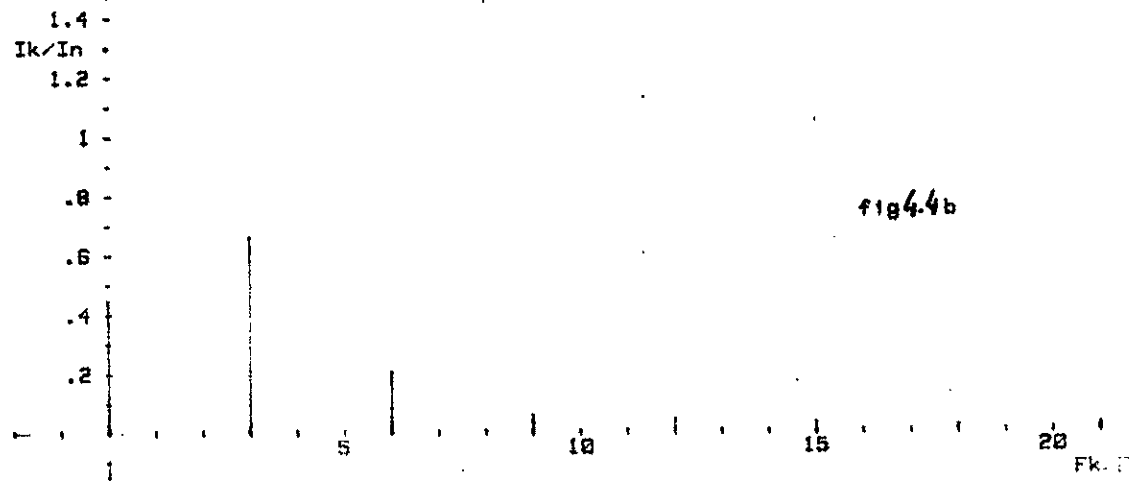
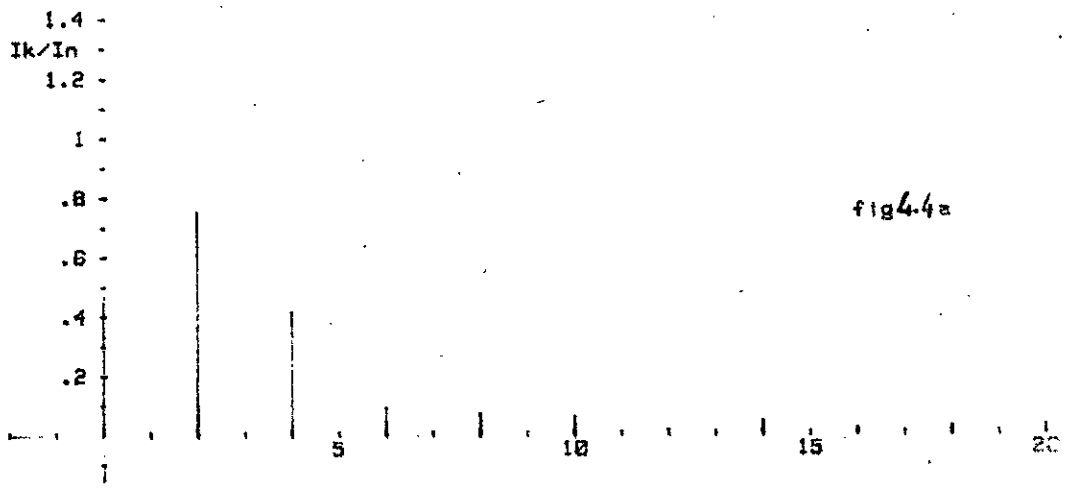
cas des convertisseurs avec D.R.L

rapport des harmoniques du courant a la valeur nominale

pour $E_r = 0.2$ et $I_C = 12$ A

fig4.3 a : Pont monophasé fig4.3 b : Redresseur triphase

fig4.3 c : Redresseur hexaphase



cas des convertisseurs avec D.R.L
 rapport des harmoniques du courant a la valeur nominale
 - pour $E_r = .3$ et $I_C = 12$ A
 fig 4.4 a : Pont monophasé fig 4.4 b : Redresseur triphase
 fig 4.4 c : Redresseur hexaphase

moniques de rang 4 et 5 se maintiennent au même niveau que l'harmonique de rang 3 . Pour le redresseur triphasé , c'est uniquement l'harmonique de rang 4 qui reste voisine de l'harmonique de rang 3 ; De plus , les harmoniques de rang 1 , 2 et 3 sont de loin les plus importantes , vues leurs amplitudes .

Le fondamental présente un dépassement par rapport à la valeur moyenne de :

- 55 % dans le cas du pont monophasé ;
- 39 % dans le cas du redresseur triphasé .

Au contraire , pour le redresseur hexaphasé , il y a une réduction de l'amplitude relative à la valeur moyenne , évaluée à 22 % .

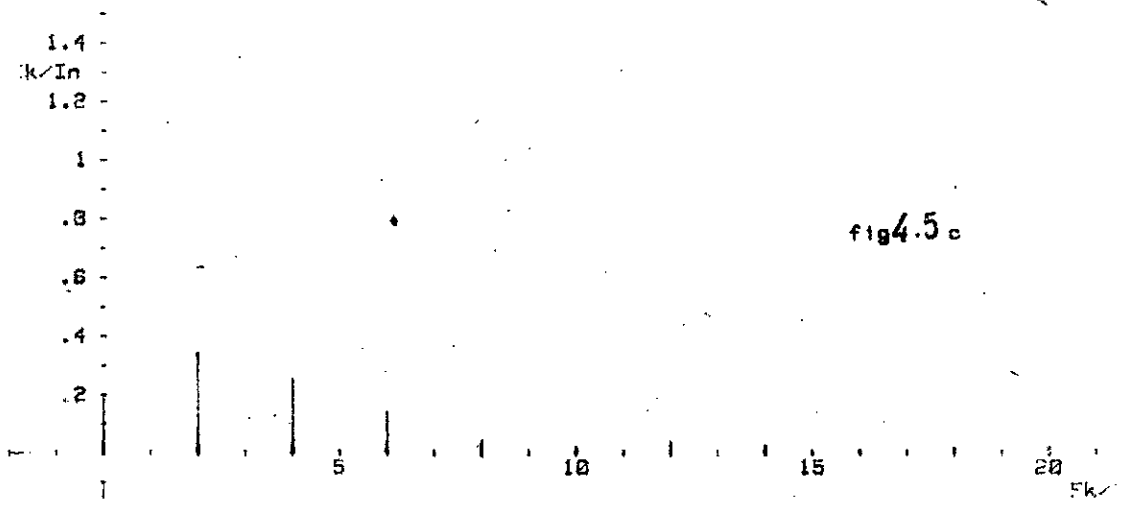
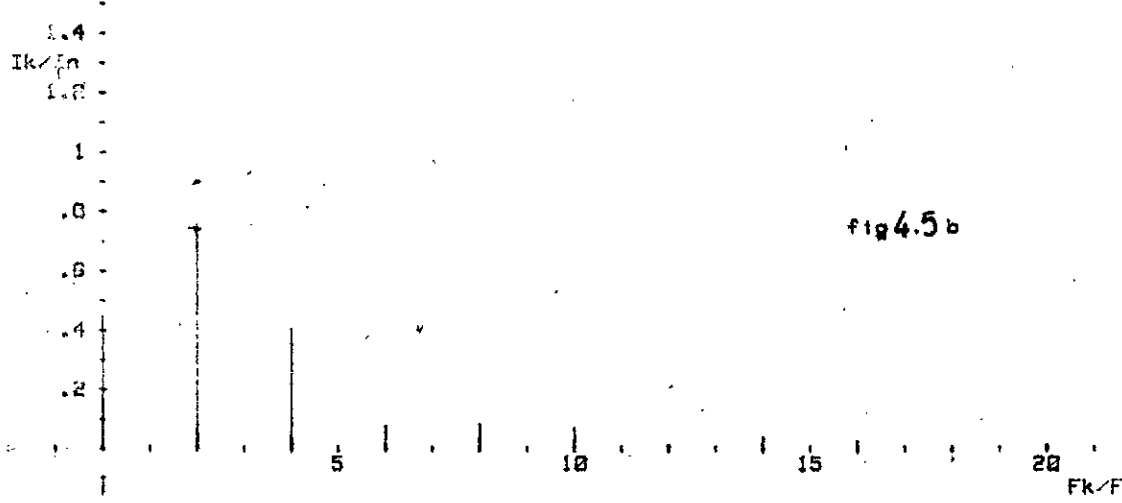
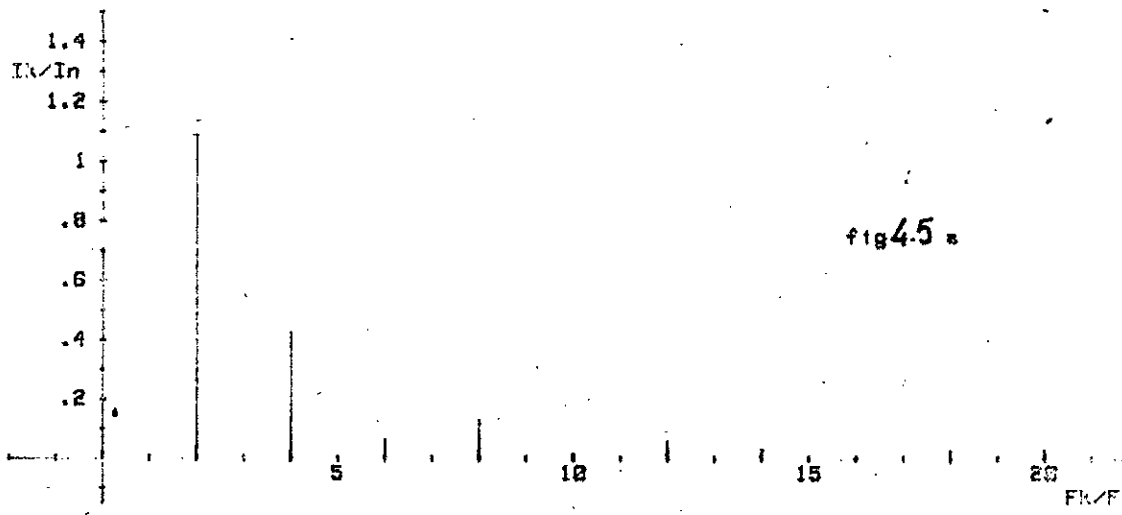
Du fait que , d'une part que le fondamental soit plus faible que la moyenne , et d'autre part le spectre se réduisant aux trois premières harmoniques , il est plus avantageux d'alimenter avec un redresseur du type hexaphasé .

4.1.4 - Variation du spectre en fonction de la charge

L'évolution du spectre (fig 4.5 , 4.6 et 4.7) en fonction de la charge est donnée pour trois niveaux . Entre autre pour :

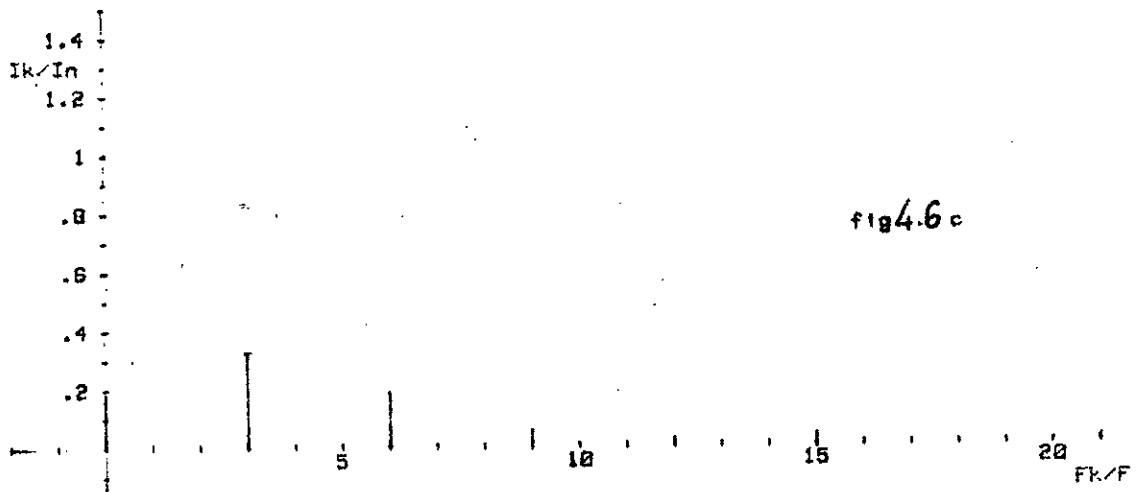
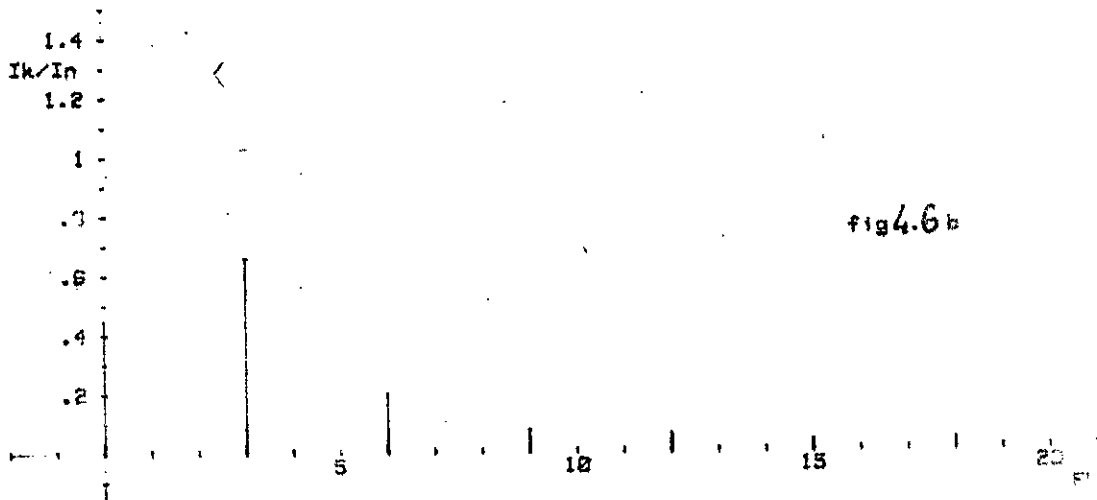
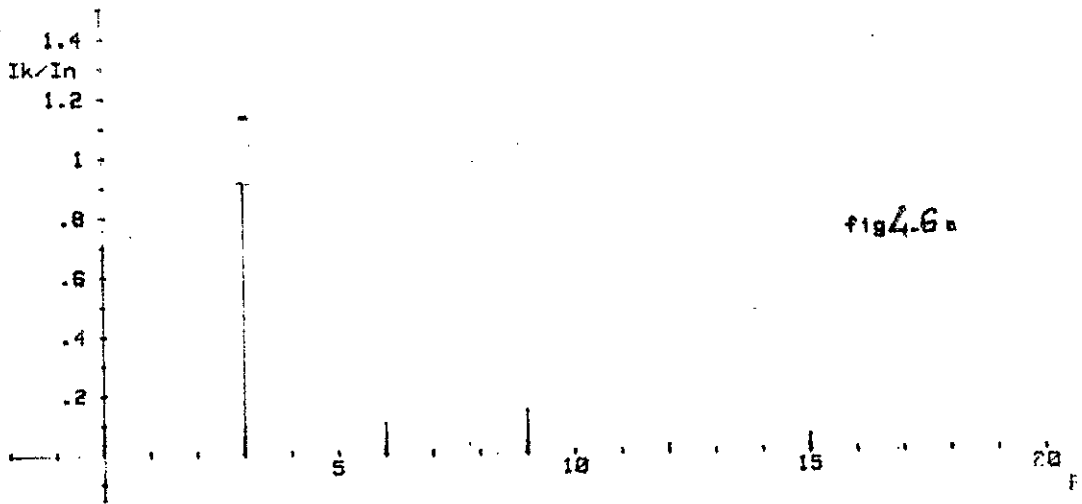
- $I_c = 19$ A voisine de la charge nominale ;
- $I_c = 12$ A voisine de la charge moyenne ;
- $I_c = 5$ A voisine de la charge à vide .

Du tableau (4.1) , il ressort que l'harmonique fondamentale augmente lorsque la charge du moteur diminue , il est alors recommandé d'utiliser le moteur vers la pleine charge .



cas du pont monophasé avec D.R.L.
 rapport des harmoniques du courant à la valeur nominale
 pour $E_r = .2$.

fig 4.5 a : pour $I_c = 19 \text{ A}$ fig 4.5 b : pour $I_c = 12 \text{ A}$
 fig 4.5 c : pour $I_c = 5 \text{ A}$



cas du redresseur triphase avec D.R.L.
 rapport des harmoniques du courant a la valeur nominale
 pour $E_r = .2$

fig4.6a : pour $I_c = 19 \text{ A}$ fig4.6b : pour $I_c = 12 \text{ A}$
 fig4.6c : pour $I_c = 5 \text{ A}$

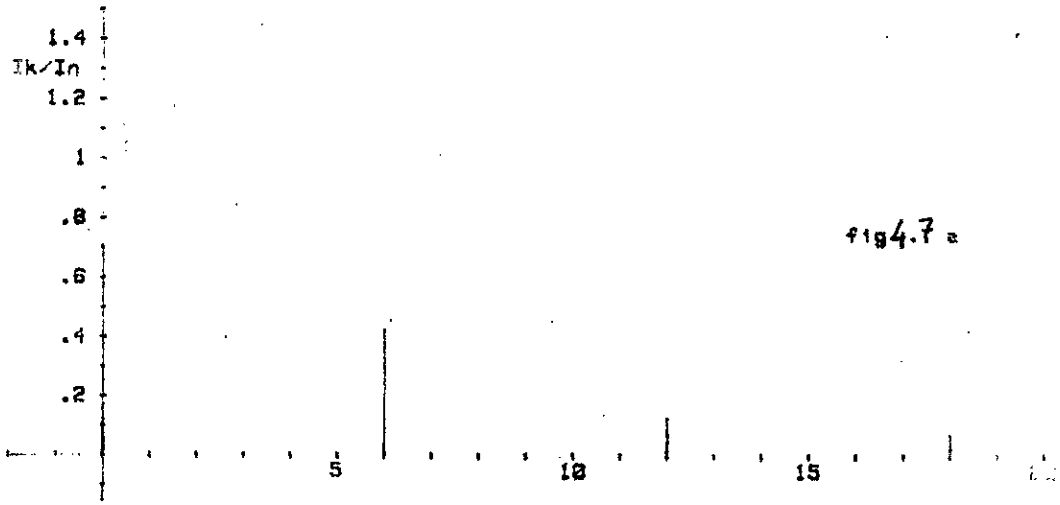


fig 4.7 a

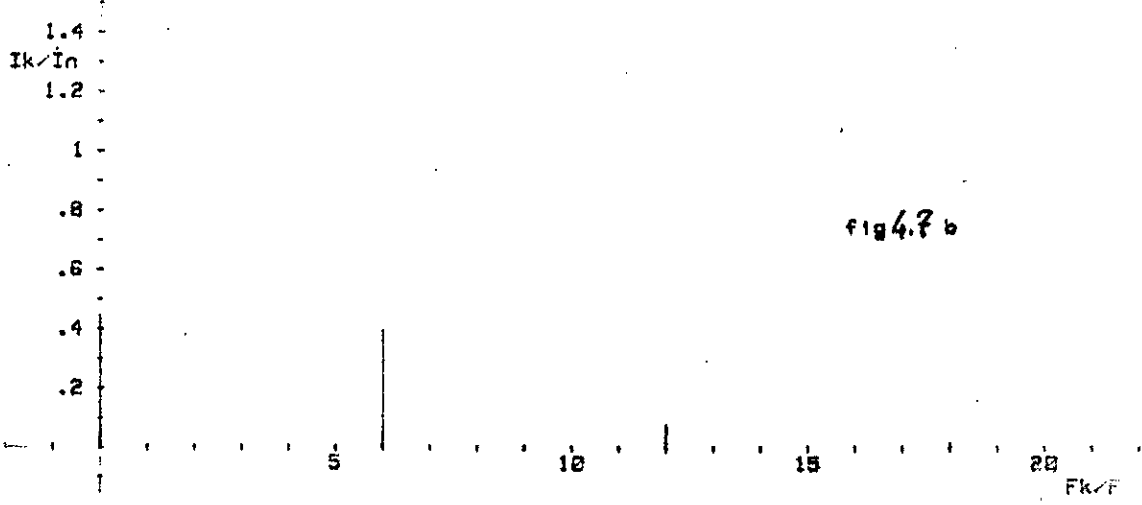


fig 4.7 b

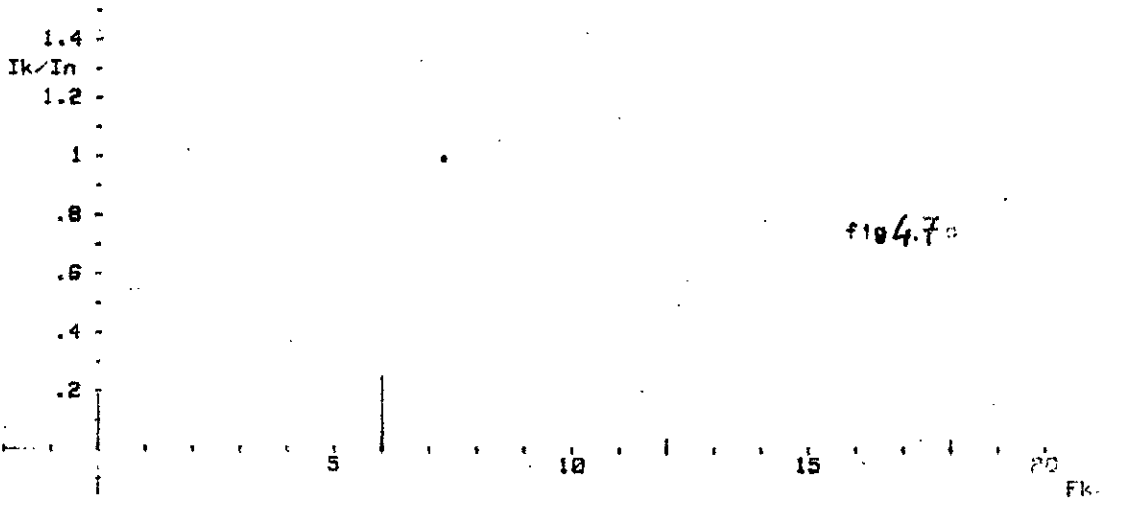


fig 4.7 c

cas du redresseur hexaphase avec D.R.L
 rapport des harmoniques du courant a la valeur nominale
 pour $E_r = .2$

fig 4.7 a : pour $I_c = 19 \text{ A}$ fig 4.7 b : pour $I_c = 12 \text{ A}$
 fig 4.7 c : pour $I_c = 5 \text{ A}$

	$I_c = 1 (A)$	$I_c = 12 (A)$	$I_c = 50$
PONT MONOPHASE	57 % ^d	66 % ^d	75 %
REDRESSEUR TRIPHASE	28,5 % ^d	44,4 % ^d	62,2 %
REDRESSEUR HEXAPHASE	39 % ^r	11 % ^r	11 %

Tab 4.1 : Dépassement (^d) ou réduction (^r) de l'harmonique fondamentale par rapport à la valeur moyenne en (%)

4.1.5 - Variation des harmoniques d'ordre 1 , 2 et 3

Le même programme a servi pour tracer l'évolution des harmoniques d'ordre 1 , 2 et 3 en fonction de la charge (fig 4.8 , 4.9 et 4.10) . La f.c.e.m E_r étant prise comme paramètre

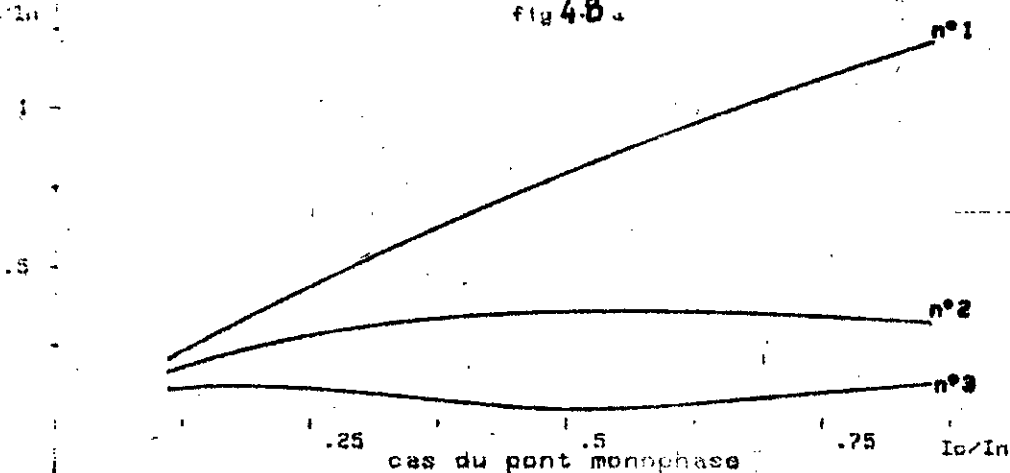
On remarque que la courbe de variation du fondamental est presque linéaire et peut être assimilée à une droite ; par contre les harmoniques d'ordre 2 et 3 ont un comportement complexe

En moyenne , l'harmonique d'ordre 3 est plus faible que l'harmonique d'ordre 1 , 2 , présente un minimum pour les trois types de convertisseurs . Dans le cas du pont monophasé , son amplitude demeure inférieure à celle de la 2^{ème} harmonique . Par contre pour le redresseur triphasé , l'harmonique de rang 3 dépasse l'harmonique d'ordre 2 en amplitude pour les charges voisines du courant nominal ; mais pour le redresseur hexaphasé , le dépassement est situé aux faibles charges .

Il apparaît une légère augmentation des harmoniques de rang 1 et 2 , avec un accroissement de la vitesse , appréciable , surtout pour le pont monophasé et le redresseur triphasé .

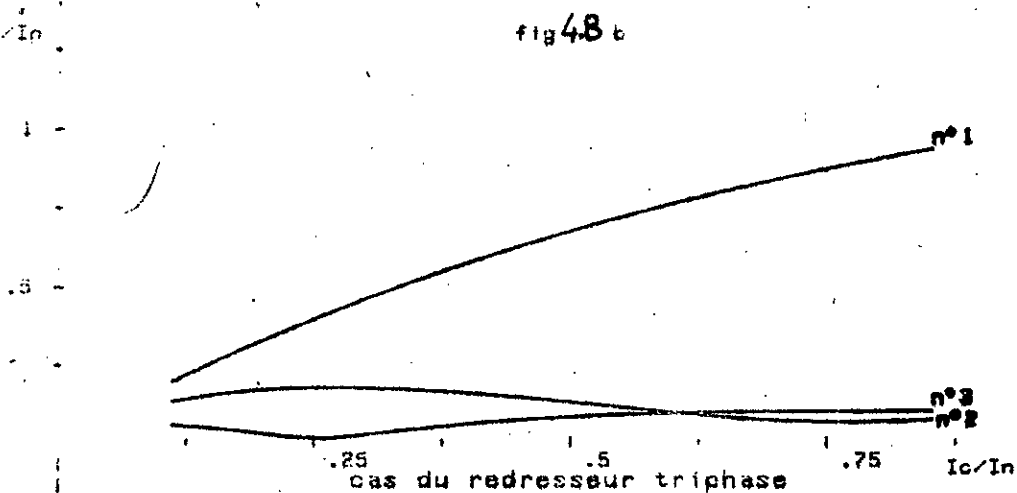
I_k/I_n

fig 4.8 a



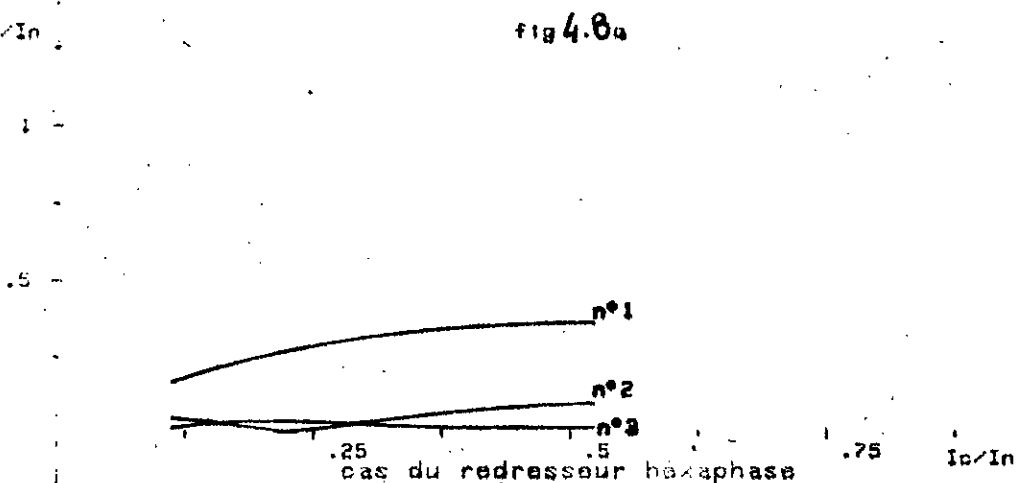
I_k/I_n

fig 4.8 b

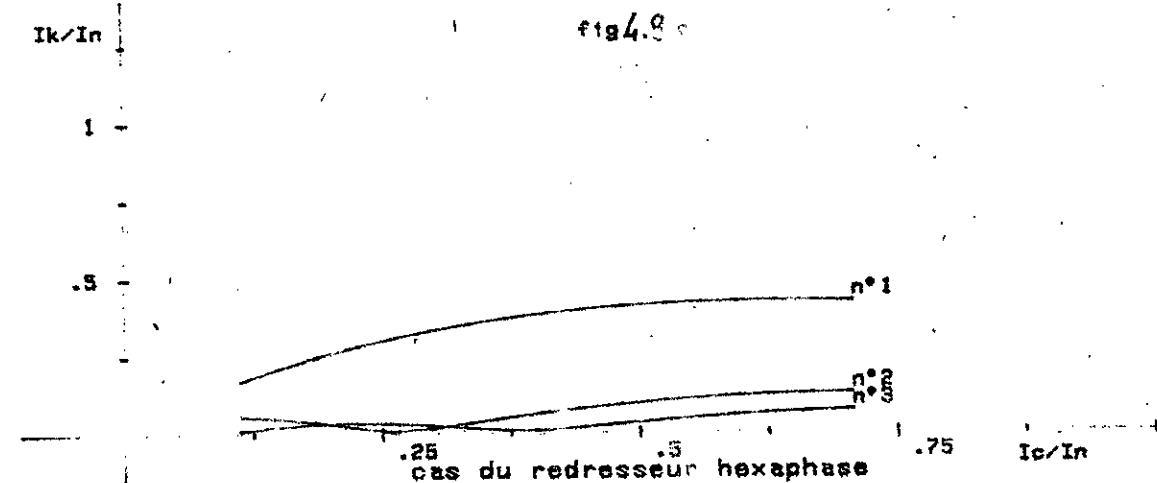
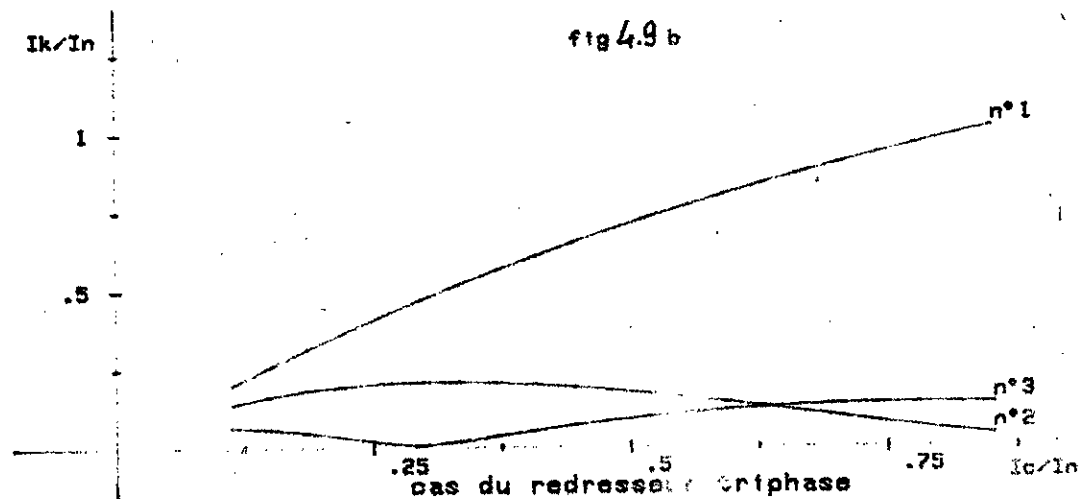
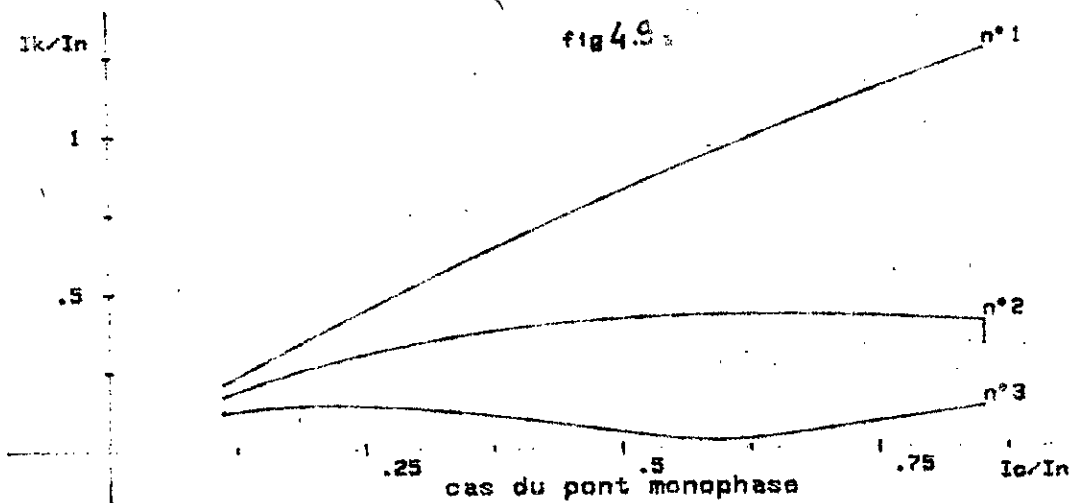


I_k/I_n

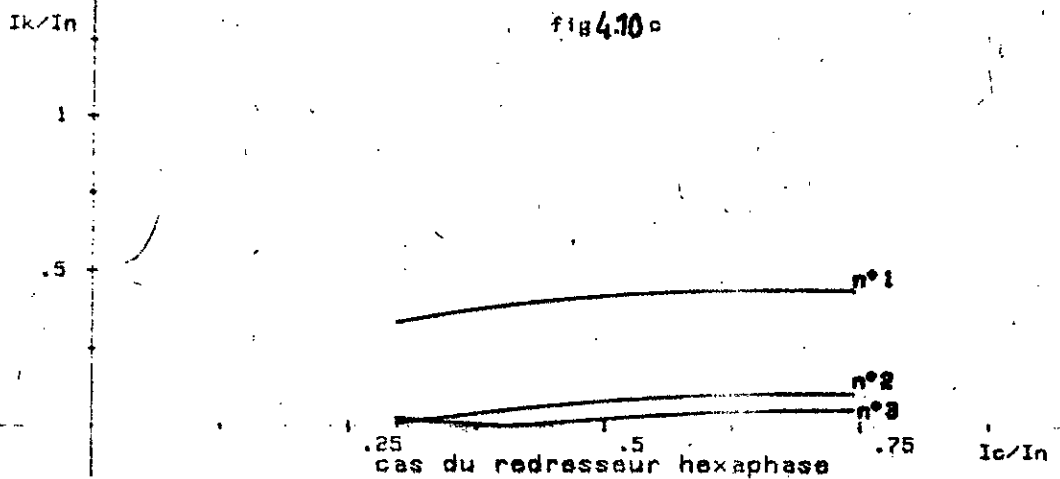
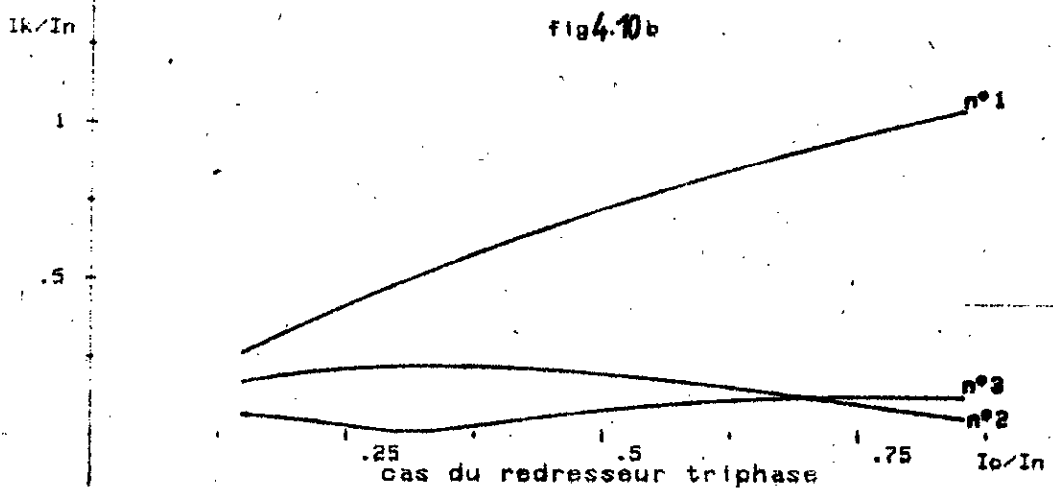
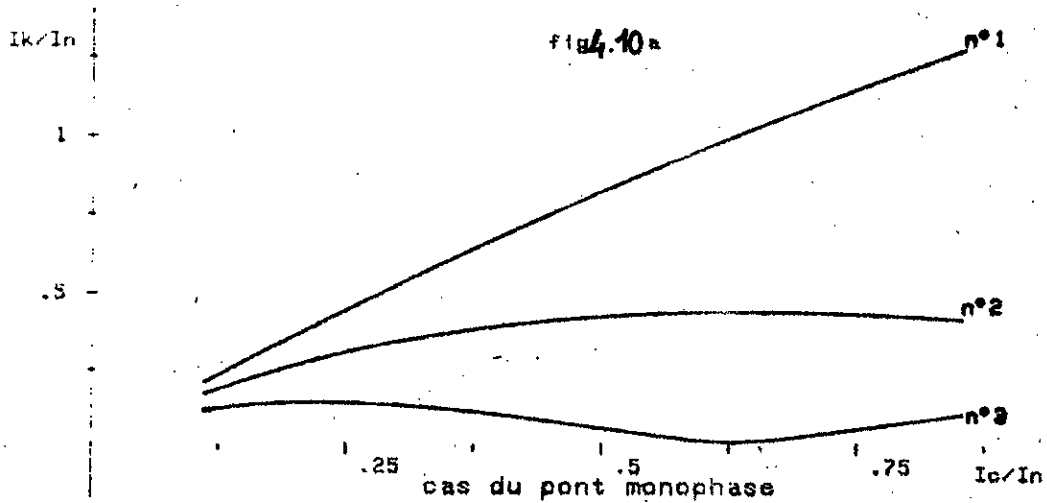
fig 4.8 c



cas des convertisseurs avec D.R.L
variation de l'harmonique du courant en fonction
de sa valeur moyenne pour $E_r = .1$
les courbes n°1,2,3 représentent respectivement
les harmoniques de rang 1,2,3



cas des convertisseurs avec D.R.L.
 variation de l'harmonique du courant en fonction
 de sa valeur moyenne pour $E_r = .2$
 les courbes n°1,2,3 représentent respectivement
 les harmoniques de rang 1,2,3



cas des convertisseurs avec D.R.L
 variation de l'harmonique du courant en fonction
 de sa valeur moyenne pour $E_r = .3$
 les courbes n°1,2,3 représentent respectivement
 les harmoniques de rang 1,2,3

1.6 - Valeur efficace du courant

Il est nécessaire de comparer la valeur efficace du courant à la valeur moyenne . En effet , les pertes joules sont directement liées à la valeur efficace et la valeur moyenne est liée au couple développé par le moteur .

Les courbes de la variation de la valeur efficace en fonction de la valeur moyenne (fig 4.11) laissent voir qu'à même valeur moyenne , le courant présente la plus faible valeur efficace lorsqu'il est fourni par le convertisseur hexaphasé .

Le convertisseur en pont monophasé fournit un courant dont la valeur efficace est supérieure à la valeur moyenne quelque soit le niveau de charge .

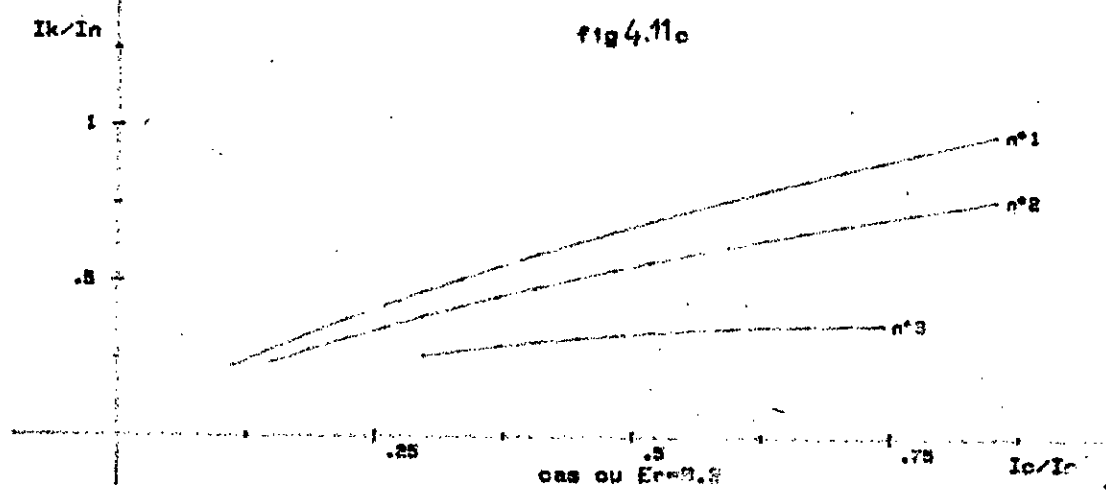
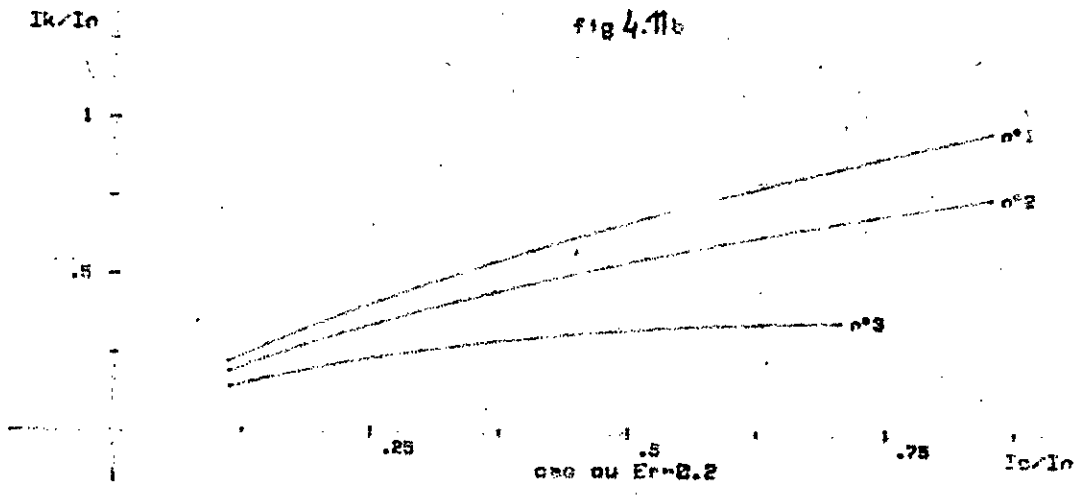
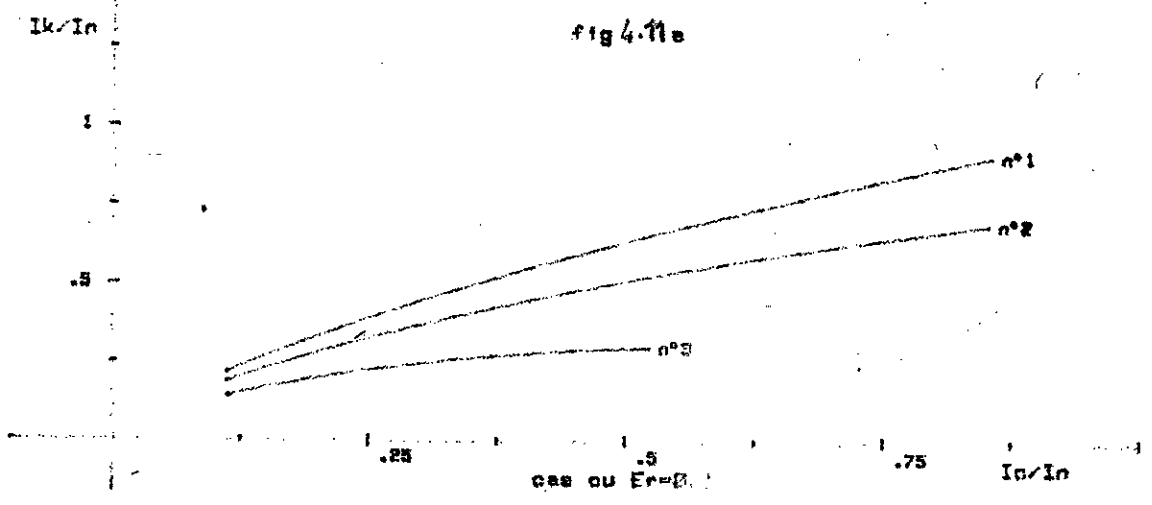
ependant , de la charge à vide à la demi-charge nominale le convertisseur triphasé impose un courant ayant une valeur efficace supérieure à la valeur moyenne . Au contraire , dans la autre partie de la plage de charge , l'égalité est inversée

l'avantage revient au convertisseur hexaphasé car il impose une valeur efficace inférieure à la valeur moyenne , indépendamment du niveau de charge .

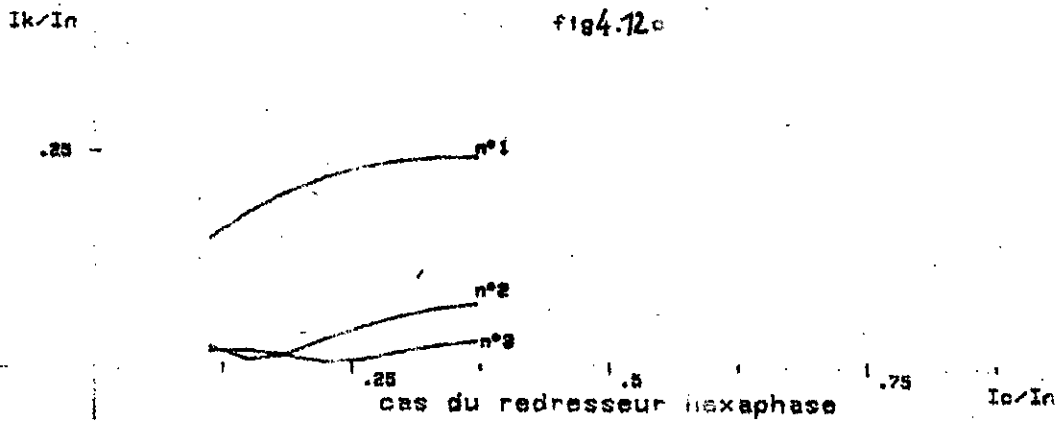
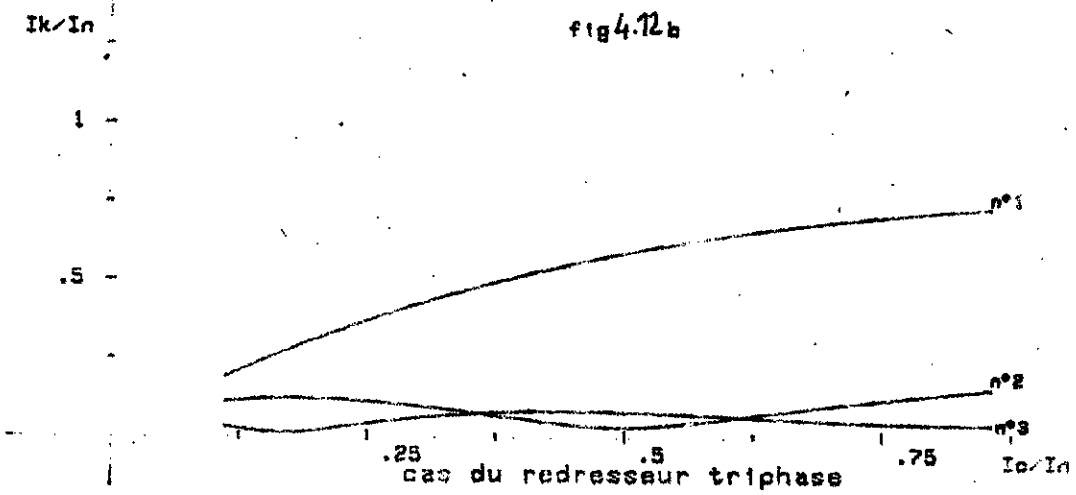
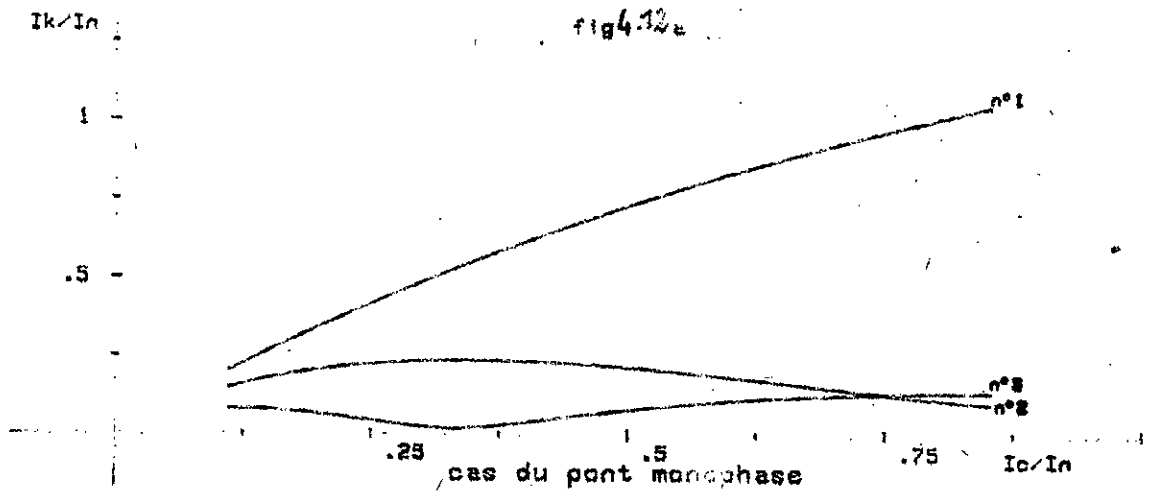
1.7 - Action de l'augmentation de l'inductance sur les harmoniques

Le fait de doubler l'inductance de l'induit a pour effet de réduire l'amplitude des harmoniques (fig 4.12) , pour notre part , notre intérêt se portera sur les trois premières .

La comparaison des courbes des figures (4.9) et (4.12) nous montre que l'inductance a un effet de réduction plus accentué pour le pont monophasé et le redresseur triphasé .



cas des convertisseurs avec L.R.L.
 variation de la valeur efficace du courant en fonction
 de sa valeur moyenne
 les courbes n°1,2,3 représentent respectivement le pont
 monophasé, le redresseur triphasé et le redresseur hexaphase



cas des convertisseurs avec D.R.L

variation de l'harmonique du courant en fonction
de sa valeur moyenne pour $E_r = .2$ et $L_2 = 2.6$ mH
les courbes n°1,2,3 représentent respectivement
les harmoniques de rang 1,2,3

4.2 - CAS DES CONVERTISSEURS SANS D.R.L

4.2.1 - Expression des harmoniques du courant

a) Valeur moyenne

$$I_{rc} = \frac{1}{\tau} \int_{\psi}^{\lambda} I_r dx$$

$$I_{rc} = \frac{A \operatorname{tg} \varphi}{\tau} (1 - e^{(\lambda - \psi) / \operatorname{tg} \varphi}) + \frac{\cos \varphi}{\tau} [\cos(\psi - \varphi) - \cos(\lambda - \varphi)] - \frac{E_r}{\tau} (\lambda - \psi)$$

b) Termes en sinus a_k

$$a_k = \frac{1}{\tau} \int_{\psi}^{\lambda} I_r \sin(km x) dx$$

$$a_k = a_1 + a_2 + a_3$$

avec :

$$a_1 = \frac{2I_0}{\tau} \int_{\psi}^{\lambda} \sin(km x) e^{(\psi - x) / \operatorname{tg} \varphi} dx$$

$$a_2 = \frac{2 \cos \varphi}{\tau} \int_{\psi}^{\lambda} \sin(km x) \sin(x - \varphi) dx$$

$$a_3 = \frac{2E_r}{Z} \int_{\varphi}^{\lambda} \sin(km x) dx$$

Après développement des intégrales, il vient :

$$a_1 = \frac{2I_0}{Z} \cdot \frac{k m \operatorname{tg}^2 \varphi}{1 + (k m \operatorname{tg} \varphi)^2} \left[\cos(km \varphi) - \cos(km \lambda) e^{(k \cdot \lambda) \operatorname{tg} \varphi} + \frac{\sin(km \varphi) - \sin(km \lambda) e^{(k \cdot \lambda) \operatorname{tg} \varphi}}{k m \operatorname{tg} \varphi} \right]$$

$$a_2 = \frac{\cos \varphi}{Z} \left[\frac{\sin[(km-1)\lambda + \varphi] - \sin[(km-1)\varphi + \varphi]}{km-1} + \frac{\sin[(km+1)\lambda + \varphi] - \sin[(km+1)\varphi + \varphi]}{km+1} \right]$$

$$a_3 = \frac{2E_r}{Z k m} [\cos(km \lambda) - \cos(km \varphi)]$$

c) Termes en cosinus b_k

$$b_k = \frac{1}{Z} \int_{\varphi}^{\lambda} I_r \cos(km x) dx$$

$$b_k = b_1 + b_2 + b_3$$

avec :

$$b_1 = \frac{2I_0}{Z} \int_{\varphi}^{\lambda} \cos(km x) \cdot e^{(k \cdot x) \operatorname{tg} \varphi} dx$$

$$b_2 = \frac{2I_0 \cos \varphi}{\tau} \int_{\varphi}^{\lambda} \cos(km x) \sin(x - \varphi) dx$$

$$b_3 = \frac{-2Er}{\tau} \int_{\varphi}^{\lambda} \cos(km x) dx$$

Après calcul des intégrales :

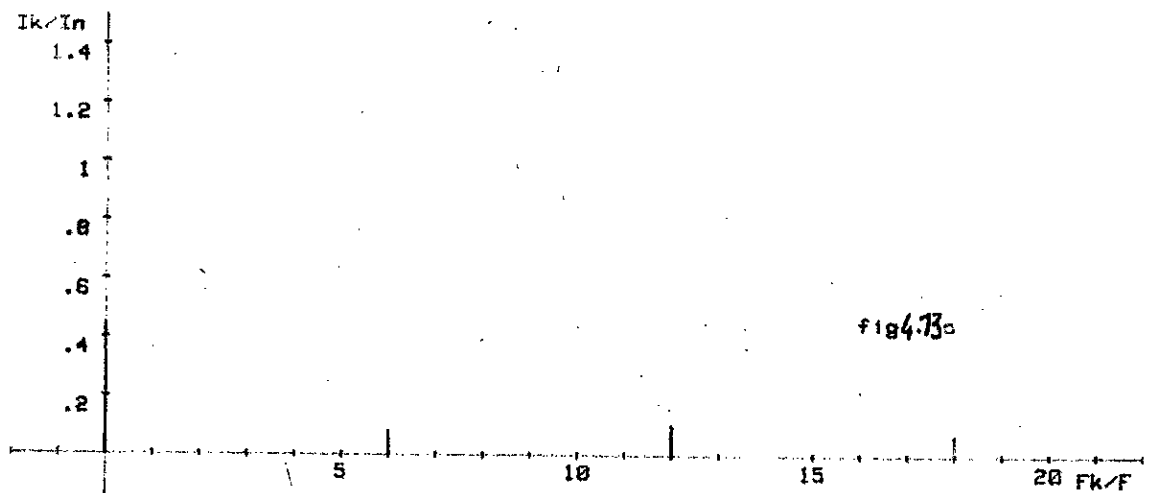
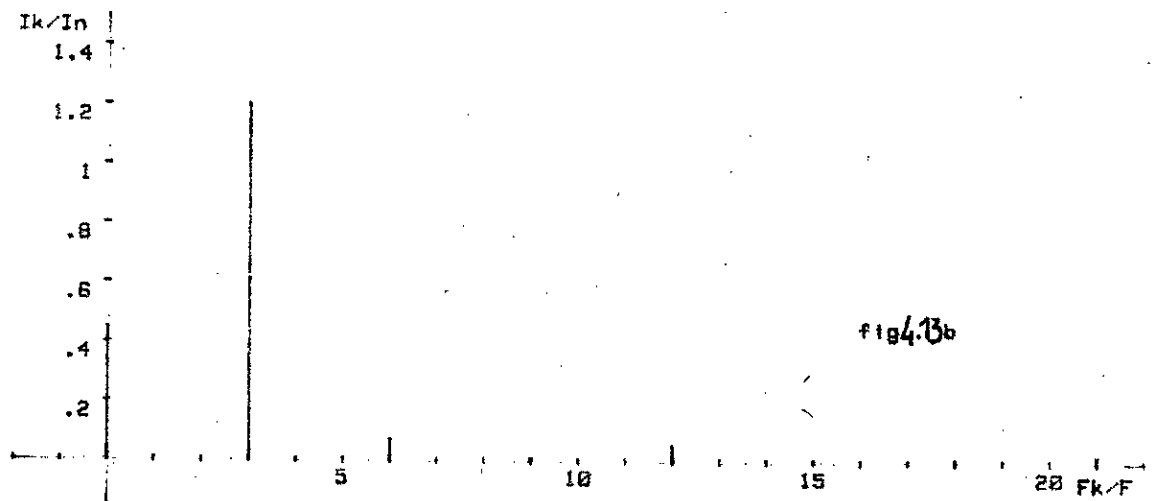
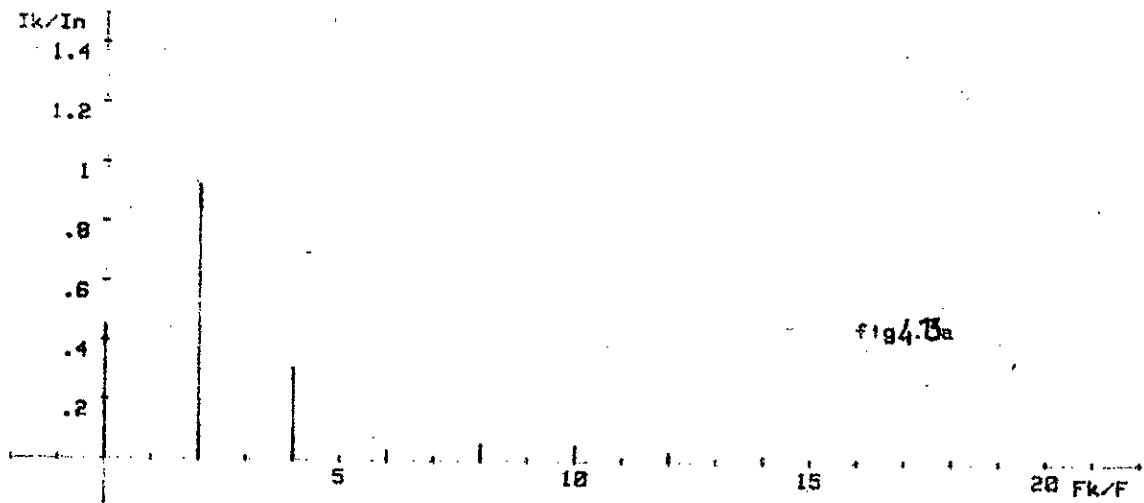
$$b_1 = \frac{eI_0}{\tau} \frac{km \operatorname{tg} \varphi}{1 + (km \operatorname{tg} \varphi)^2} \left[\sin(km \lambda) \cdot e^{(\varphi - \lambda) \operatorname{tg} \varphi} - \sin(km \varphi) + \frac{\cos(km \varphi) - \cos(km \lambda) e^{(\varphi - \lambda) \operatorname{tg} \varphi}}{km \operatorname{tg} \varphi} \right]$$

$$b_2 = \frac{\cos \varphi}{\tau} \left[\frac{\cos[(km+1)\varphi - \varphi] - \cos[(km+1)\lambda - \varphi]}{km+1} + \frac{\cos[(km+1)\lambda + \varphi] - \cos[(km-1)\varphi + \varphi]}{km-1} \right]$$

$$b_3 = \frac{2Er}{\tau km} \left[\sin(km \varphi) - \sin(km \lambda) \right]$$

4.2.2 - Spectre des harmoniques du courant

Le forme générale du spectre (fig 4.13 , 4.14 et 4.15) reste inchangée , à savoir une diminution de l'amplitude quand l'ordre des harmoniques croît . Les harmoniques prédominantes sont toujours celles d'ordre 1 , 2 , 3 .



cas des convertisseurs sans L.L.L
 rapport des harmoniques du courant a la valeur nominale
 pour $E_{re} = .1$ et $I_C = 12 A$
 fig4.13a : Pont monophasé fig4.13b : redresseur triphasé
 fig4.13c : Redresseur hexaphasé

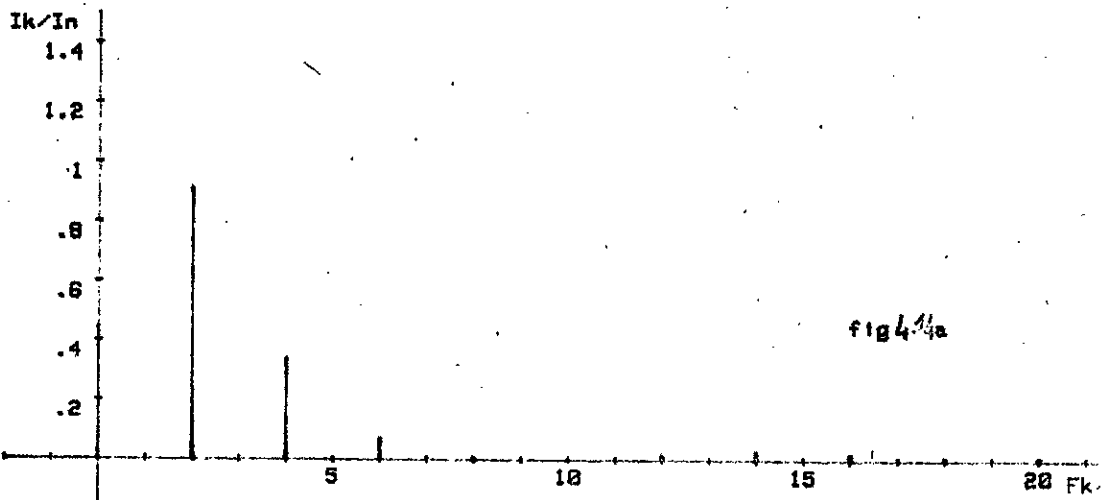


fig 4.14a

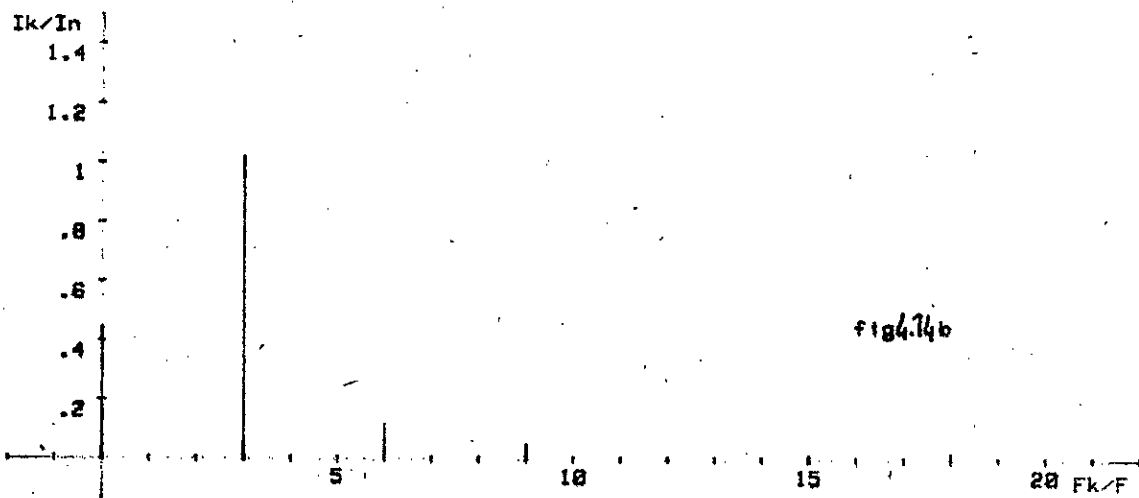


fig 4.14b

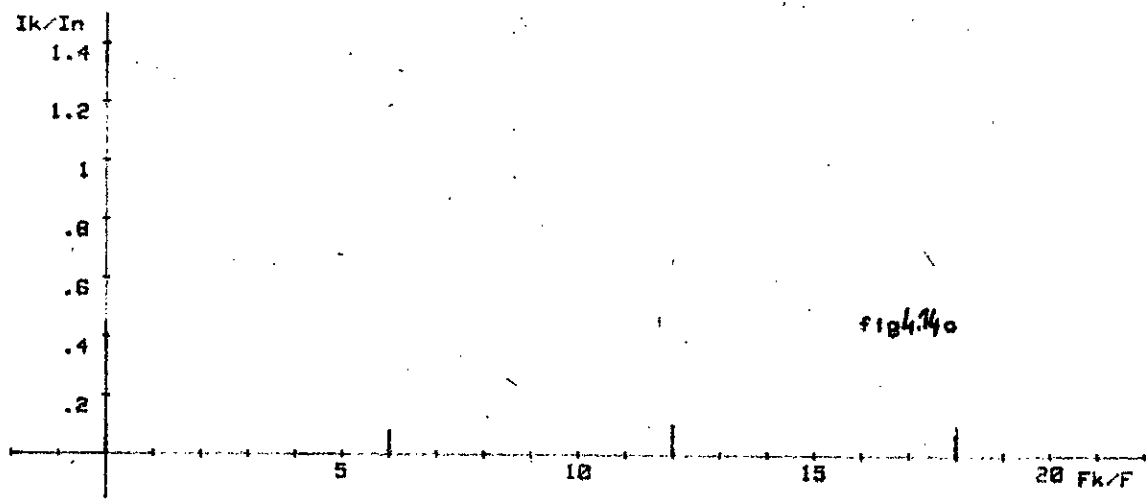


fig 4.14c

cas des convertisseurs sans D.R.L
 rapport des harmoniques du courant a la valeur nominale
 pour $E_n = 1.2$ et $I_C = 12 A$
 fig 4.14a : Pont monophasé fig 4.14b : redresseur triphase
 fig 4.14c : Redresseur hexaphase

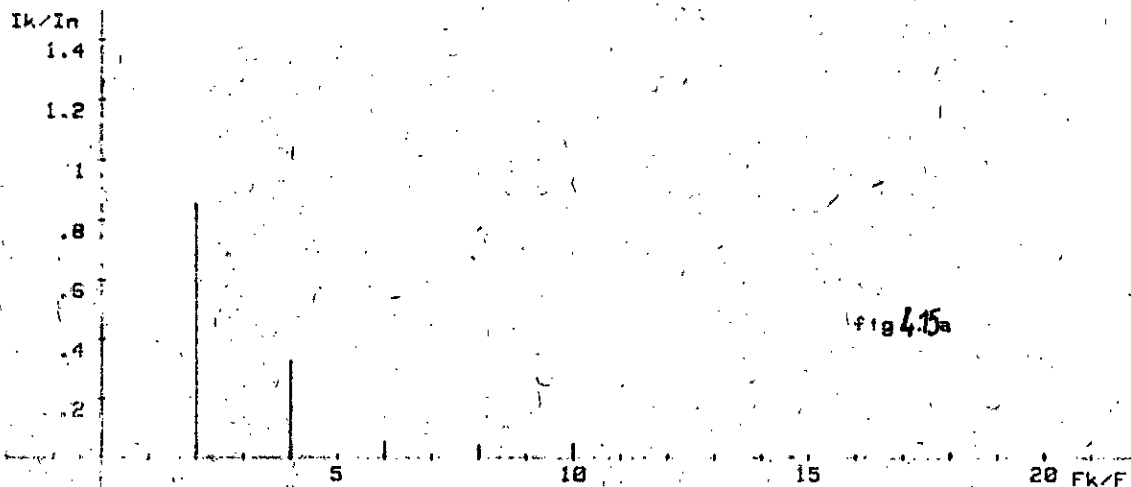


fig 4.15a

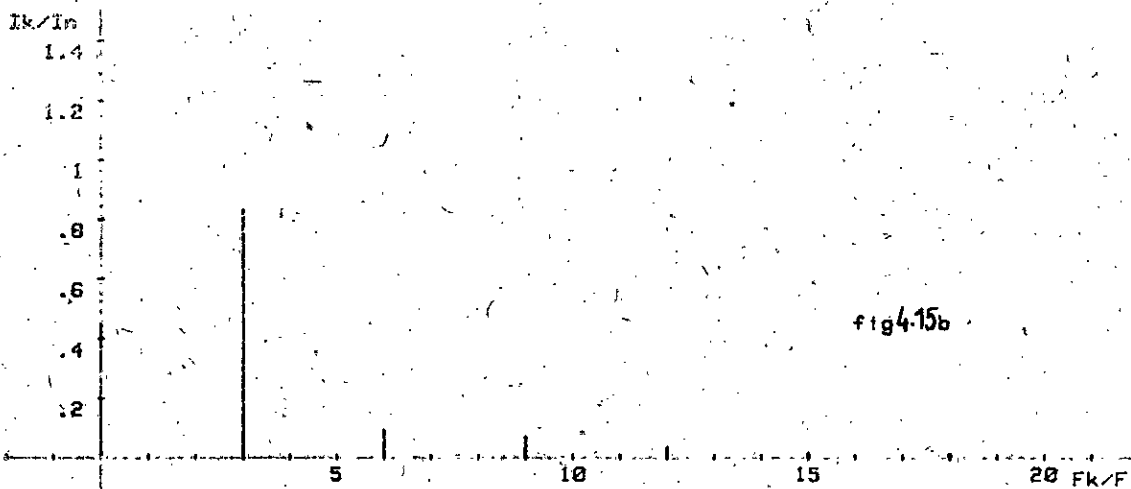


fig 4.15b

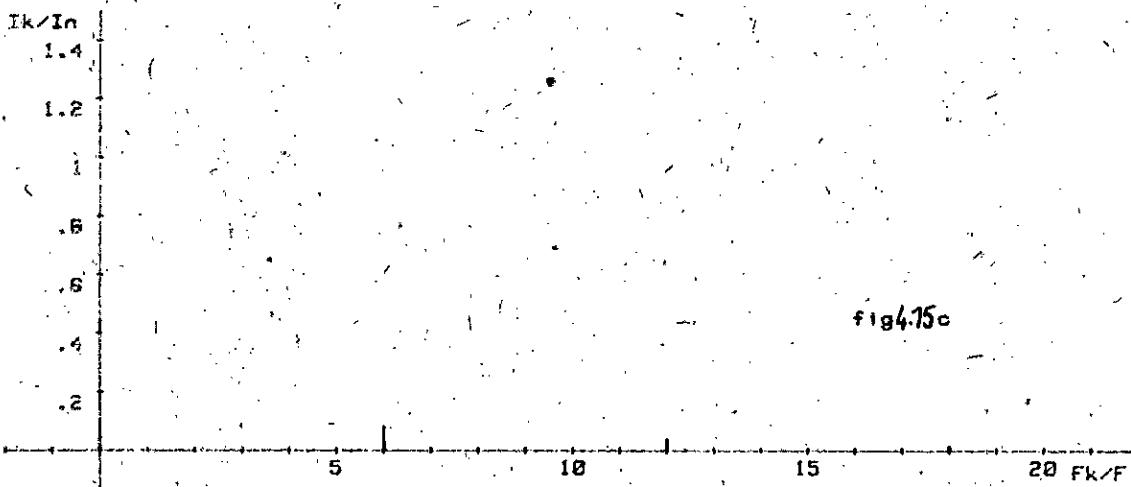


fig 4.15c

cas des convertisseurs sans D.R.L.

rapport des harmoniques du courant à la valeur nominale

pour $\text{Err} = 1.3$ et $I_C = 12 \text{ A}$

fig 4.15a : Pont monophasé

fig 4.15b : redresseur triphasé

fig 4.15c : Redresseur hexaphase

1.2
Cependant , exception faite pour le convertisseur hexaphasé , l'amplitude de l'harmonique d'ordre 1 imposée par les convertisseurs sans D.R.L est plus grande que l'amplitude de la même harmonique fournie par les convertisseurs avec D.R.L .

Ainsi , pour la f.c.e.m $E_r = 0,1$, le dépassement en amplitude de l'harmonique d'ordre 1 est de :

- 0,33 I_n pour le pont monophasé ;
- 0,83 I_n pour le convertisseur triphasé ;

et une réduction de :

- 0,66 I_n pour le convertisseur hexaphasé .

Au contraire , l'amplitude de l'harmonique d'ordre 2 fournie par le convertisseur sans D.R.L est plus petite que celle de la même harmonique donnée par le convertisseur avec D.R.L .

Il est utile de connaître le comportement du spectre du courant en fonction du niveau de charge (fig 4.16 , 4.17 et 4.18) , lequel est donné pour $I_c = 19 A$, $I_c = 12 A$ et enfin $I_c = 5 A$.

La-comparaison entre les spectres donnés par les convertisseurs sans D.R.L et avec D.R.L est axée sur l'harmonique d'ordre 1 .

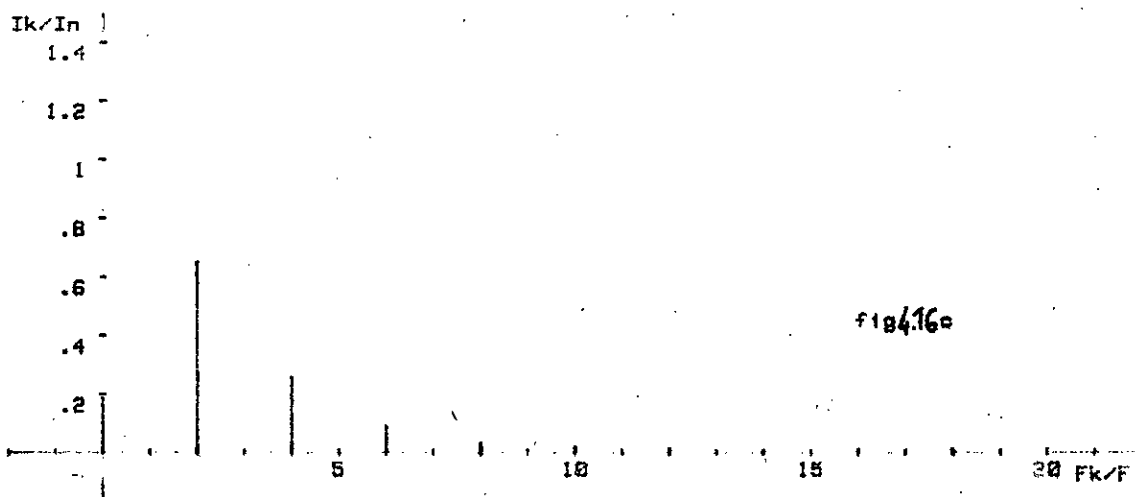
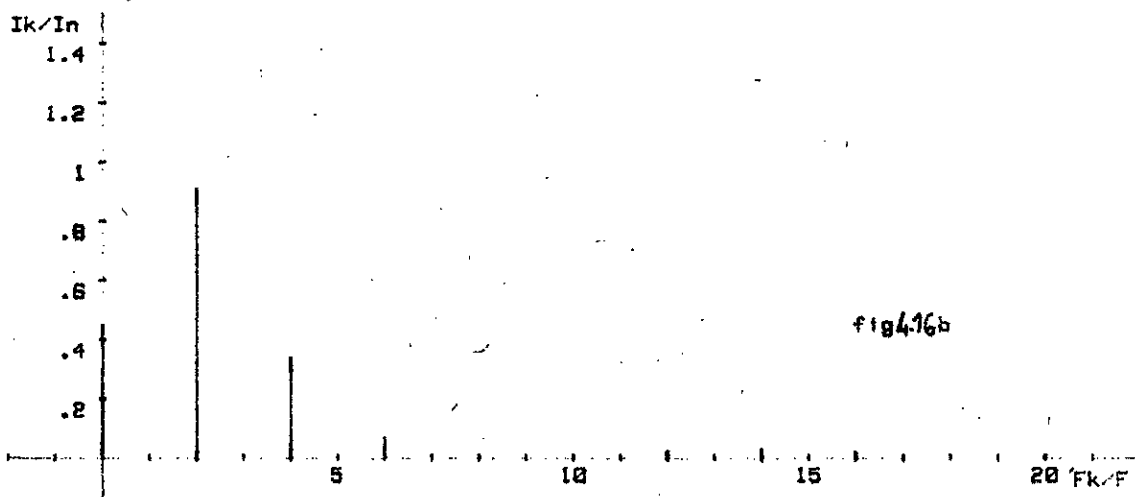
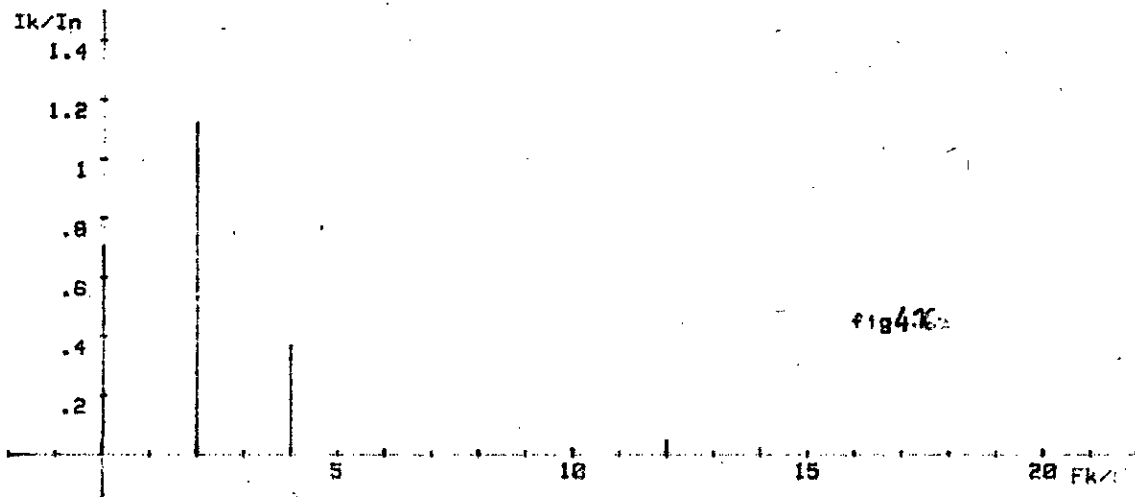
Fournie par le convertisseur sans D.R.L , l'harmonique d'ordre 1 a un comportement, vis à vis de son homologue fournie par le convertisseur avec D.R.L , résumé au tableau (4.3) .

Par conséquent la diode de roue libre a pour effet de réduire l'harmonique d'ordre 1 qui , de loin , est la plus importante . De plus cet avantage est renforcé pour les faibles charges .

4.2.3 - Variation des harmoniques d'ordre 1 , 2 et 3

Pour une charge et une vitesse données , dans le cas du pont monophasé et du redresseur triphasé , l'adjonction de la D.R.L permet d'atténuer de manière sensible l'harmonique de rang 1 (fig 4.19 , 4.20 et 4.21) .

fig 4.15 a : Pont monophasé fig 4.15 b : redresseur triphase
fig 4.15 c : Redresseur hexaphase



cas du pont monophasé sans D.R.L.
 rapport des harmoniques du courant à la valeur nominale
 pour $E_r = .2$

fig4.16a : pour $I_c = 19 R$ fig4.16b : pour $I_c = 12 R$
 fig4.16c : pour $I_c = 5 R$

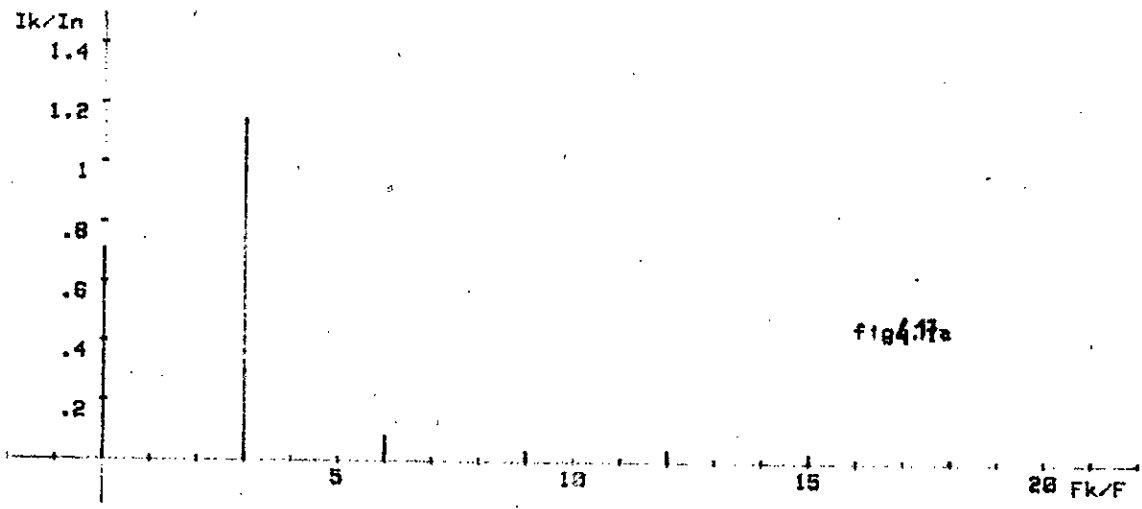


fig4.17a

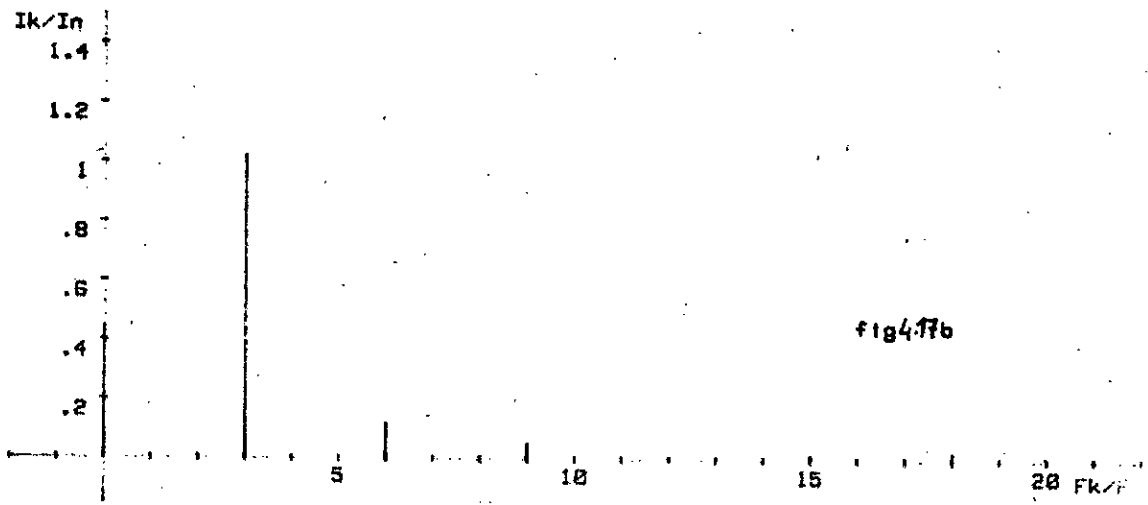


fig4.17b

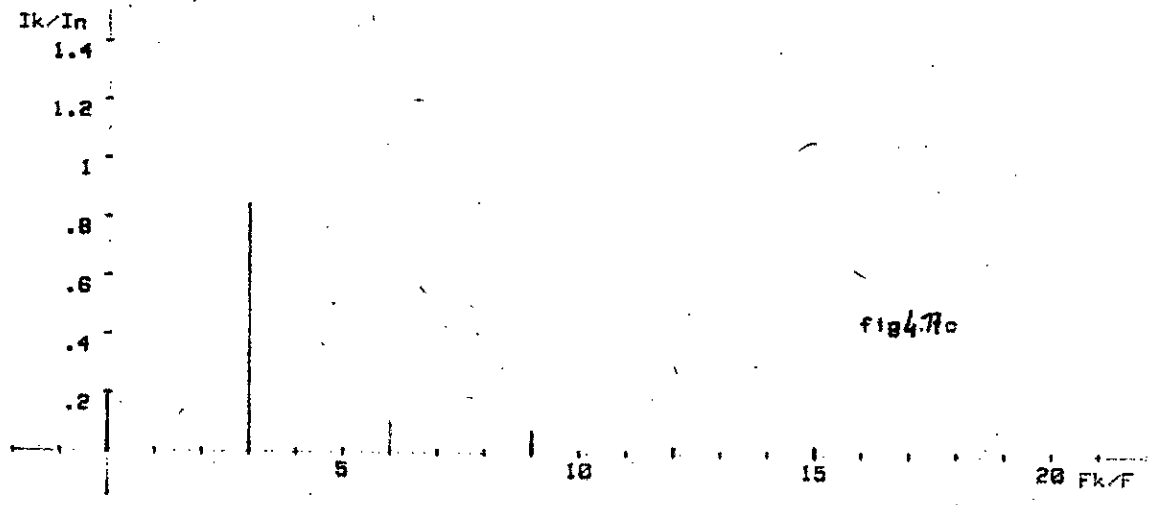
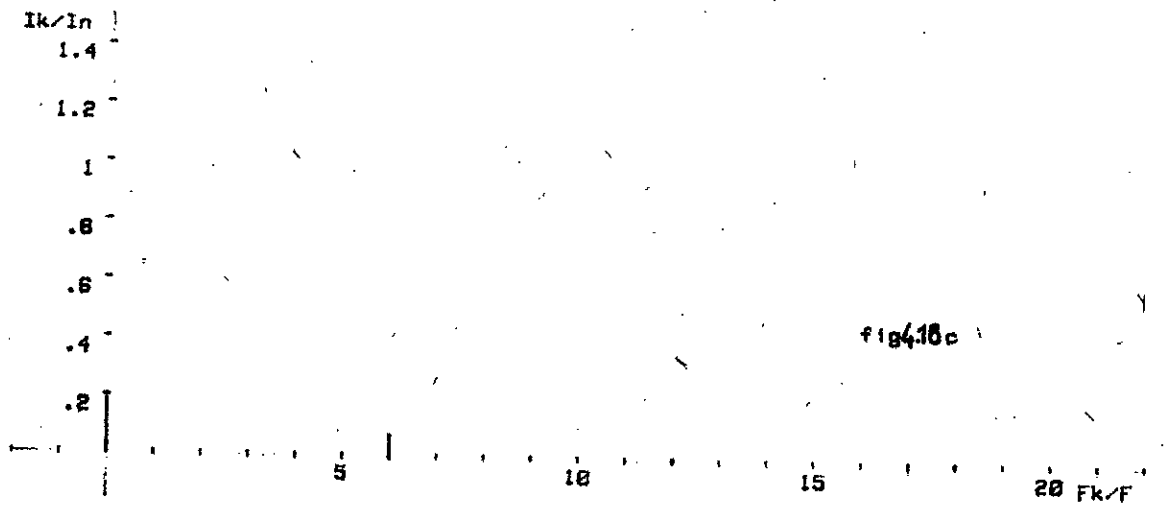
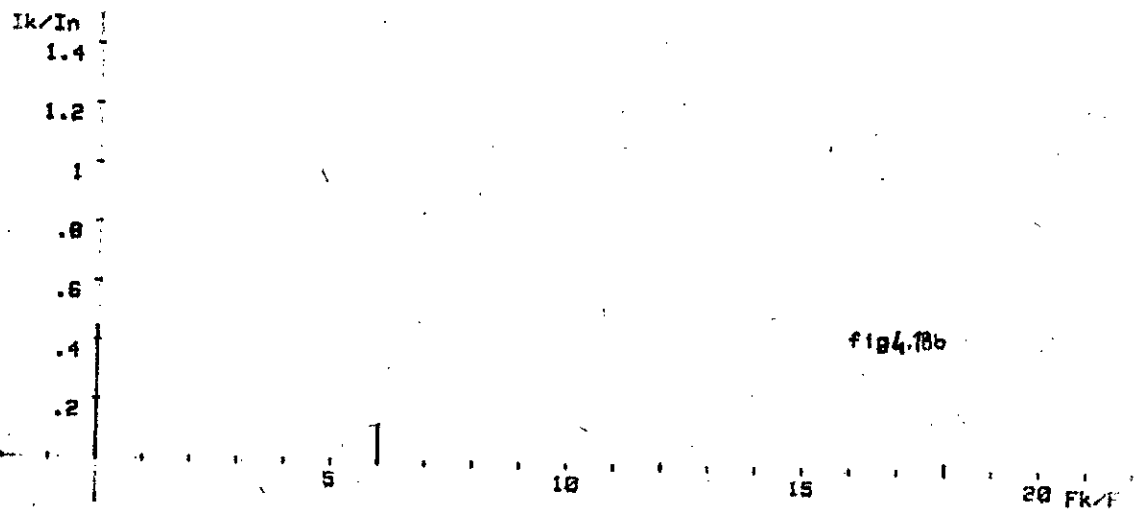
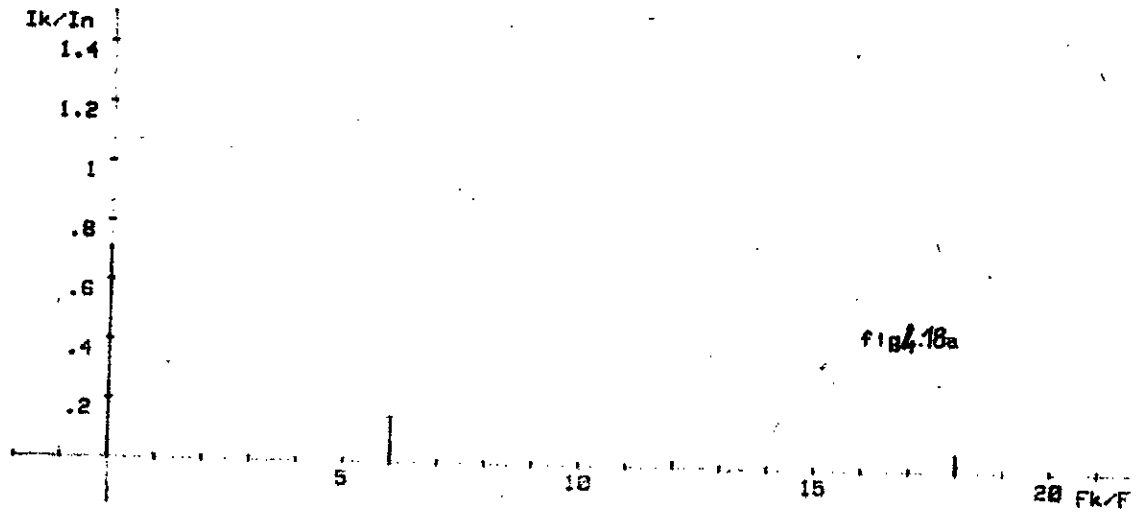


fig4.17c

cas du redresseur triphase sans D.R.L.
 rapport des harmoniques du courant a leur valeur nominale
 pour $E_r = .2$

fig4.17a : pour $I_c = 19 \text{ A}$ fig4.17b : pour $I_c = 12 \text{ A}$
 fig4.17c : pour $I_c = 5 \text{ A}$



cas du redresseur hexaphase sans D.R.L.
 rapport des harmoniques du courant a la valeur nominale
 pour $E_r = .2$

fig 4.18a : pour $I_c=19$ A fig 4.18b : pour $I_c=12$ A
 fig 4.18c : pour $I_c=5$ A

I_c (A)	19	12	5
Pont monophasé	3,5 % ^d	28 % ^d	25 % ^d
Redresseur triphasé	32 % ^d	112 % ^d	250 % ^d
Redresseur hexaphasé	42 % ^r	84 % ^r	87 % ^r

Tab. 4.3 : Dépassement (d) ou réduction (r) de l'harmonique d'ordre 1 en (%) de la valeur moyenne .

Seulement , cette réduction n'est pas constante et diminue au fur et à mesure que la charge du moteur augmente pour s'annuler quand la charge devient voisine de celle nominale .

Par contre , la courbe de l'harmonique d'ordre 2 imposée par le convertisseur avec D.R.L est légèrement inférieure à la courbe de la même harmonique pour le convertisseur sans D.R.L .

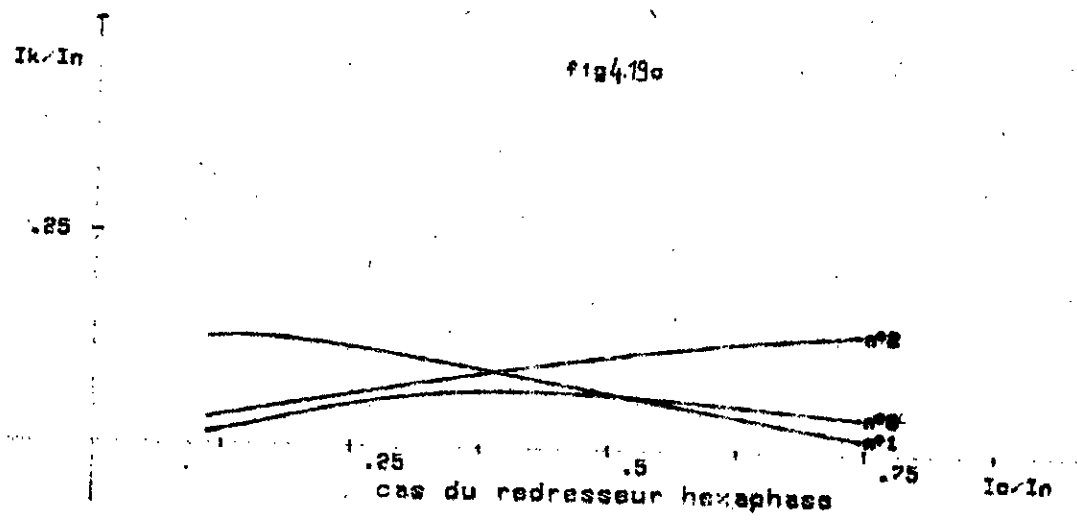
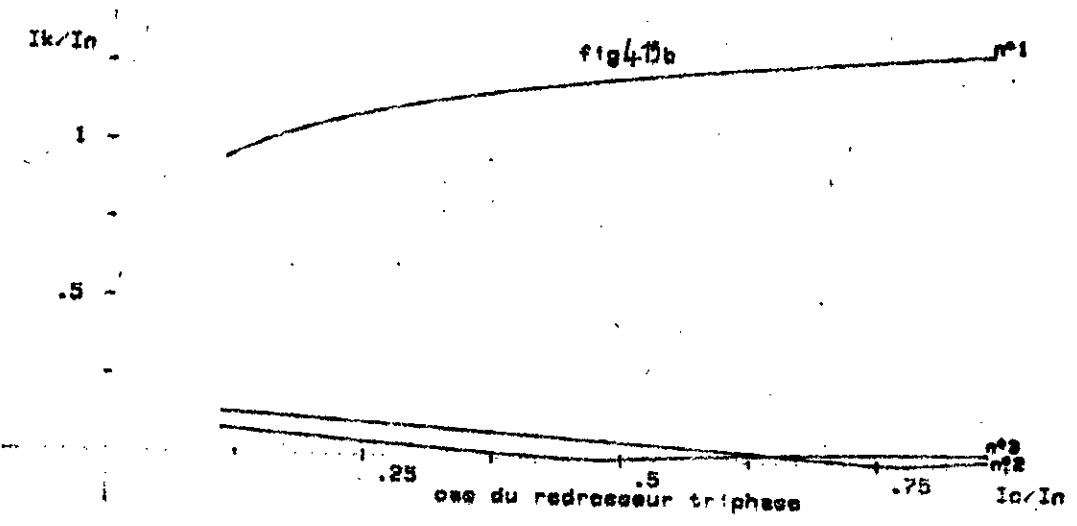
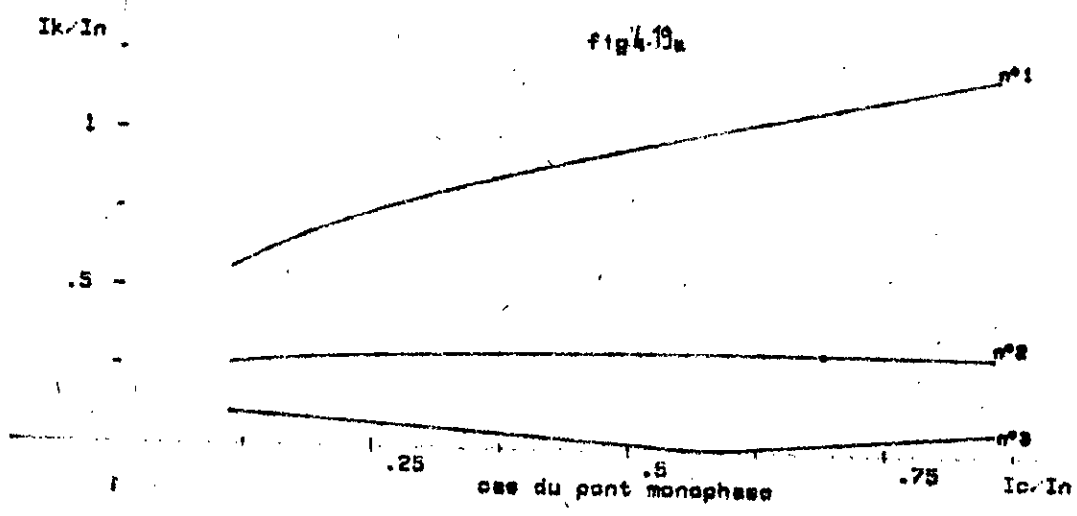
Pour l'harmonique d'ordre 3 , il est difficile de tirer une remarque d'ordre général du fait que cette harmonique admet des variations faibles et complexes .

4.2.4 - Valeur efficace

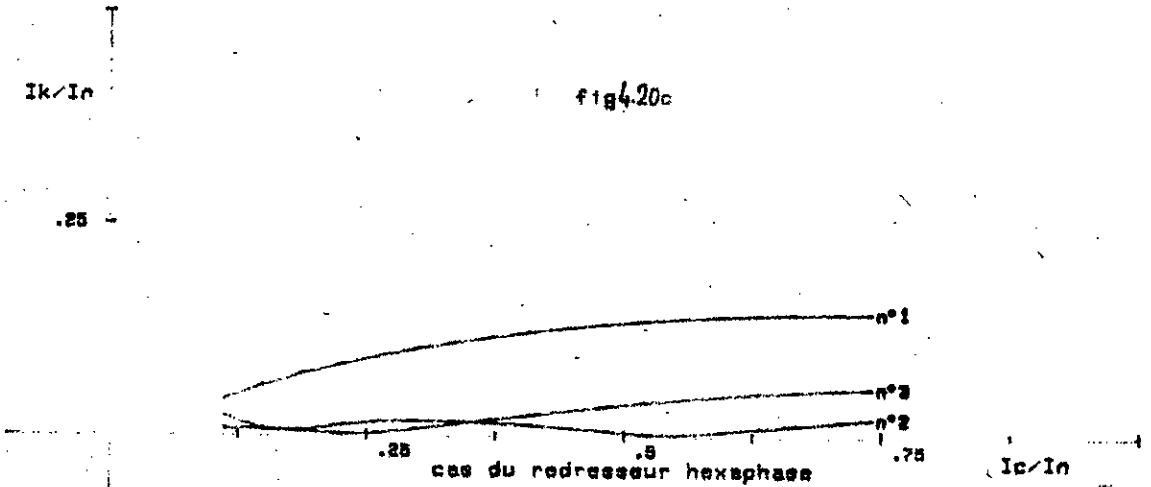
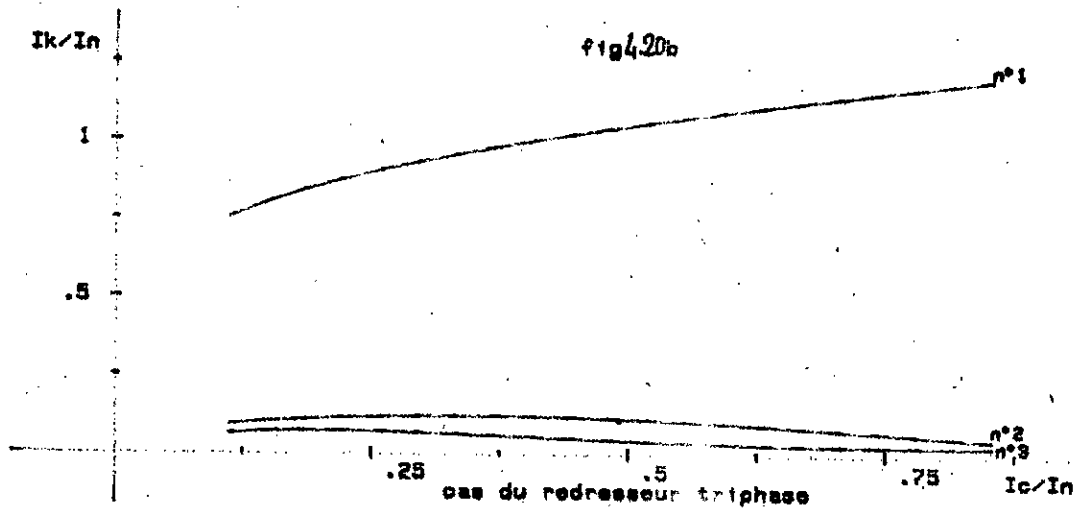
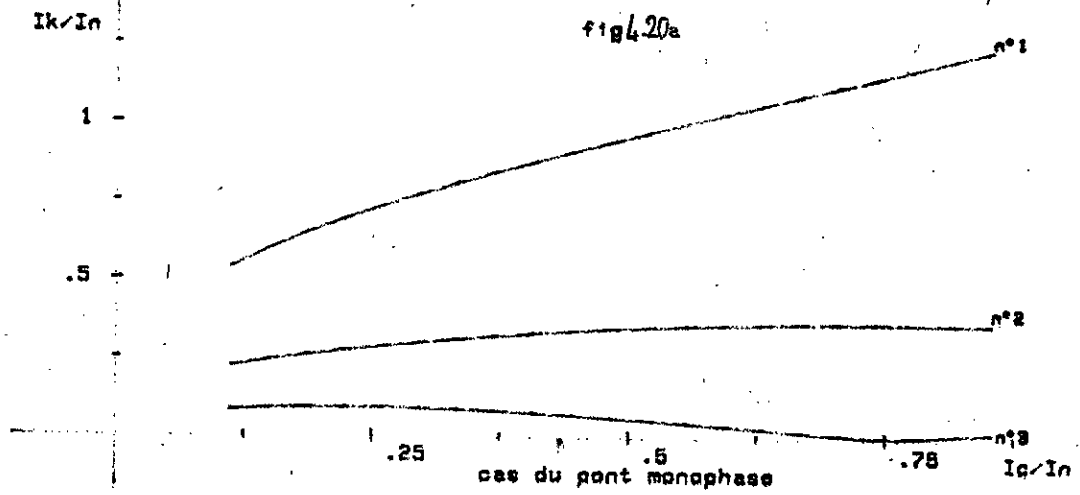
Le courant fourni par le pont monophasé et le convertisseur triphasé (fig 4.22) admet une valeur efficace supérieure à la valeur moyenne et ce , quelque soit le niveau de la charge et indépendamment de la f.c.e.m . Seul le redresseur hexaphasé donne un courant dont la valeur moyenne est supérieure ou égale à la valeur efficace .

Les deux courbes de la valeur efficace pour le pont monophasé et le redresseur triphasé sont voisines et se coupent même à $I_c = 0,61 I_n$ pour $E_r = 0,2$ et à $I_c = 0,25 I_n$ pour $E_r = 0,3$.

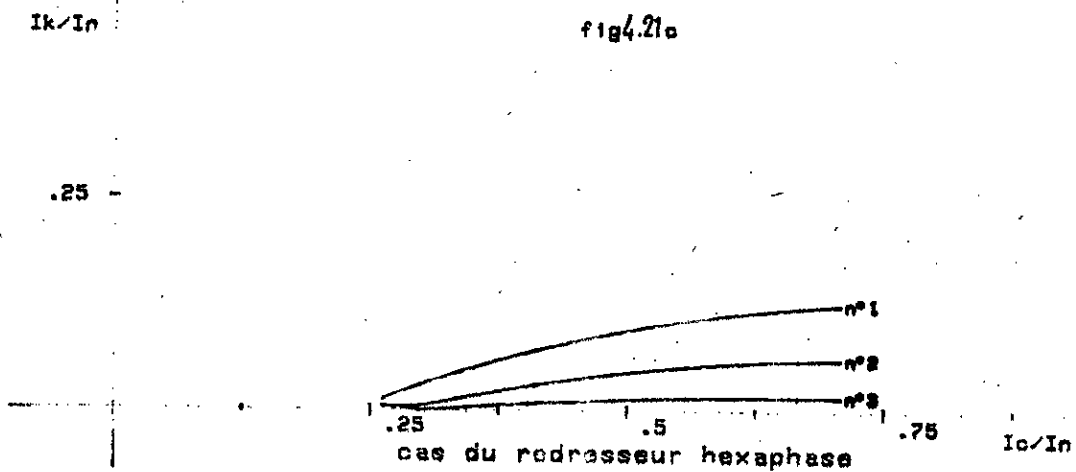
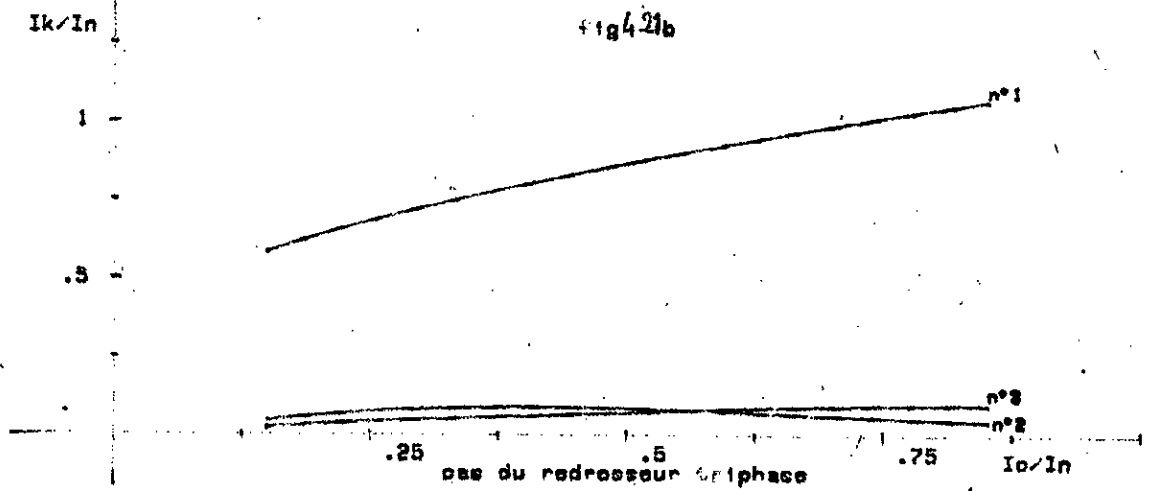
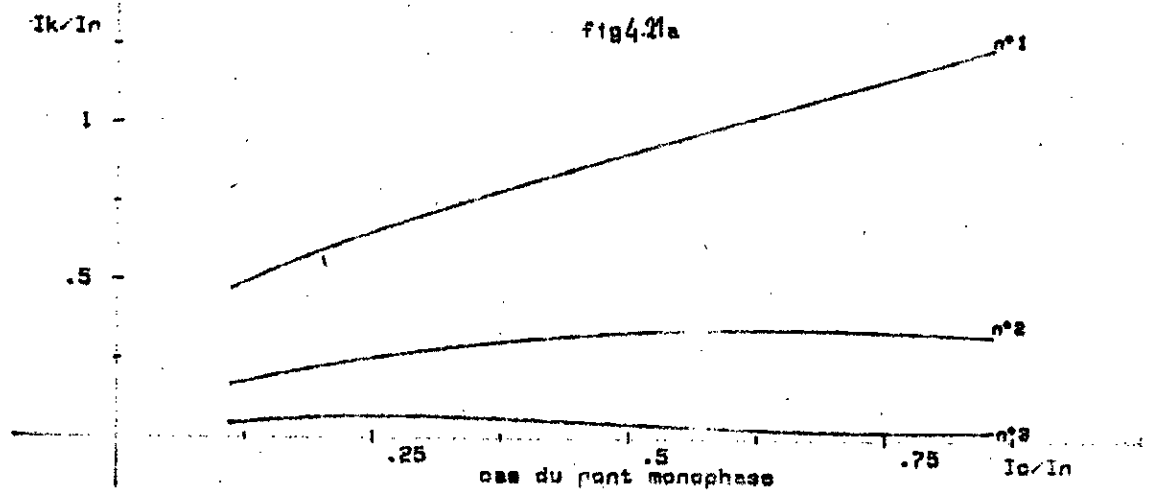
La comparaison entre les courbes homologues de la valeur effi-



cas des convertisseurs sans D.R.L
 variation de l'harmonique du courant en fonction
 de sa valeur moyenne pour $E_{cr} = 1$
 les courbes n°1,2,3 représentent respectivement
 les harmoniques de rang 1,2,3



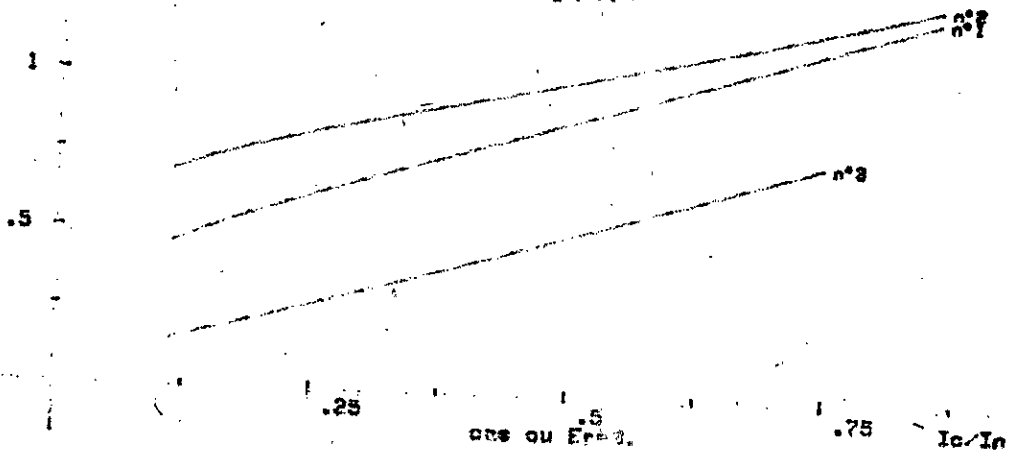
cas des convertisseurs sans D.R.L
 variation de l'harmonique du courant en fonction
 de sa valeur moyenne pour $E_r = .2$
 les courbes n°1,2,3 representent respectivement
 les harmoniques de rang 1,2,3



cas des convertisseurs sans D.R.L
 variation de l'harmonique du courant en fonction
 de sa valeur moyenne pour $E_m = .3$
 les courbes n°1,2,3 représentent respectivement
 les harmoniques de rang 1,2,3

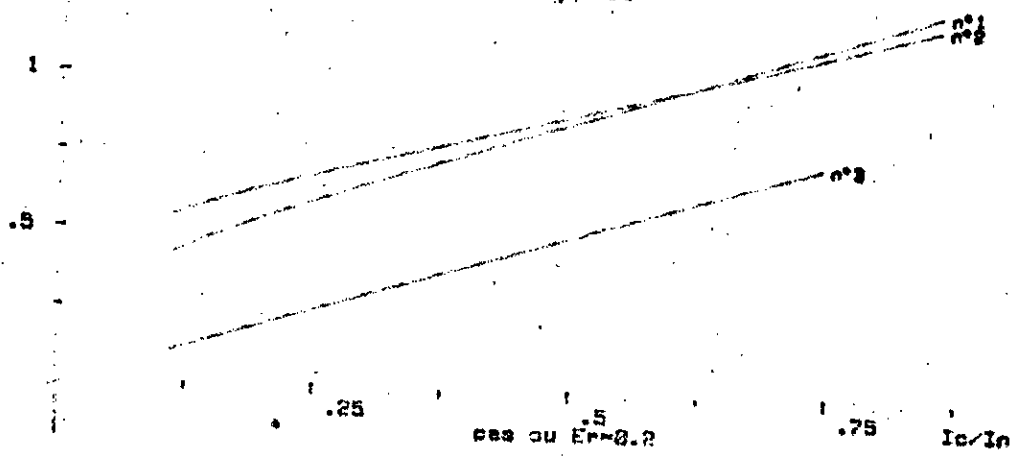
I_k/I_n

fig 4.22a



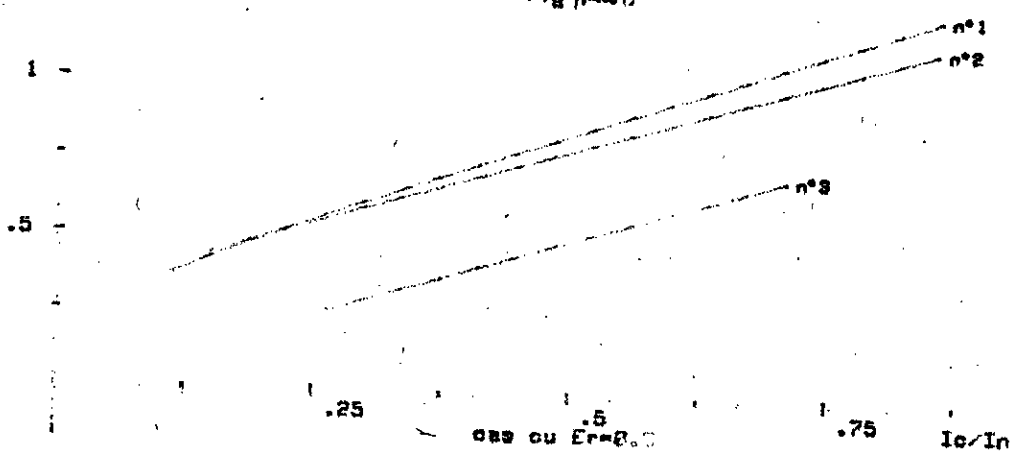
I_k/I_n

fig 4.22b



I_k/I_n

fig 4.22c



cas des convertisseurs sans D.R.L
 variation de la valeur efficace du courant en fonction
 de sa valeur moyenne
 les courbes n°1,2,3 représentent le pont
 monophasé, le redresseur triphasé et le redresseur hexaphasé

efficace imposée par le convertisseur avec et sans D.R.L montre que celles-ci sont très décalées les unes des autres . En effet , pour un courant moyen et une f.c.e.m donnés , le courant fourni par un convertisseur sans D.R.L admet une valeur efficace plus grande que celle du courant délivré par un convertisseur avec D.R.L dans les mêmes conditions .

Ainsi , les mesures relevées à $I_c = 0,5 I_n$ et $E_r = 0,1$, montrent que l'accroissement de la valeur efficace du courant d'un convertisseur sans D.R.L par rapport à celle du courant d'un convertisseur avec D.R.L , est de :

- 0,4 I_n pour le pont monophasé ;
- 0,37 I_n pour le redresseur triphasé ;
- 0,22 I_n pour le redresseur hexaphasé .

Par conséquent , la D.R.L permet au convertisseur de fournir un courant de valeur efficace plus faible ce qui entraîne une réduction des pertes par effet Joule .

4.2.5 - Action de l'augmentation de l'inductance

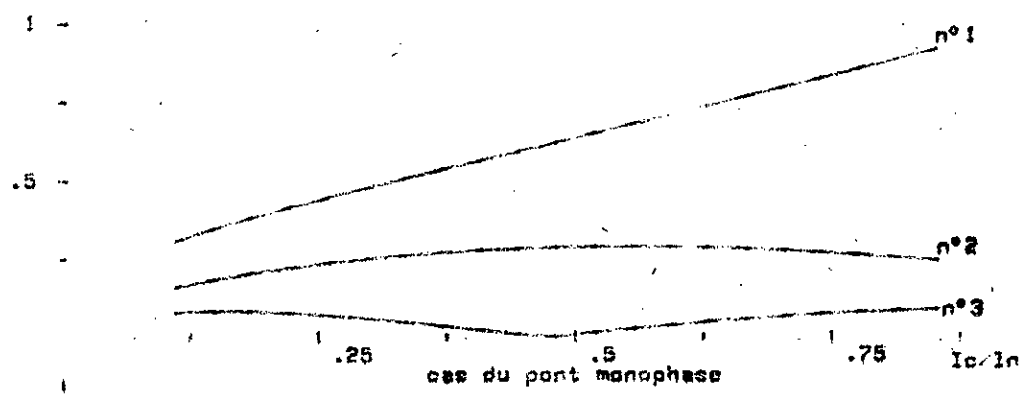
Dans le cas du pont monophasé et du redresseur triphasé , une inductance double de celle de l'induit du moteur a pour effet de réduire l'amplitude de l'harmonique de rang 1 et 2 . Dans le cas du redresseur hexaphasé , une telle opération a pour effet d'augmenter légèrement l'harmonique de rang 1 .

De la comparaison des courbes des figures (4.20) et (4.23) et pour un courant de charge de $0,5 I_n$, on relève que la réduction est de :

- 0,35 I_n pour le pont monophasé ;
 - 0,4 I_n pour le redresseur triphasé ;
- et que l'augmentation du fondamental est de :
- 0,08 I_n pour le redresseur hexaphasé .

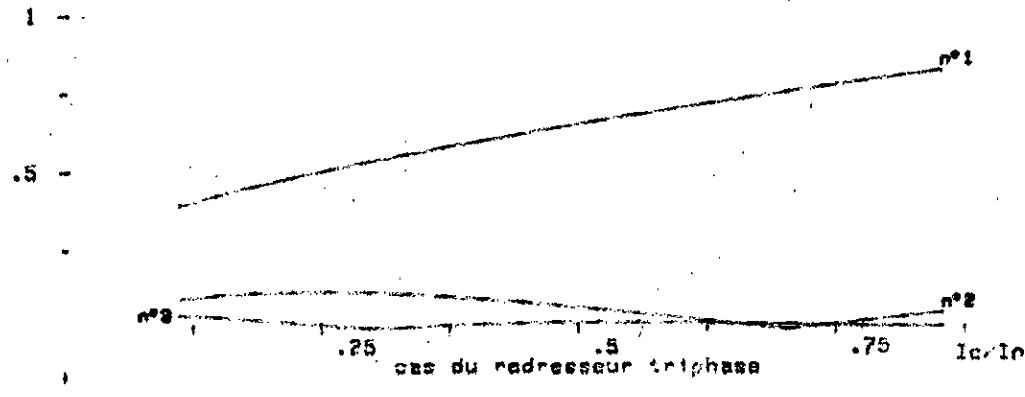
I_k/I_n

fig 4.23a



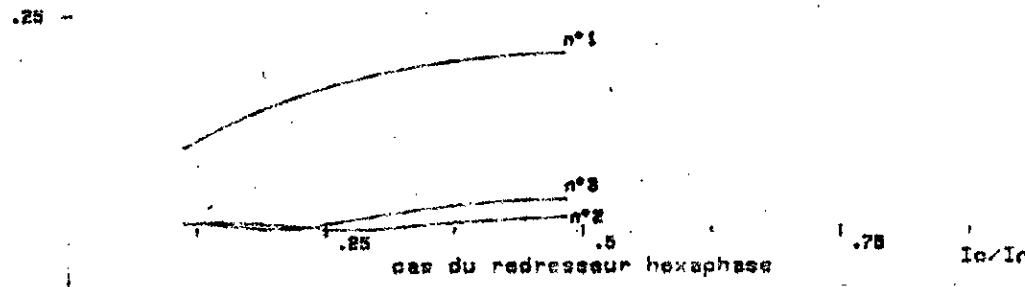
I_k/I_n

fig 4.23b



I_k/I_n

fig 4.23c



cas des convertisseurs sans D.R.L.

variation de l'harmonique du courant en fonction de sa valeur moyenne pour $E_r=1.2$ et $L_2=2.6$ mH
 les courbes n°1,2,3 représentent respectivement les harmoniques de rang 1,2,3

MODES DE FONCTIONNEMENT

DE L'ENSEMBLE

MOTEUR - CONVERTISSEUR

5 . M O D E S D E F O N C T I O N N E M E N T

D E L ' E N S E M B L E M O T E U R - C O N V E R T I S S E U R

5.1 - P R E S E N T A T I O N D E S D I F F E R E N T S M O D E S D E C O N D U C T I O N

Dans les chapitres précédents , la vitesse fut considérée comme constante , chose vraie dans le cas d'un régime permanent du fonctionnement de l'ensemble moteur - convertisseur .

Toutefois cette approche n'est plus valable dans un régime transitoire de vitesse , il est alors nécessaire d'introduire une analyse des différents modes de conduction .

L'étude des circuits convertisseurs statiques est en général rendue délicate par la présence des éléments unidirectionnels qui , par leurs états de conduction ou de non conduction , décomposent le fonctionnement global en une succession de séquences élémentaires /10/ , /12/ .

La plus grande difficulté réside plus dans la détermination de l'existence et de l'enchaînement de ces séquences que dans leur étude propre .

Il est à noter que même si le régime permanent est connu , un régime transitoire peut parfaitement donner lieu à un mode de fonctionnement totalement différent .

5.1.1 - Cas des convertisseurs sans D.R.L

Nous analysons le fonctionnement du circuit (fig 5.1) constitué par une source de tension à n phases alimentant le moteur à travers un montage redresseur à n thyristors . De même nous établissons les équations différentielles qui régissent l'évo-

lution de l'ensemble des phénomènes relatifs au comportement de ce type de montage .

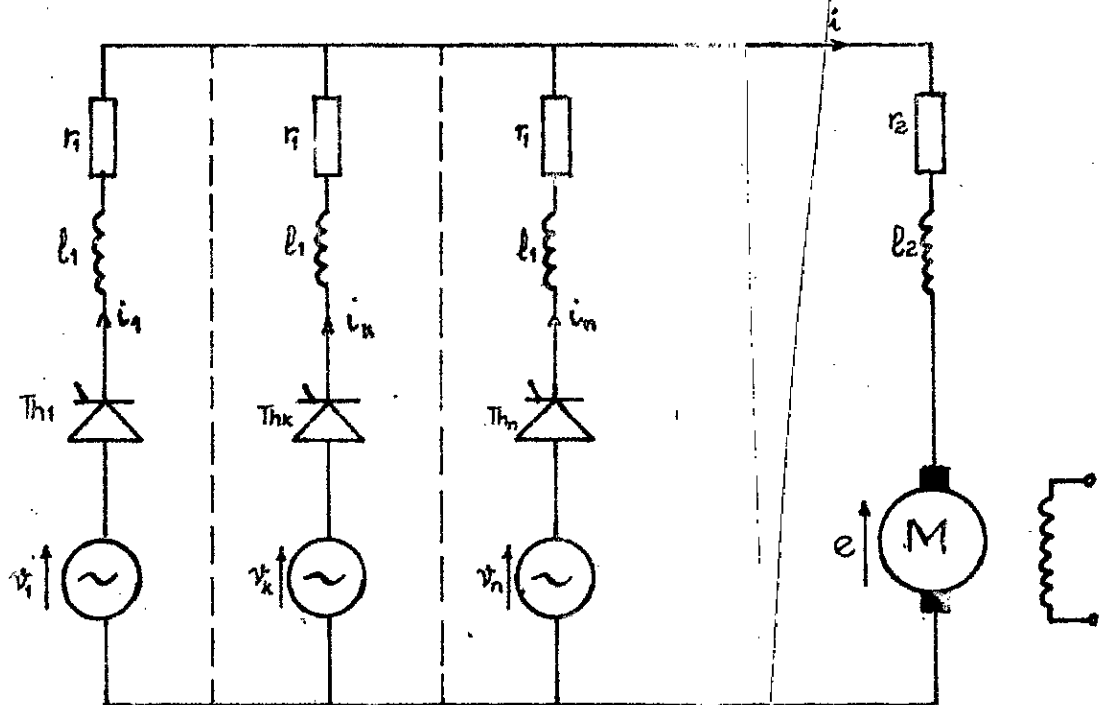


Fig 5.1 : Schéma général du circuit redresseur

a) Mode 1

Ce mode désigne l'état du système , lorsque le thyristor Th_k conduit dans l'intervalle de temps qui s'étale de son premier instant d'allumage soit , à l'instant d'allumage du thyristor Th_{k+1} (qui le suit dans la séquence d'allumage) , ou bien à l'instant d'extinction du courant .

En se basant sur le modèle du moteur /9/ et sur le fonctionnement du convertisseur , les équations seront :

Equations d'état :

$$R i(t) + L(i) \frac{di}{dt} + e(\Omega, i) = v_k(t)$$

Le mode 2 reconduit au mode 1 dans le cas où la tension $v_{T,k+1}$ est positive et à condition que le thyristor ($k+1$) reçoive l'impulsion de commande

Mode 3

Le mode 2 peut évoluer vers l'état où la vitesse s'annule, ce qui peut se produire pour les moteurs à faible constante de temps mécanique . Le moteur ne redémarrera qu'à l'allumage du thyristor ($k+1$) .

Equations d'état

$$\frac{di}{dt} = 0$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = 0$$

Variables observées

$$v_{T,k+1}(t) = v_{k+1}(t)$$

Le mode 3 débouche sur le mode 1 au moment où $v_{T,k+1}$ positive, le thyristor ($k+1$) reçoit son impulsion de commande .

d) Mode 4

Si dans le mode 1, les variables observées signalent que le courant $i(t)$ et la tension $v_{T,k+1}$ sont positifs et que de plus le thyristor ($k+1$) reçoit une impulsion de commande, alors ce dernier entre en conduction et de ce fait le régime du courant est continu . Pendant un court instant, il apparaît une commutation entre les thyristors (k) et ($k+1$), ce qui se manifeste par un court-circuit entre les phases (k) et ($k+1$) / 5/

Equations d'état

$$r_1 i + l_1 \frac{di}{dt} - 2 r_1 i_{cc} - 2 l_1 \frac{di_{cc}}{dt} = v_k - v_{k+1}$$

$$r_1 i_{cc} + l_1 \frac{di_{cc}}{dt} + r_2 i + l_2(i) \frac{di}{dt} + e(i, \Omega) = v_{k+1}$$

$$j \frac{d\Omega}{dt} + r_r(\Omega, t) = \Gamma_e(i)$$

Variables observées

$$i_{k+1}(t) = i_{cc}(t)$$

$$i_k(t) = i(t) - i_{cc}(t)$$

La commutation s'achève à l'extinction du thyristor (k), à ce moment, seul le thyristor ($k+1$) conduit et le système est décrit par le mode 1.

5.1.2 - Cas des convertisseurs avec D.R.L

L'introduction de la D.R.L change la configuration du convertisseur (fig 5.2), modifiant ainsi le comportement du groupe moteur - convertisseur. Comme on le verra par la suite, la diode ajoute un certain nombre de modes de conduction.

a) Mode 1.D

Ce mode correspond à l'intervalle de temps où une seule phase conduit, par exemple la phase (k). Il se maintient jusqu'à l'un des instants suivants où :

- le courant s'annule ;
- la D.R.L conduit ;
- la phase ($k+1$), assure la conduction par le thyristor ($k+1$).

Le système est décrit comme suit :

- Equations d'état

$$R i(t) + L(i) \frac{di}{dt} + e(\Omega, i) = v_k(t)$$

$$j \cdot \frac{dq}{dt} + \Gamma_r(t, \Omega) = \Gamma_e(i)$$

- Variables observées

$$i_k(t) = i(t)$$

$$v_D(t) = v_k(t) - r_1 i(t) - l_1 \frac{di}{dt}$$

$$v_{T, k+1}(t) = v_{k+1}(t) - r_2 i(t) - l_2(i) \frac{di}{dt} - e(\Omega, i)$$

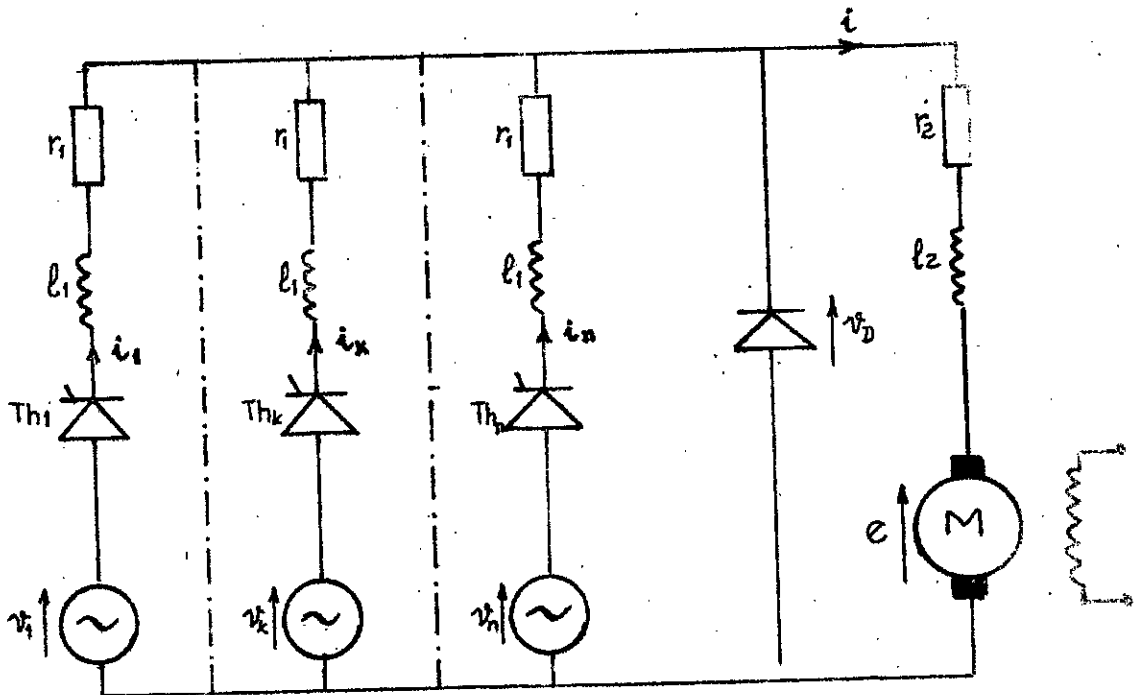


Fig 5.2 : Schéma général du circuit redresseur avec D.R.I.

b) Mode 2.D

Lorsque la tension v_D devient négative en même temps que le courant $i(t)$ est positif, la D.R.L. entre en conduction. Ainsi pendant un court instant, il apparaît une commutation du courant entre le thyristor (k) et la D.R.L., ce qui se manifeste par un court-circuit entre la phase (k) et le neutre.

Equations d'état

$$r_1 i(t) + l_1 \frac{di}{dt} - 2r_1 i_{con}(t) - 2l_1 \frac{di_{con}}{dt} = v_k(t)$$

$$r_2 i(t) + l_2(i) \frac{di}{dt} + e(i, \Omega) = 0$$

$$j \frac{d\Omega}{dt} + r_r(\Omega, t) = r_e(i)$$

Variables observées

$$i_k(t) = i(t) - i_{con}(t)$$

c) Mode 3.D

Partant du mode 2 lorsque le courant i_k s'annule, l'empilement du courant serait terminé et seule la diode reste en conduction.

Equations d'état

$$r_2 i(t) + l_2(i) \frac{di}{dt} + e(i, \Omega) = 0$$

$$j \frac{d\Omega}{dt} + r_r(t, \Omega) = r_e(i)$$

Variables observées

$$i_D(t) = i(t)$$

$$v_{T,k+1}^*(t) = v_{k+1}^*(t)$$

d) Mode 4.D

Si le courant i s'annule, que ce soit en partant du mode 1.D ou du mode 3.D, avant que la tension $v_{T,k+1}^*$ ne devienne positive et que le thyristor ($k+1$) ne reçoive d'impulsion, le moteur entre alors en régime de freinage.

Equations d'état

$$\frac{di}{dt} = 0$$

$$j \frac{d\Omega}{dt} + r_r(\Omega, t) = 0$$

Variables observées

$$v_{T,k+1}^*(t) = v_{k+1}^*(t)$$

$$\Omega(t)$$

e) Mode 5.D

Le régime du mode 4.D aboutit vers un arrêt momentané du moteur à la condition que la durée d'extinction du courant soit longue et que sa constante de temps mécanique soit faible.

Equations d'état

$$\frac{di}{dt} = 0$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = 0$$

Variables observées

$$v_{T,k+1}(t) = v_{k+1}(t)$$

Dans le cas où $v_{T,k+1}$ est positive avec l'impulsion de commande de présente à la gâchette du thyristor ($k+1$), il y a allumage et, par conséquent, le système revient à l'état défini par le mode 1.D, dans lequel v_k est remplacée par v_{k+1} et la conduction assurée par le thyristor ($k+1$).

f) Mode 6.D

Dans la situation où $i(t)$, $v_D(t)$, $v_{T,k+1}(t)$ sont positifs le thyristor ($k+1$) recevant l'impulsion de commande, il s'en suit que le régime du courant est continu sans la conduction de la D.R.L. Il apparait alors une commutation du courant du thyristor (k) vers le thyristor ($k+1$).

Equations d'état

$$r_1 i(t) + l_1 \frac{di}{dt} - 2 r_1 i_{cc}(t) - 2 l_1 \frac{di_{cc}}{dt} = v_k(t) - v_{k+1}(t)$$

$$r_1 i_{cc}(t) + l_1 \frac{di_{cc}}{dt} + r_2 i(t) + l_2(i) \frac{di}{dt} + e(i, \Omega) = v_{k+1}(t)$$

$$j \frac{d\Omega}{dt} + \Gamma_r(\Omega, t) = \Gamma_e(i)$$

Variables observées

$$i_{k+1}(t) = i_{cc}(t)$$

$$i_k(t) = i(t) - i_{cc}(t)$$

Le courant i_k s'annulant, la commutation ainsi terminée, le système revient au mode 1.D.

5.2 - REGIME DE DEMARRAGE

5.2.1 - Organigrammes

L'étude précédente est appliquée directement au régime de démarrage du groupe moteur - convertisseur . On spécifie les conditions dans lesquelles le démarrage est effectué ainsi que les hypothèses simplificatrices qui n'affecteront que faiblement les résultats . Ainsi de par leur courte durée , les modes de conduction concernant la commutation ne seront pas pris en considération .

Dans les équations précédentes , le couple résistant Γ_r , le couple électromagnétique Γ_e et la f.c.e.m e sont à remplacer par leurs définitions :

$$\Gamma_r = k_f \cdot \Omega(t)$$

$$\Gamma_e = k_c \cdot i(t)$$

$$e(t) = k_c \cdot \Omega(t)$$

Les équations décrivant les différents modes peuvent être écrites sous une forme générale en utilisant les équations d'état et de sortie /10/ , /11/ .

$$\dot{X}(t) = A \cdot X(t) + B \cdot U(t)$$

$$Y(t) = C \cdot X(t) + D \cdot U(t)$$

avec

- $X(t)$: vecteur d'état ;
- $Y(t)$: vecteur de sortie ;
- A : matrice d'état ;
- B : matrice de commande ;
- C, D : matrices de sortie .

Dans notre cas les vecteurs $X(t)$, $U(t)$, $Y(t)$ n'ont que deux composantes .

$$X = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}, \quad Y = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{bmatrix}, \quad U(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix}$$

$$x_1(t) = i(t) \qquad y_1(t) = i(t) \qquad u_1(t) = v_k(t)$$

$$x_2(t) = \Omega(t) \qquad y_2(t) = \Omega(t) \qquad u_2(t) = 0$$

Les éléments des matrices A , B , C , D sont déterminés par comparaison avec les équations du mode en jeu (dans la conduction) .

A cause des discontinuités dans la tension d'entrée et de la variation brusque des coefficients des équations d'état /12/ , la méthode RUNGE - KUTTA du 4^{eme} ordre /13/ est utilisée pour l'intégration numérique des systèmes différentiels .

On donne les organigrammes, qui correspondent au démarrage du moteur alimenté par convertisseur sans D.R.L , à la figure (5.3) et par convertisseur avec D.R.L à la figure (5.4) .

L'organigramme débute par la lecture des paramètres de la source r_1 , l_1 , v_m et ceux du moteur r_2 , l_2 , j , k_f , k_c . On introduit par la suite les conditions initiales :

$$t=0, \quad i=0, \quad \Omega=0$$

et le pas d'intégration h .

Le type de convertisseur est introduit par le paramètre τ qui représente la période d'une arche de sinusôïde de la tension redressée .

Fig 5.3

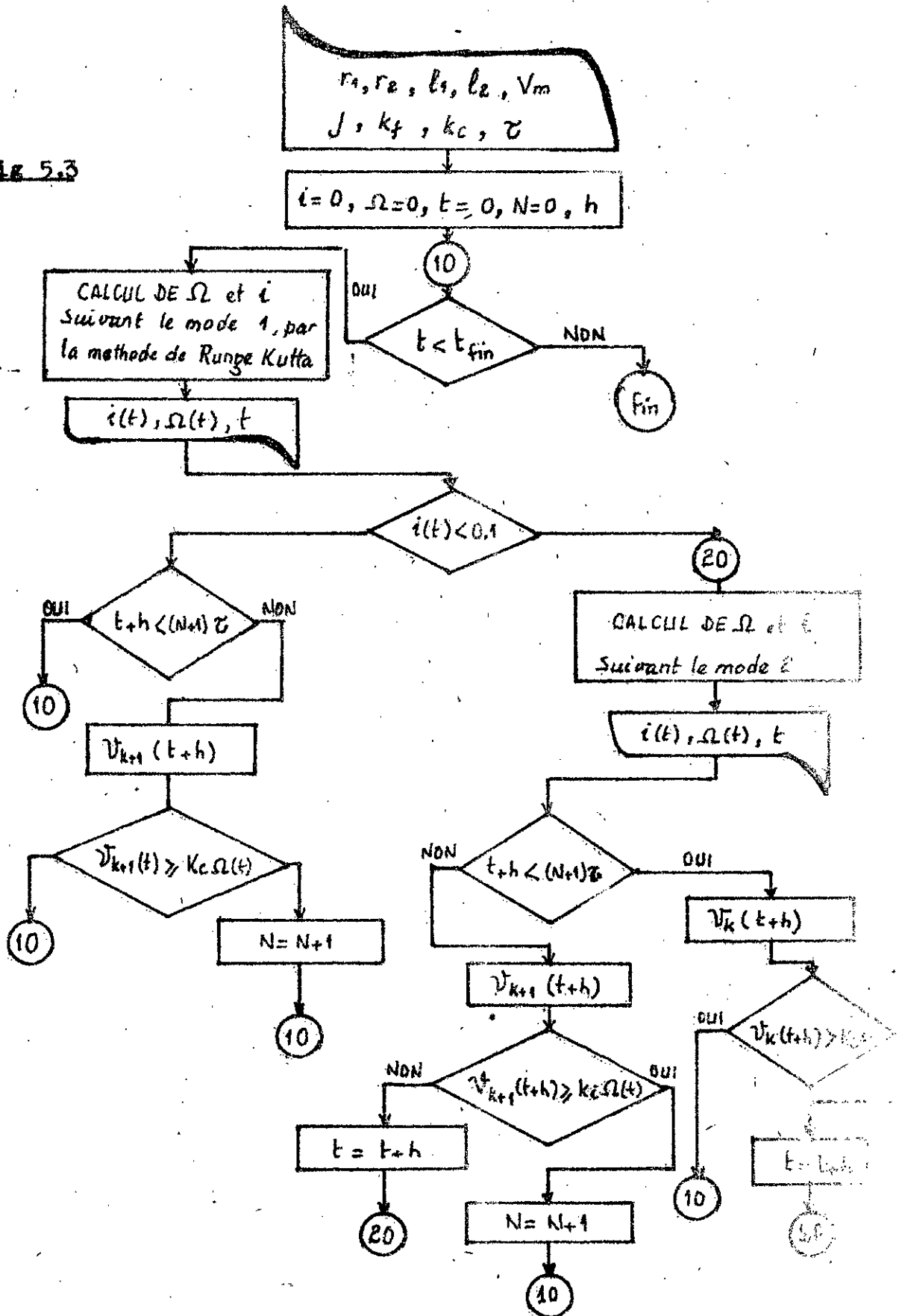
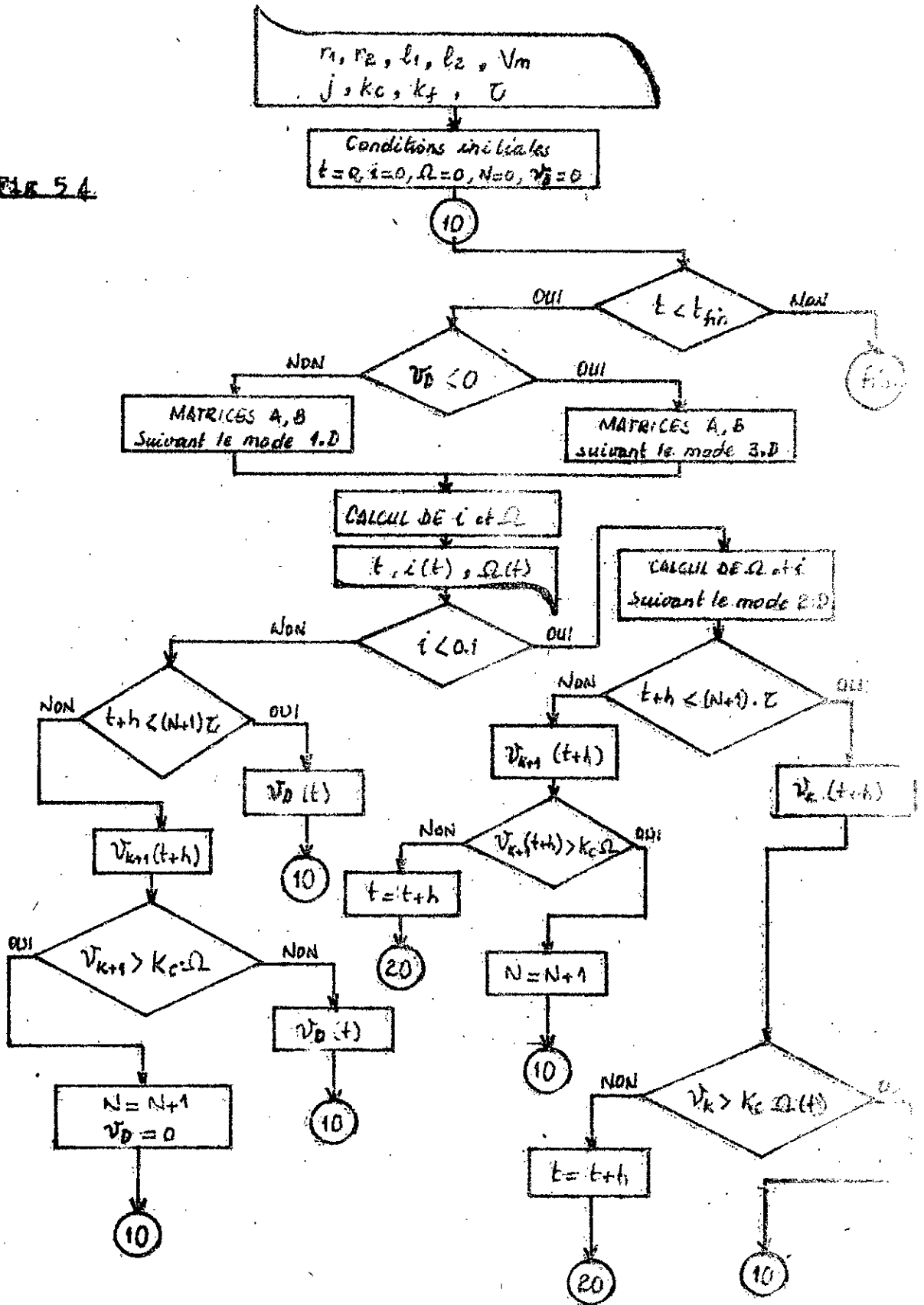


Fig. 5.4



comme à un certain degré " par une certaine relation d'ordre " et
 de la " de l'ensemble des " et
 cette " de l'ensemble " et
 relation de l'ensemble " et
 Ces phénomènes peuvent être expliqués par le fait que

ainsi

l'ensemble des " et
 On observe également que la durée des phénomènes an-
 nels peut varier considérablement de l'un à l'autre
 Chaque phénomène est réglé par son caractère et sa durée " et
 être caractérisés par une certaine relation d'ordre
 Les courbes de l'ensemble des " et
 L'examen des courbes de l'ensemble des " et

les courbes de l'ensemble des " et
 l'ensemble des " et
 (1) et (2) dans les conditions de l'ensemble des " et
 Les courbes (1) et (2) représentent les courbes de

l'ensemble des " et
 de l'ensemble des " et
 l'ensemble des " et
 L'exploration des courbes de l'ensemble des " et

2.2.2 - Courbes de l'ensemble des " et de l'ensemble des " et

$$f(x) = \frac{1}{x} + \frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^3} + \dots$$

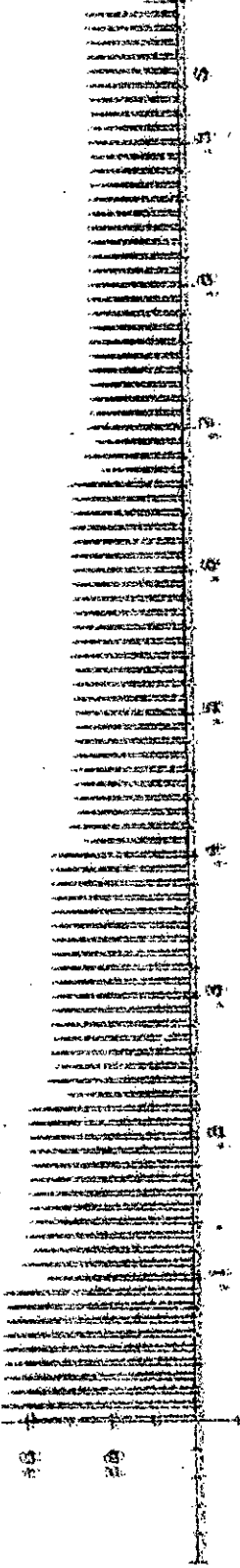
$$f(x) > \frac{1}{x}$$

$$f(x) = \frac{1}{x} + \frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^3} + \dots$$

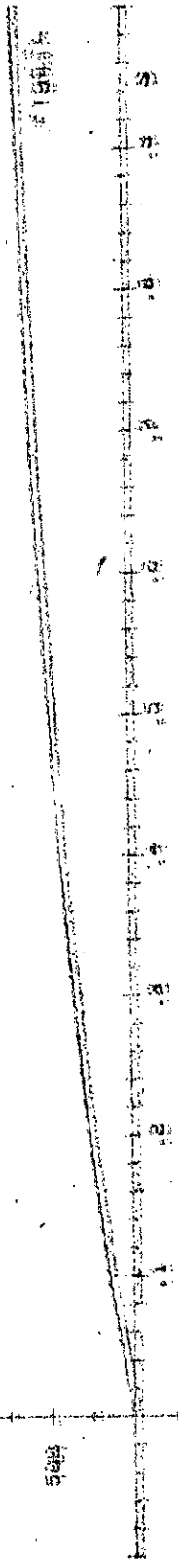
$f(x)$ et de l'ensemble des " et

permet d'expliquer l'ensemble des " et
 Les courbes de l'ensemble des " et
 Le terme $f(x)$ est un certain " et

1000



1000
 900
 800
 700
 600
 500



1000
 900
 800
 700
 600
 500

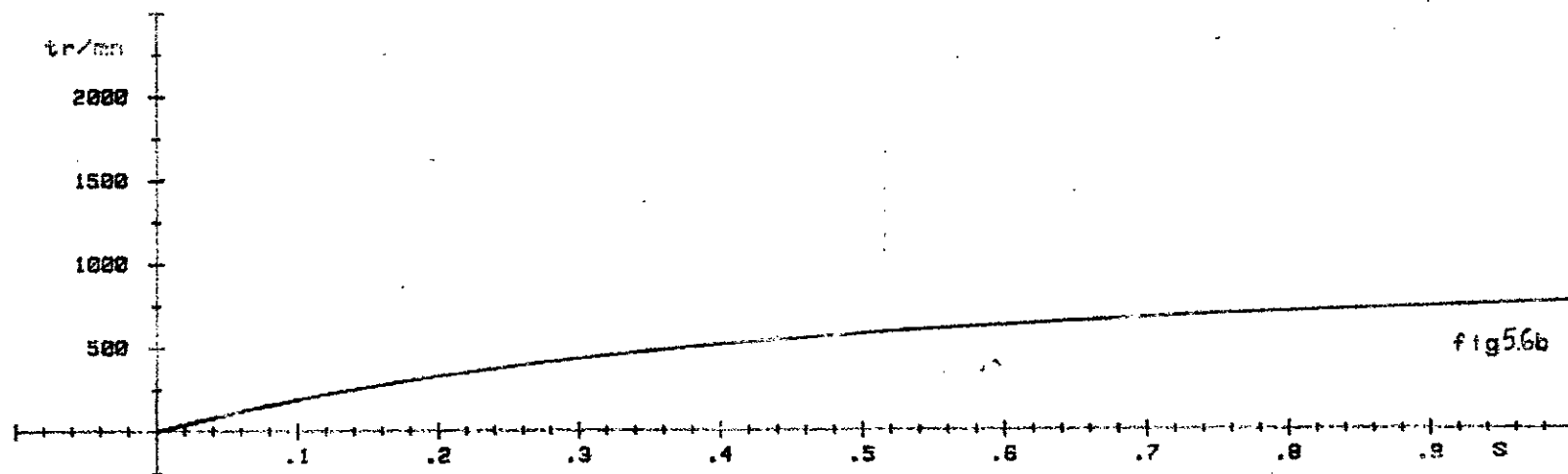
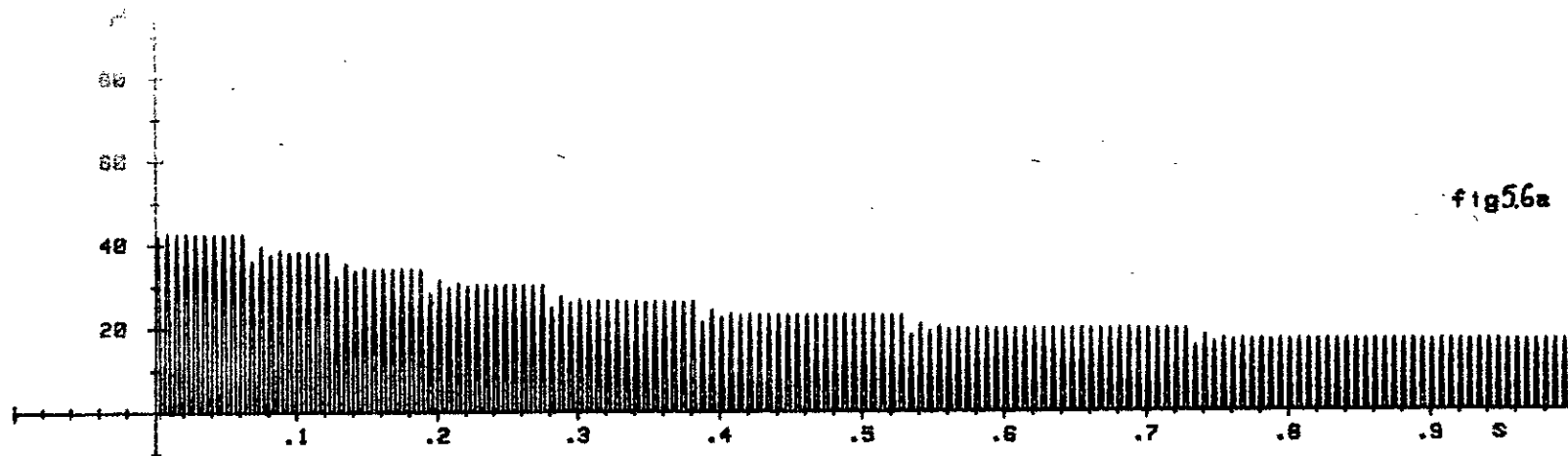
1000
 900
 800
 700
 600
 500

1000
 900
 800
 700
 600
 500

CAP DU PONT MONDRIE

COURBES DE DÉMARRÉE A VIDE POUR BOIS 100

1000
 900
 800
 700
 600
 500



CAS DU REDRESSEUR TRIPHASE

COURBES DE DEMARRAGE A VIDE POUR $\rho_{SI} = 140^\circ$

fig5.6a : variation du courant

fig5.6b : variation de la vitesse

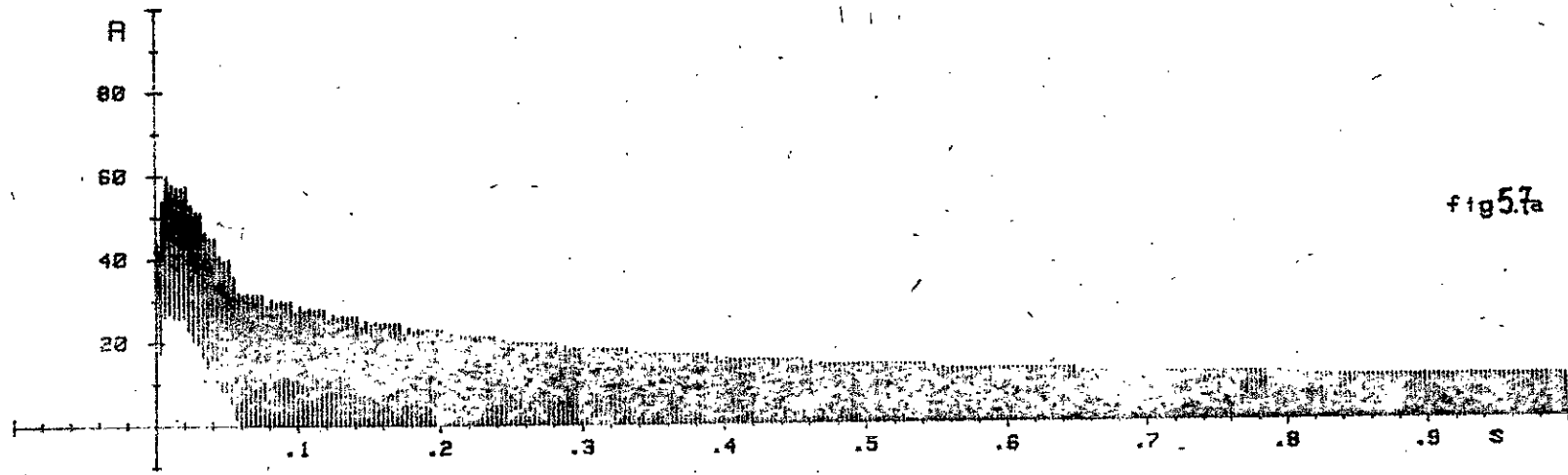


fig 5.7a

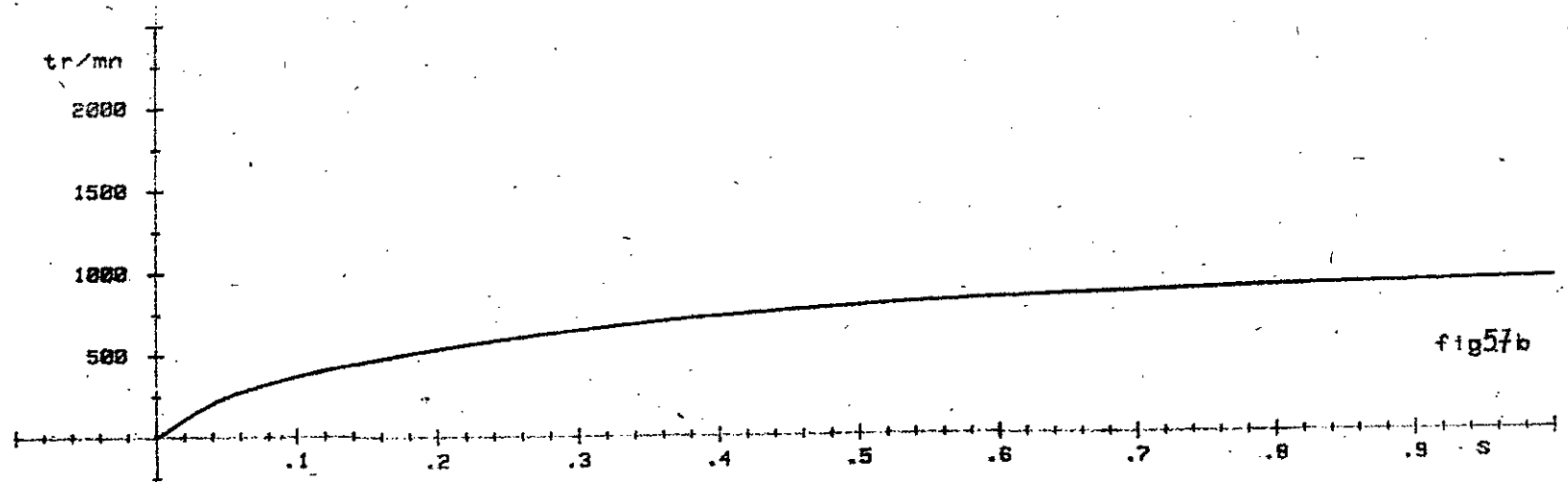
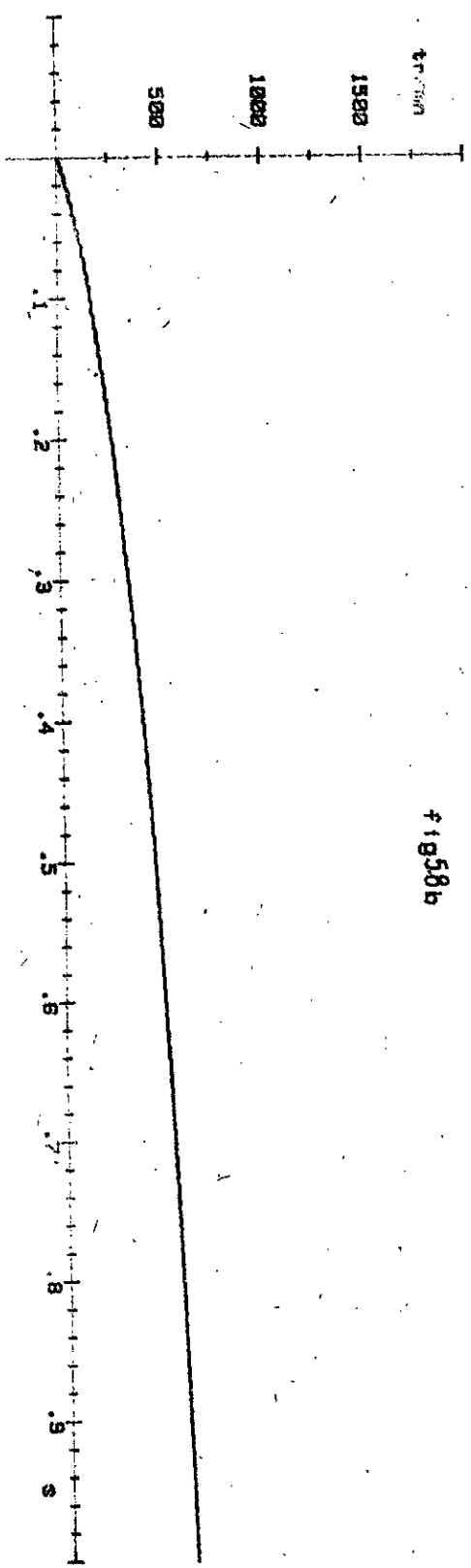
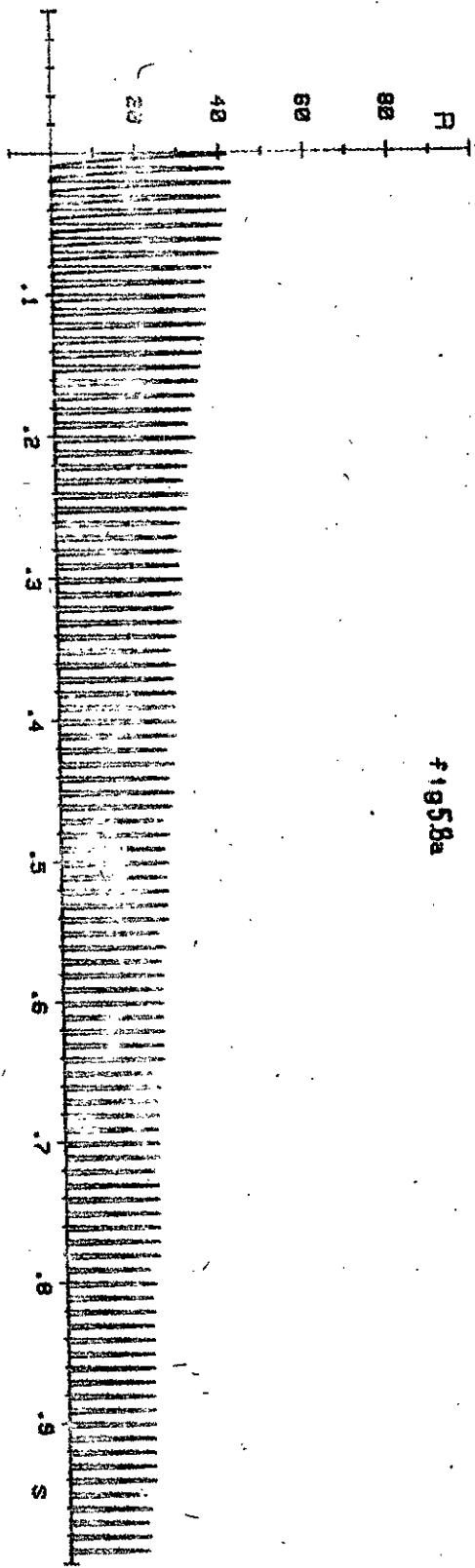


fig 5.7b

CAS DU REDRESSEUR HEXAPHASE

COURBES DE DEMARRAGE A VIDE POUR $\psi = 140^\circ$

fig 5.7a : variation du courant - fig 5.7b : variation de la vitesse



CRS DU PONT MONOPHASE AVEC D.R.L.
 COURSES DE DEMARRAGE A VIDE POUR PSI=140°
 #1958a : variation du courant
 #1958b : variation de la vitesse

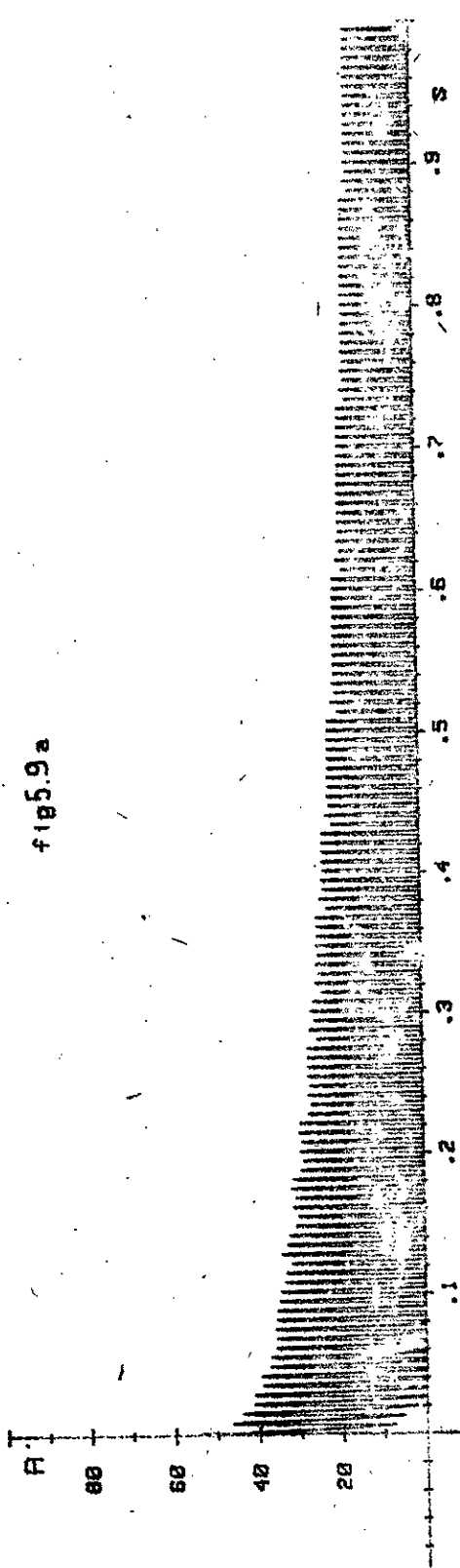
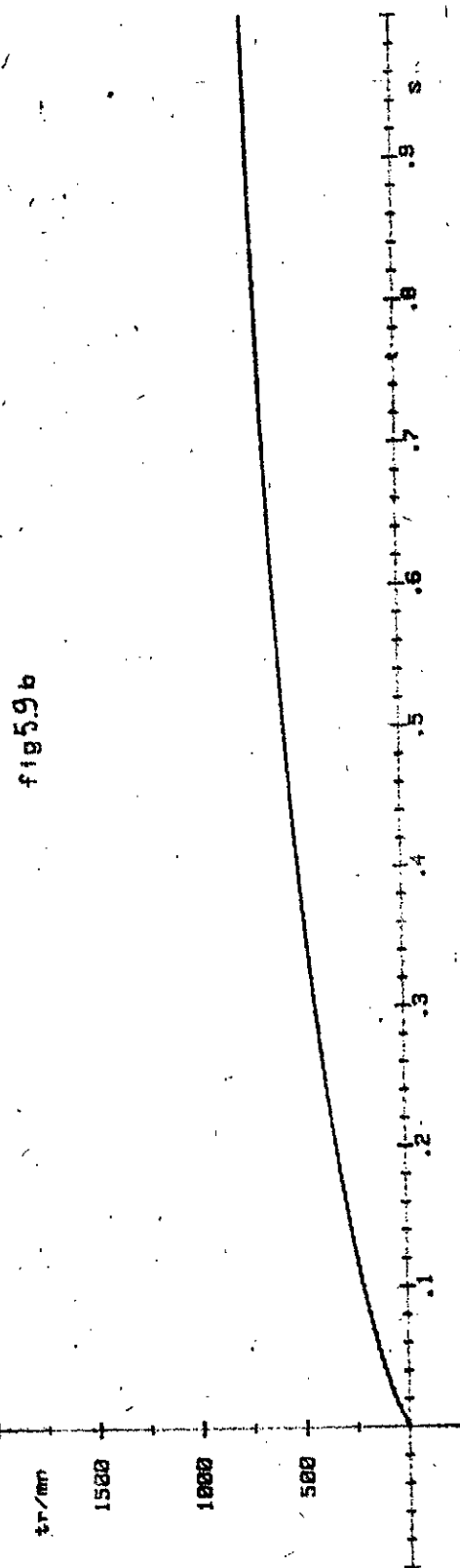


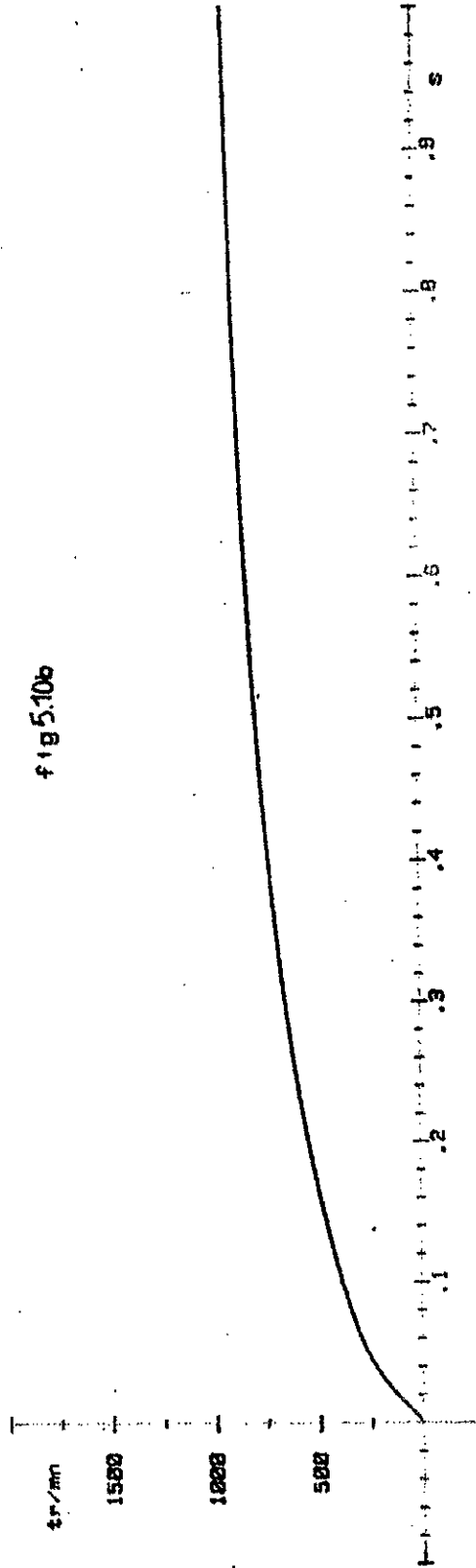
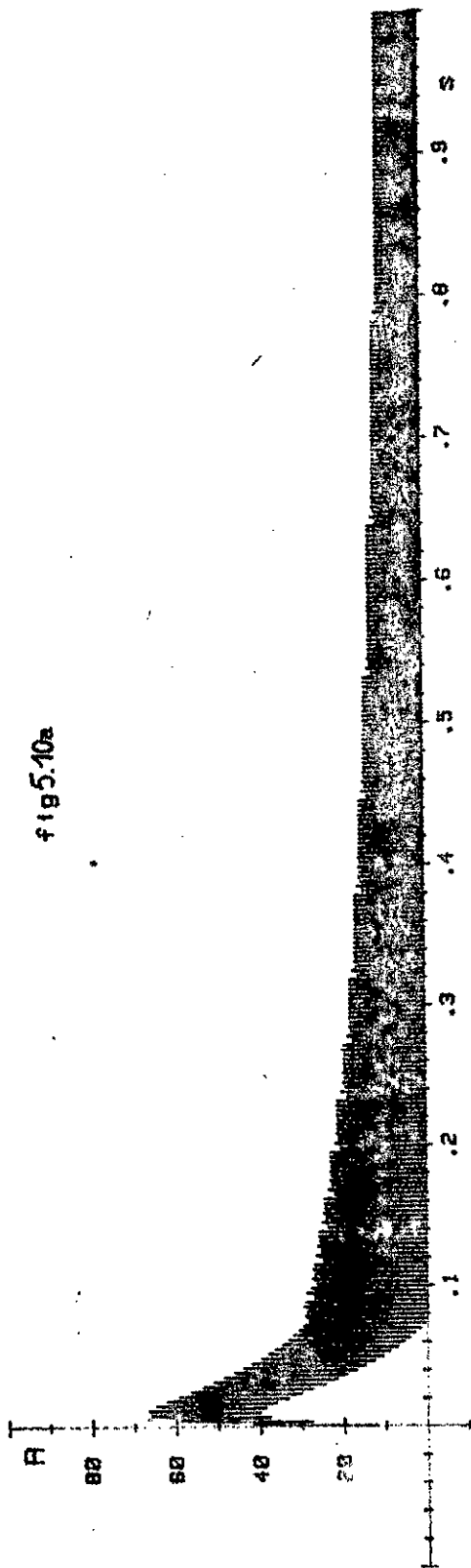
fig 5.9 a

fig 5.9 b



CAS DU REDRESSEUR TRIPISE AVEC D.R.L.
 COURBES DE DEMARRAGE A VIDE POUR $\phi_{SI} = 140^\circ$

fig 5.9 a : variation du courant fig 5.9 b : variation de la vitesse



CAS DU REDRESSEUR HEXAPHASE AVEC D.R.L.
 COURBES DE DENARRAGE A VIDE POUR PSI = 140°

Excépté pour les convertisseurs avec D.R.L , cette structure en forme de paquets n'est pas observée au début du démarrage , elle n'apparait que vers le régime permanent .

On a effectué certaines mesures sur les courbes , que nous avons rassemblé dans le tableau (5.1)

On remarque que la pointe du courant au premier allumage est indépendante du type de convertisseur, mais fonction de l'angle d'allumage . La pointe maximale du courant est pratiquement identique dans le cas des convertisseurs triphasé et en pont monophasé ; néanmoins elle sera le double du courant nominal fourni par le convertisseur hexaphasé .

TYPE DE CONVERTISSEUR		Pointe du courant au premier allumage (A)	Pointe maximale du courant (A)	Valeur finale du courant (A)
pont monophasé	(a)	41	41,5	12
	(b)	41	43	11
redresseur triphassé	(a)	41	41,5	9,5
	(b)	41	43	9
redresseur hexaphasé	(a)	41	60	6
	(b)	41	63	6

Tab 5.1 ; (a) : sans D.R.L ; (b) : avec D.R.L

Par conséquent , la pointe de courant au 1^{er} allumage est importante et il est recommandé d'utiliaer un angle d'allumage qui impose , au plus , une pointe de courant de 1,5 I_n . De ce fait l'angle de 140° serait suffisant pour le pont monophasé et le

redresseur triphasé . Toujours dans ce contexte , pour le redresseur hexaphasé , il sera nécessaire d'augmenter l'angle d'allumage au delà de 140° .

La valeur finale de l'amplitude du courant varie dans une grande plage . Du pont monophasé au redresseur hexaphasé , elle passe du simple au double .

Les mesures effectuées sur les courbes de vitesse sont données par le tableau(5.2) .

Du fait que la D.R.L allonge la durée de la conduction , l'accélération et le couple initiaux , ainsi que la vitesse finale seront , pour un même convertisseur , plus importants dans le cas où il y a insertion d'une D.R.L . Ceci explique les résultats tableau(5.2) .

TYPE DE CONVERTISSEUR		Couple dynamique initial m.N	Accélération initiale rd/se	Vitesse finale tr/mn
pont monophasé	(a)	12	218	607
	(b)	9	163	652
redresseur triphasé	(a)	17	317	714
	(b)	12	222	760
redresseur hexaphasé	(a)	36	654	912
	(b)	32	581	928

Tab 5.2 ; (a) : avec D.R.L ; (b) : sans D.R.L

Le couple dynamique et l'accélération initiaux sont fonction type de convertisseur ; les valeurs les plus faibles sont fournies par le pont monophasé et les plus élevées par le redresseur

hexaphasé . Il est capital de vérifier que le couple dynamique reste toujours dans l'intervalle admissible par le moteur .

5.2.3 - Courbes du courant moyen et du courant efficace

Au cours du démarrage , il est important d'évaluer les contraintes électriques et mécaniques subies par le moteur avant qu'il atteigne le régime permanent .

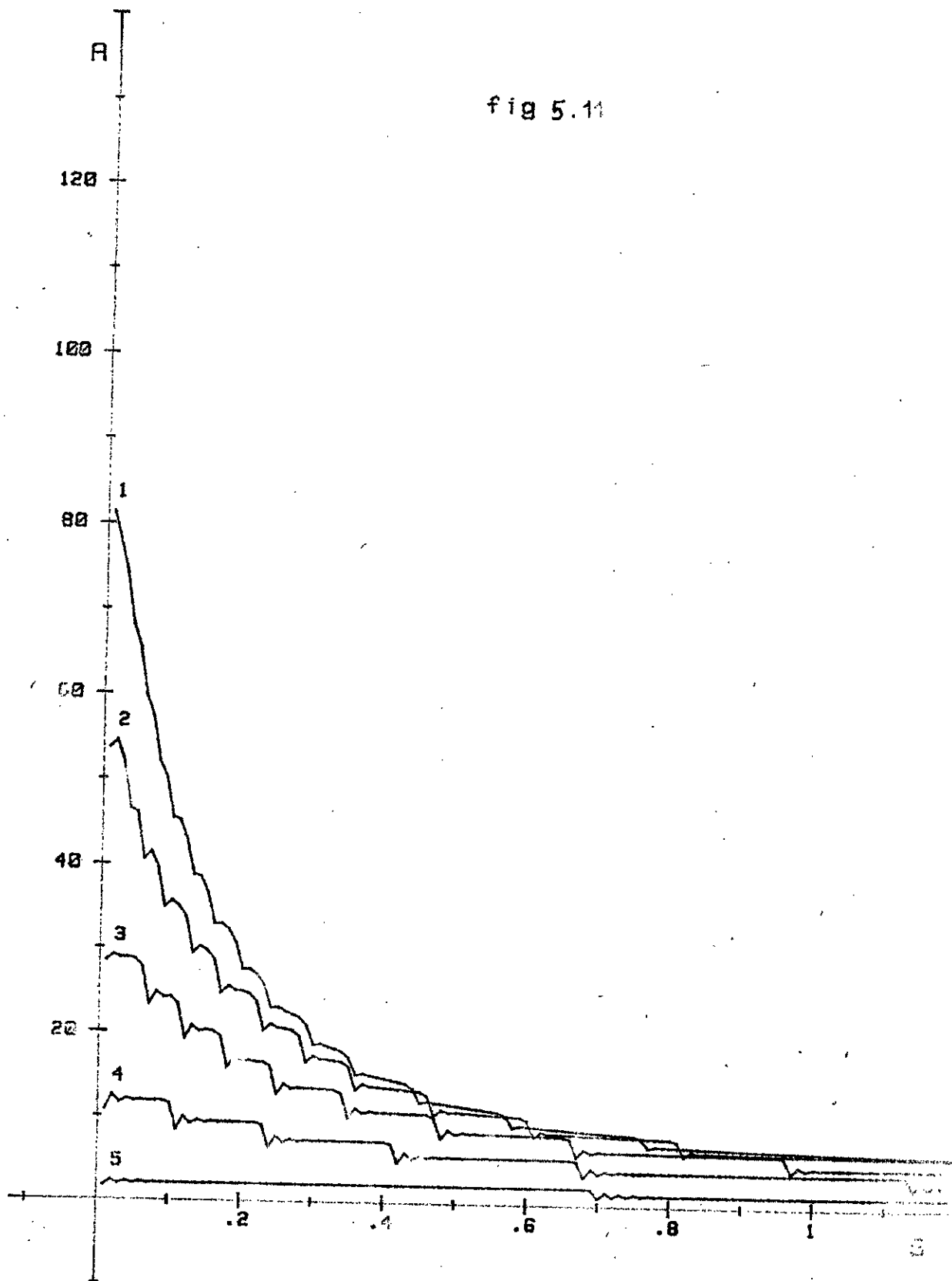
Ces contraintes sont en majorité déduites du courant moyen et du courant efficace . En effet , le courant moyen renseigne directement sur le couple électromagnétique et , aux pertes près , le couple mécanique . Le courant efficace , quand à lui , donne l'échauffement du moteur .

Afin de simplifier l'analyse des courbes (fig 5.11 , 5.12 , 5.13 , 5.14 , 5.15 , 5.16 , 5.17 , 5.18 , 5.19) , on a regroupé dans le tableau (5.3) les grandeurs les plus significatives .

Les courbes du courant moyen et efficace présentent un énorme écart entre la valeur de pointe et la valeur finale . Cet écart est d'autant plus accentué que l'angle de commande est réduit . Ainsi , le moteur en régime de démarrage commandé en boucle ouverte traverse une phase transitoire caractérisée par des contraintes électriques et mécaniques prohibitives . Seuls les angles d'allumage voisins de 180° imposent des contraintes admissibles , et d'une façon précise , il faut que l'angle ψ soit supérieur à 120° pour le pont monophasé et le redresseur triphasé et à 140° pour le redresseur hexaphasé .

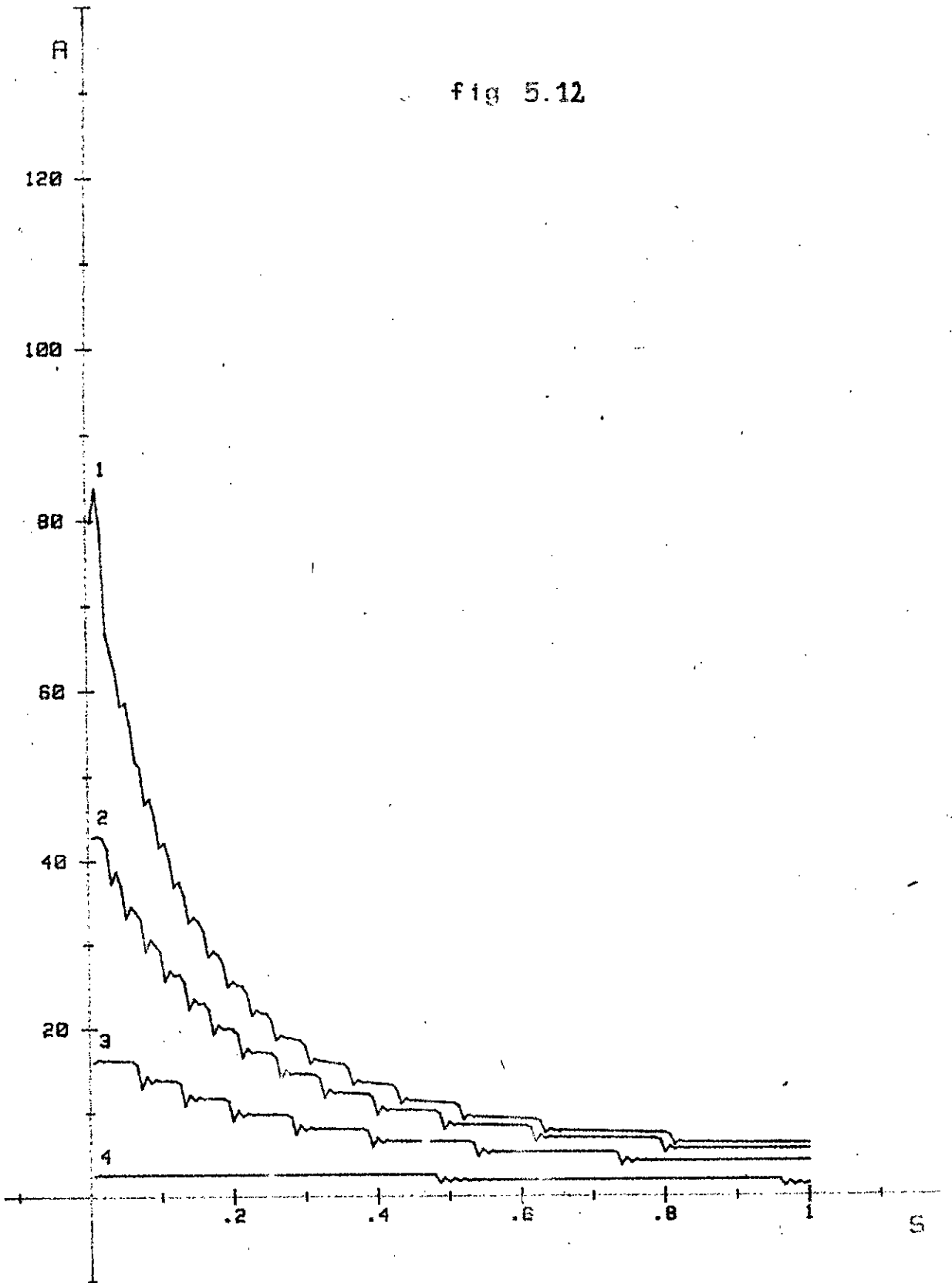
Par conséquent , lors d'une commande par angle d'allumage faible ce dernier ne doit pas être imposé directement ; mais ce régime sera atteint par une variation par paliers d'un angle d'allumage minimisant les contraintes jusqu'à l'angle d'allumage désiré . Toujours dans ce contexte , le niveau du palier devra être choisi de telle façon que les contraintes soient inférieures aux contraintes maximales admissibles .

fig 5.11



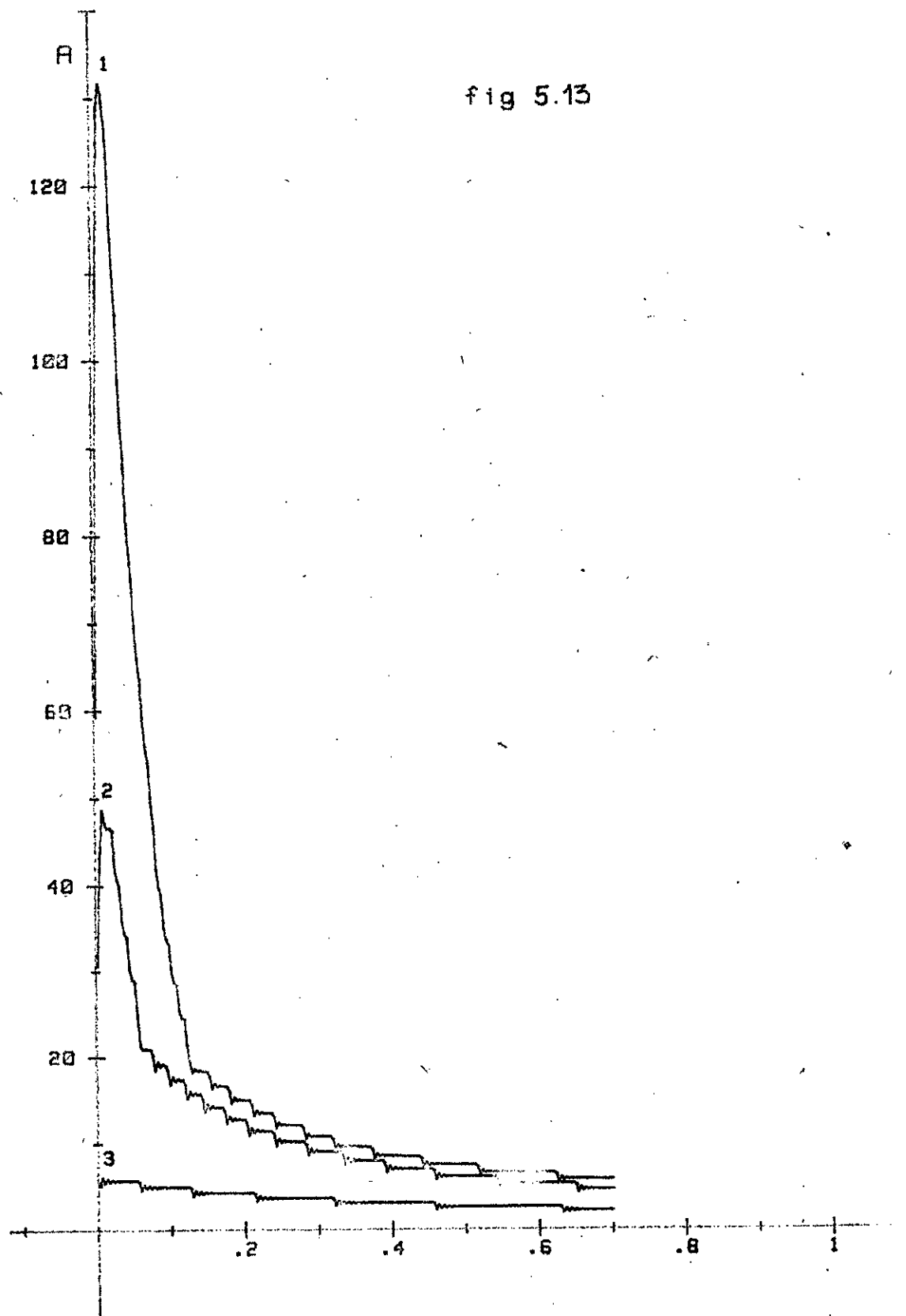
CAS DU FONT MONOPHASE
VARIATION DU COURANT MOYEN AU DEMARRAGE
les courbes 1,2,3,4,5 sont obtenues pour un angle d'allumage
PSI respectivement egal à $60^\circ, 100^\circ, 120^\circ, 140^\circ$, et 160°

fig 5.12



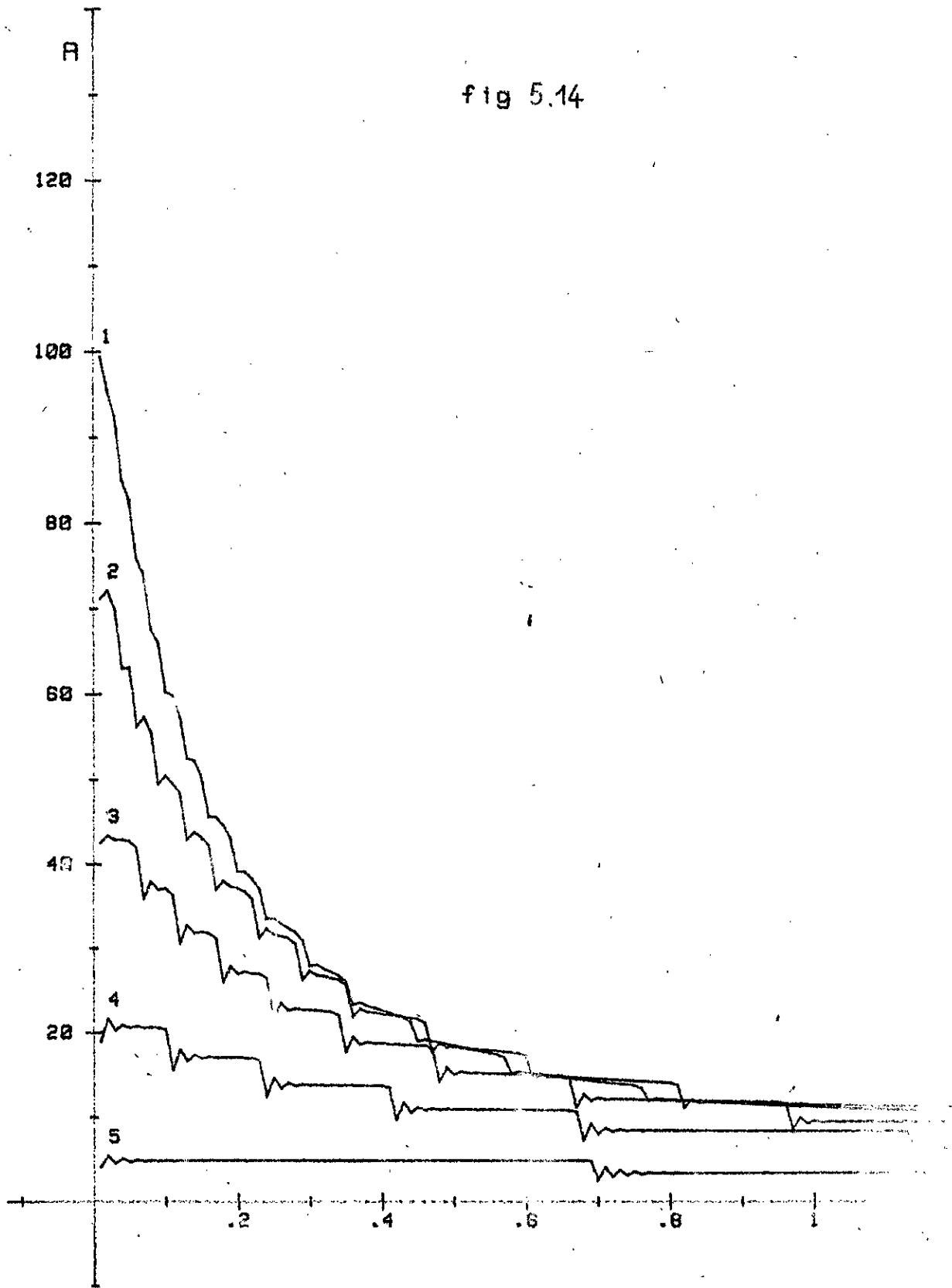
CAS DU REDRESSEUR TRIPHASE
VARIATION DU COURANT MOYEN AU DEMARRAGE
les courbes 1,2,3,4 sont obtenues pour un angle d'allumage
PSI respectivement egal à 100° , 120° , 140° , et 160°

fig 5.13



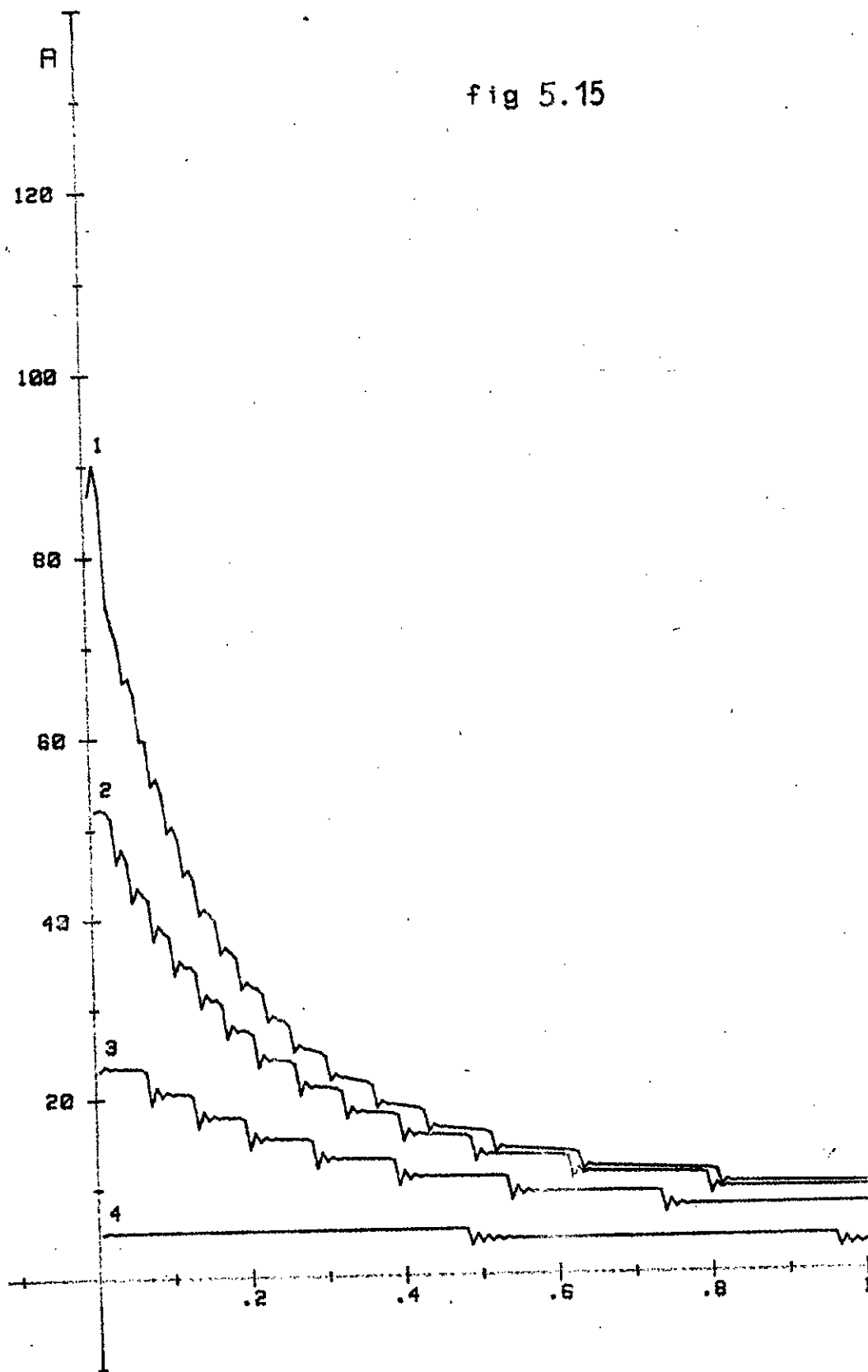
CAS DU REDRESSEUR HEXAPHASE
VARIATION DU COURANT MOYEN AU DEMARRAGE
les courbes 1,2,3 sont obtenues pour un angle d'allumage
PSI respectivement egal à 120°, 140°, et 160°

fig 5.14



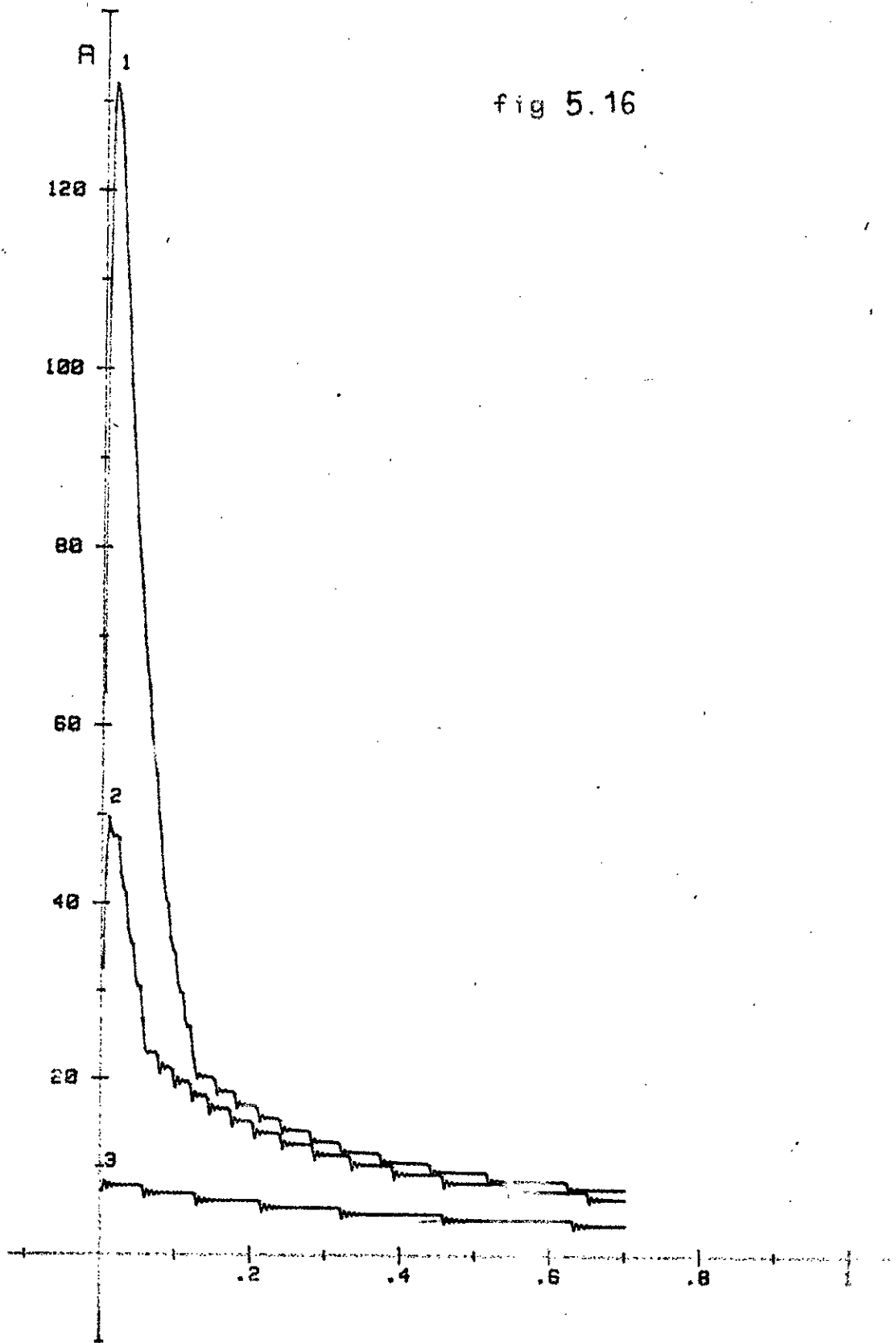
CAS DU PONT MONOPHASE
VARIATION DU COURANT EFFICACE AU DEMARRAGE
les courbes 1,2,3,4,5 sont obtenues pour un angle d'allumage
PSI respectivement egal à 80°, 100°, 120°, 140°, et 160°

fig 5.15



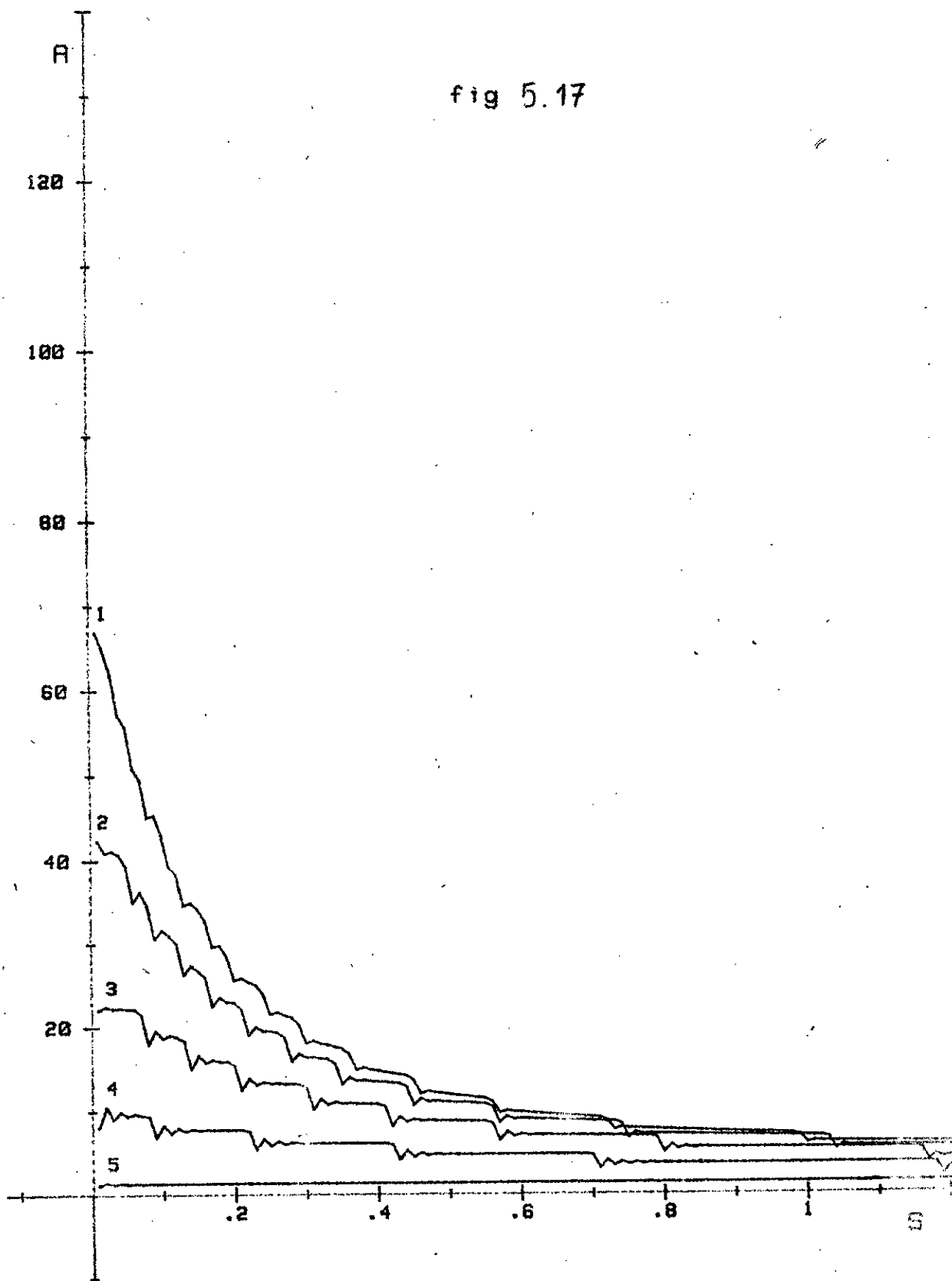
CAS DU REDRESSEUR TRIPHASE
VARIATION DU COURANT EFFICACE AU DEMARRAGE
les courbes 1,2,3,4 sont obtenues pour un angle d'allumage
PSI respectivement egal à 100°, 120°, 140°, et 160°

fig 5.16



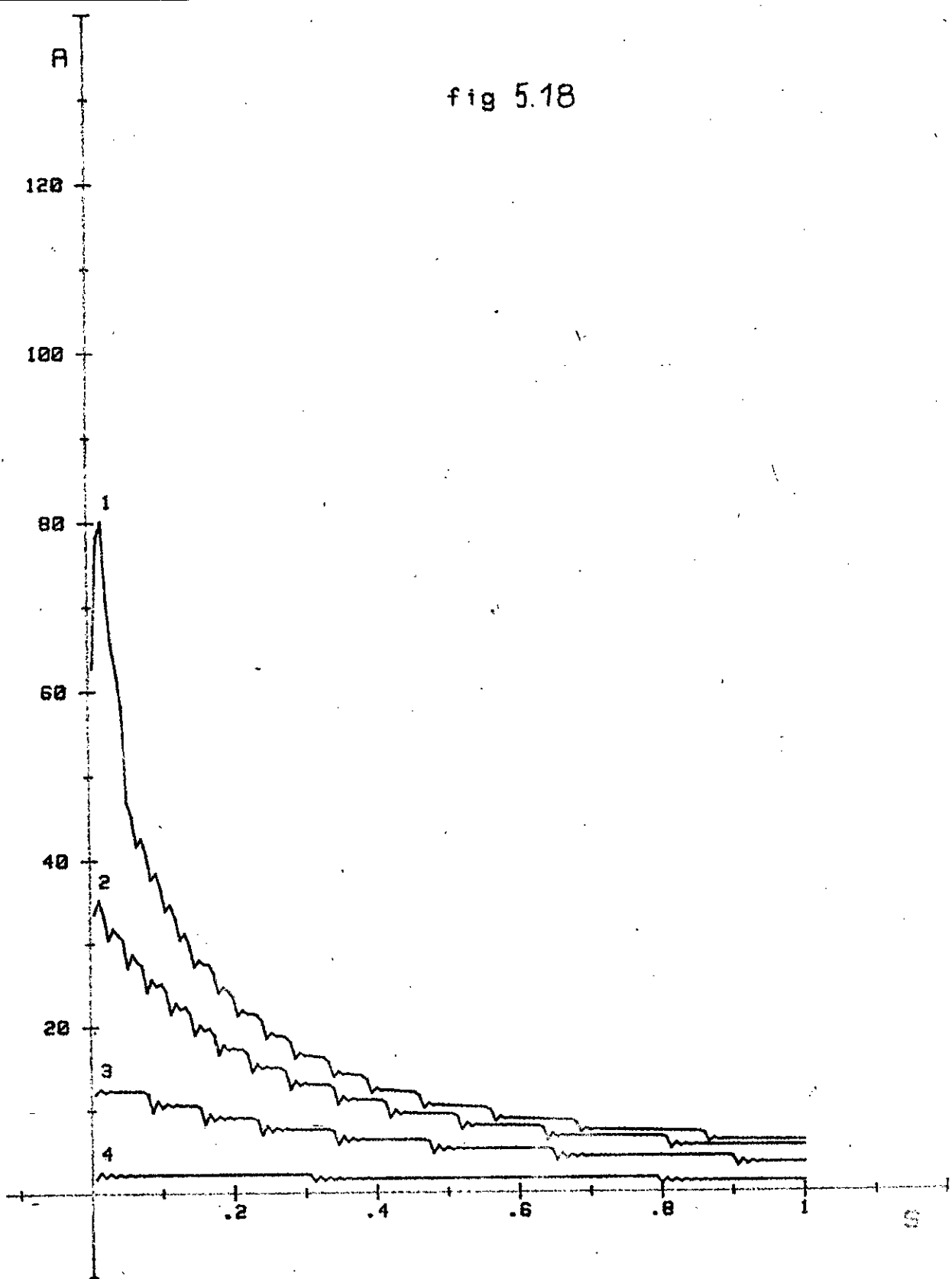
CAS DU REDRESSEUR HEXAPHASE
VARIATION DU COURANT EFFICACE AU DEMARRAGE
les courbes 1,2,3 sont obtenues pour un angle d'allumage
PSI respectivement egal à 120°, 140°, et 160°

fig 5.17



CAS DU PONT MONOPHASE AVEC $L=2.6$ mH
VARIATION DU COURANT MOYEN AU DEMARRAGE
les courbes 1,2,3,4,5 sont obtenues pour un angle d'allumage
PSI respectivement egal à $80^\circ, 100^\circ, 120^\circ, 140^\circ$, et 160°

fig 5.18

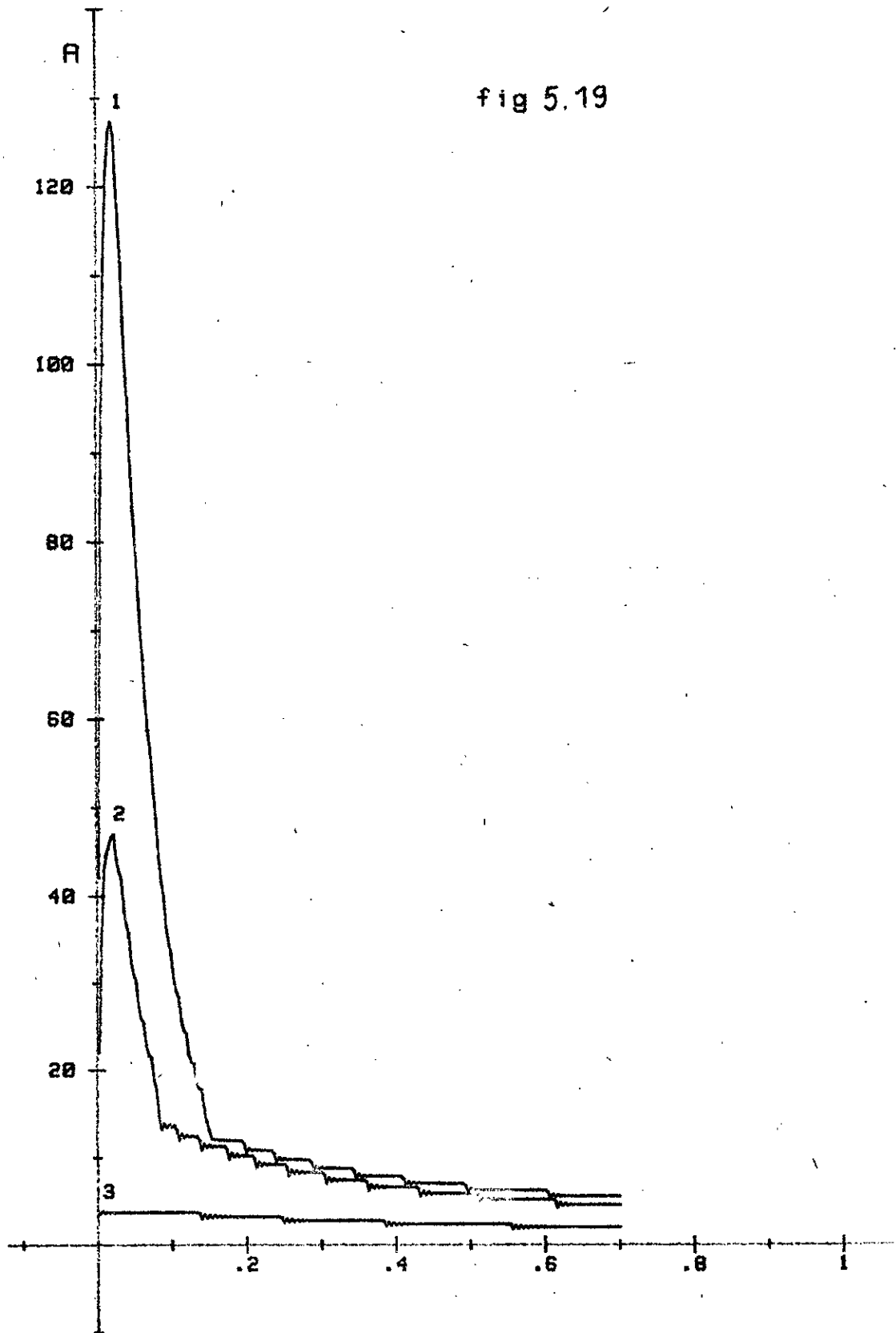


CAS DU REDRESSEUR TRIPHASE AVEC $L_2=2.6$ mH

VARIATION DU COURANT MOYEN AU DEMARRAGE

les courbes 1,2,3,4 sont obtenues pour un angle d'allumage
PSI respectivement egal à $120, 120^\circ, 140^\circ$, et 160°

fig 5.19



CAS DU REDRESSEUR HEXAPHASE AVEC $L_2=2.6$ mH
VARIATION DU COURANT MOYEN AU DEMARRAGE
les courbes 1,2,3 sont obtenues pour un angle d'allumage
PSI respectivement égal à 120° , 140° , et 160°

TYPE DE CONVERTISSEUR		COURANT (A)	ANGLE D'ALLUMAGE				
			80°	100°	120°	140°	160°
Pont monophasé	pour =1,3 mH	(a)	81	54	28	12	3
		(b)	6,3	6,3	4,6	2,8	1,3
		(c)	100	72	43	21	5
	pour =2,6 mH	(a)	66,5	42	20,5	10	1,3
		(b)	6	5,3	4,3	3	1,3
	Redresseur triphasé	pour =1,3 mH	(a)	/	83	43	16
(b)			/	6	5,3	4	1,3
(c)			/	90	52	23	5
pour =2,6 mH		(a)	/	80	38	12,5	2
		(b)	/	6	5,3	3,3	1,3
Redresseur hexaphasé		pour =1,3 mH	(a)	/	/	131	48
	(b)		/	/	5,6	4,6	2
	(c)		/	/	131	49	8
	pour =2,6 mH	(a)	/	/	127	46,5	3,6
		(b)	/	/	5,6	4,3	2

Tab 5.3 : (a) : courant moyen initial
 (b) : courant moyen final
 (c) : courant efficace initial

Il est à remarquer que , pour un même angle d'allumage , la valeur efficace demeure supérieure à la valeur moyenne durant tout le démarrage . Cela est valable pour le pont monophasé et le redresseur triphasé . Seul le redresseur hexaphasé fournit un courant dont la valeur efficace est légèrement inférieure à la valeur moyenne .

L'augmentation artificielle de l'inductance de l'induit du moteur a pour effet de réduire le dépassement en régime transitoire et surtout d'affaiblir la pointe du courant . Pour un même angle d'allumage , l'écart entre la courbe pour $\ell_2 = 1,3 \text{ mH}$ et la courbe pour $\ell_2 = 2,6 \text{ mH}$, se réduit au fur et à mesure que le régime permanent est approché .

L'exception est donnée par le redresseur hexaphasé où les deux courbes sont superposables au début du démarrage et pour inférieure à 0,15 s . L'écart n'apparaît que vers la fin du démarrage .

REGULATION

6 - REGULATION

6.1 - REGLAGE POUR LES FAIBLES VARIATIONS

Nous avons vu précédemment qu'en boucle ouverte, le moteur est soumis de par le courant à des contraintes prohibitives.

Nous montrerons dans ce qui suit, que par une régulation adéquate de courant et de vitesse, on ramène ces contraintes à des limites admissibles.

La régulation en cascade multibouclée est appliquée le plus souvent dans la régulation des moteurs à courant continu pour la simplicité de sa conception /14/, /15/.

Plusieurs critères sont utilisés pour la synthèse des régulateurs dont les plus importants sont le critère quantitatif /14/ et le critère de l'optimum symétrique /15/. Dans notre cas, nous utiliserons le principe de la compensation des constantes de temps dominantes du système.

6.1.1 - Diagramme fonctionnel de la régulation

Le schéma-bloc de la régulation comprend, les diagrammes blocs du moteur, du convertisseur et du régulateur de courant et de vitesse (fig 6.1).

Le convertisseur est représenté par une fonction de transfert F_c du premier ordre de constante de temps T_c .

$$F_c = \frac{G}{1 + T_c p} \quad ; \quad G : \text{Gain du convertisseur}$$

La constante de temps T_c représente le retard mis par le convertisseur à fournir la tension à sa sortie, après une variation

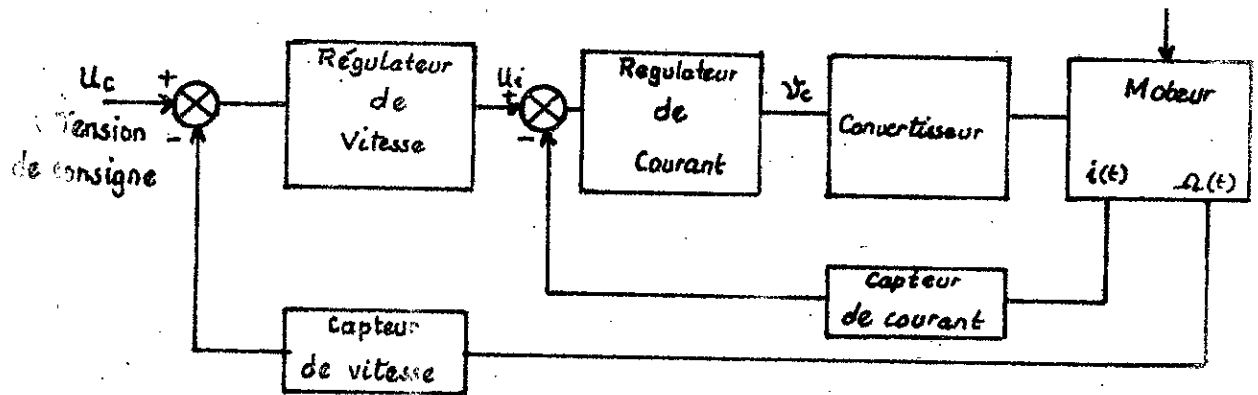


Fig 6.1 : Schéma - bloc de la régulation.

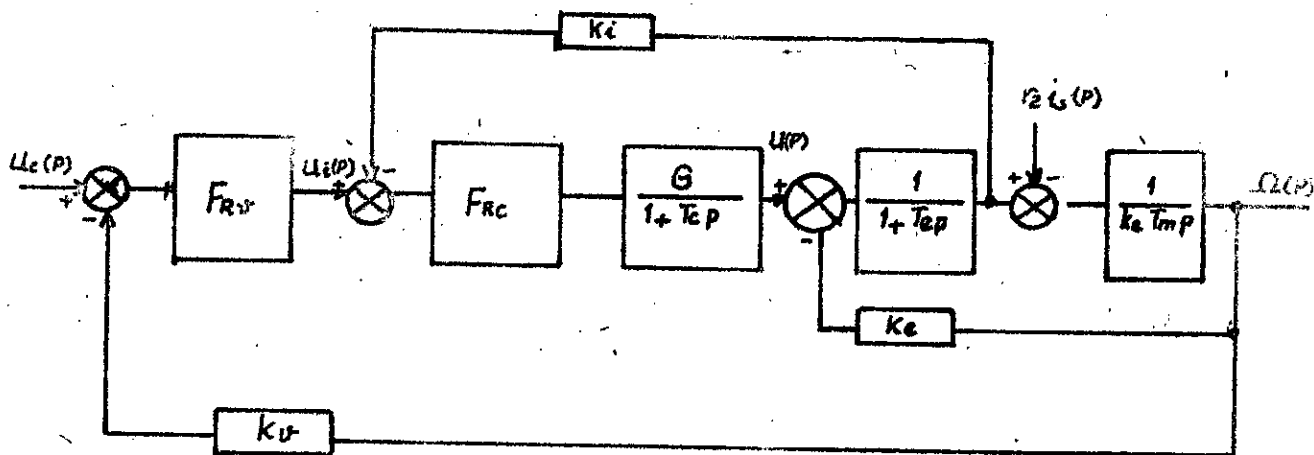


Fig 6.3 : Diagramme fonctionnel de la régulation

la tension d'allumage V_c . Ce retard est dû au fait qu'une pulsion d'allumage se produit seulement au moment de l'intersection de la tension de commande V_c avec une des tensions de synchronisation du dispositif de commande de gâchette (fig 6.2). Pour le montage hexaphasé, cette possibilité d'intersection répète six fois pendant la durée d'une période τ de la tension d'alimentation. Dans le cas des petites variations autour du point de fonctionnement, la constante de temps T_c du convertisseur, prend des valeurs comprises entre, 0 dans le cas le plus favorable et la période τ de la pulsation de la tension redressée dans le cas le plus défavorable. De ce fait pour la constante de temps du convertisseur, on choisit couramment la valeur moyenne de sa plage de variation :

$$T_c = \frac{1}{2} \cdot \tau$$

Les équations de fonctionnement du moteur sont :

$$u(t) = r_2 \cdot i + l_2 \frac{di}{dt} + e(t)$$

$$j \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e(t) - \Gamma_r(t)$$

$$e(t) = k_e \Omega(t)$$

$$\Gamma_r(t) = k_e i_s(t)$$

La forme d'écriture du couple électromagnétique Γ_e appliquée au couple résistant Γ_r nécessite l'introduction du courant de charge $i_s(t)$ tel que :

$$\Gamma_r = k_e \cdot i_s(t)$$

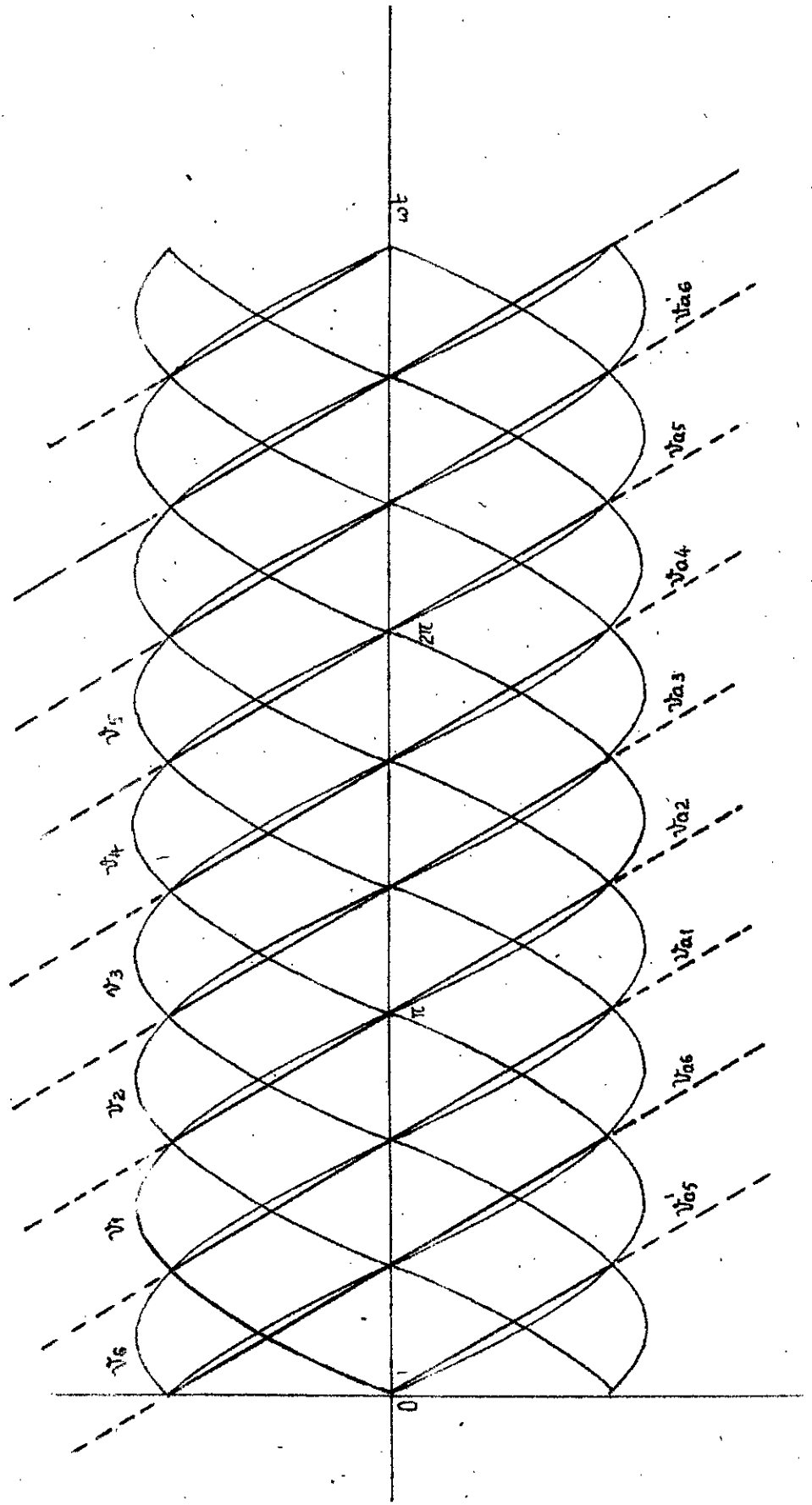


Fig. 6.2 : tensions de synchronisation

L'application de la transformée de LAPLACE au système (6.1) conduit au nouveau système :

$$u(p) = r_2 \cdot i(p) + l_2 \cdot p \cdot i(p) + e(p)$$

$$j \cdot p \cdot \Omega(p) = \Gamma_e(p) - \Gamma_r(p)$$

$$e(p) = k_e \Omega(p)$$

$$\Gamma_e(p) = k_e i(p) \quad \text{et} \quad \Gamma_r = k_e i_s(p)$$

Du système (6.2) , on tire d'une part , la fonction de transfert du courant d'induit :

$$\frac{r_2 \cdot i(p)}{u(p) - e(p)} = \frac{1}{1 + T_e \cdot p} \quad \text{avec} \quad T_e = \frac{l_2}{r_2}$$

où T_e est la constante de temps électrique de l'induit ,
et d'autre part la fonction de transfert de la vitesse :

$$\frac{\Omega(p)}{r_2 i(p) - r_2 i_s(p)} = \frac{1}{k_e \cdot T_m \cdot p} \quad \text{avec} \quad T_m = \frac{r_2 \cdot j}{k_e^2}$$

où T_m est la constante de temps mécanique du moteur .

Ainsi , le diagramme fonctionnel de la régulation est donné à la figure (6.3) , le régulateur de vitesse et le régulateur de courant sont représentés par leurs fonctions de transfert respectives F_{rc} et F_{rv} .

6.1.2 - Synthèse des régulateurs

Le découplage dynamique entre les boucles exige que la boucle externe ait une constante de temps au moins deux fois plus grande que celle de la boucle interne .

Cette dernière condition , appliquée conjointement avec le principe de la compensation des constantes de temps dominantes , conduit , d'une manière simple , à la synthèse des régulateurs .

a) - Régulateur de courant

tenant compte des conditions citées plus haut , le régulateur de courant sera du type proportionnel et intégral " P.I " . Il a pour tâche d'accélérer la réponse du courant et de ce fait , la rend indépendante de la f.c.e.m du moteur /15/ , /16/ et /17/ .

Ainsi , la fonction de transfert du régulateur est :

$$F_{rc} = \frac{1 + T_c P}{2 T_c P} \cdot \frac{1}{G \cdot k_i} \quad (6.5)$$

où k_i est le coefficient du capteur de courant .

b) - Régulateur de vitesse

Examinons tout d'abord le cas d'un régulateur de vitesse du type proportionnel "P" . Sa fonction de transfert est :

$$F_{rv} = \frac{T_m k_e k_i}{4 T_c K_v} \quad (6.6)$$

Lors d'une variation brusque de la charge , les variations de la vitesse et du courant , respectivement ont pour transformée de LAPLACE :

$$\frac{\Delta \Omega}{\Delta \Omega_s} = \frac{-4 T_c}{T_m} \cdot \frac{2 T_c P (T_c P + 1) + 1}{4 T_c P [2 T_c P (T_c P + 1) + 1] + 1} \quad (6.7)$$

avec : $\Delta \Omega_s = r_2 I_s / k_e$

$$\frac{i}{I_s} = \frac{1}{4 T_c P [2 T_c P (T_c P + 1) + 1] + 1} \quad (6.8)$$

La réponse en vitesse du moteur à une application brusque du couple (fig 6.4 , courbe 1) , montre que la vitesse présente une erreur statique non nulle :

- Cas du régulateur de vitesse "P.I"

L'action intégrale a pour rôle d'éliminer l'erreur statique de la vitesse lors d'une variation de la charge . Le régulateur de vitesse "P.I" a pour fonction de transfert :

$$F_{rv} = \frac{1 + 8T_c P}{8T_c P} \cdot \frac{T_m k_e}{4 T_c k_v} \cdot K_i \quad (6.9)$$

Par conséquent , les transformées de LAPLACE de la variation de la vitesse et de la variation du courant , lors d'une application brusque du couple résistant , deviennent :

$$\frac{\Delta \Omega}{\Delta \Omega_s} = \frac{-8T_c P}{T_m} \cdot \frac{-8T_c P [2T_c P (T_c P + 1) + 1]}{8T_c P [4T_c P (2T_c P (T_c P + 1) + 1) + 1]} \quad 6.10$$

$$\frac{i}{I_s}(P) = \frac{1 + 8T_c P}{8T_c P [4T_c P (2T_c P (T_c P + 1) + 1) + 1]} \quad 6.11$$

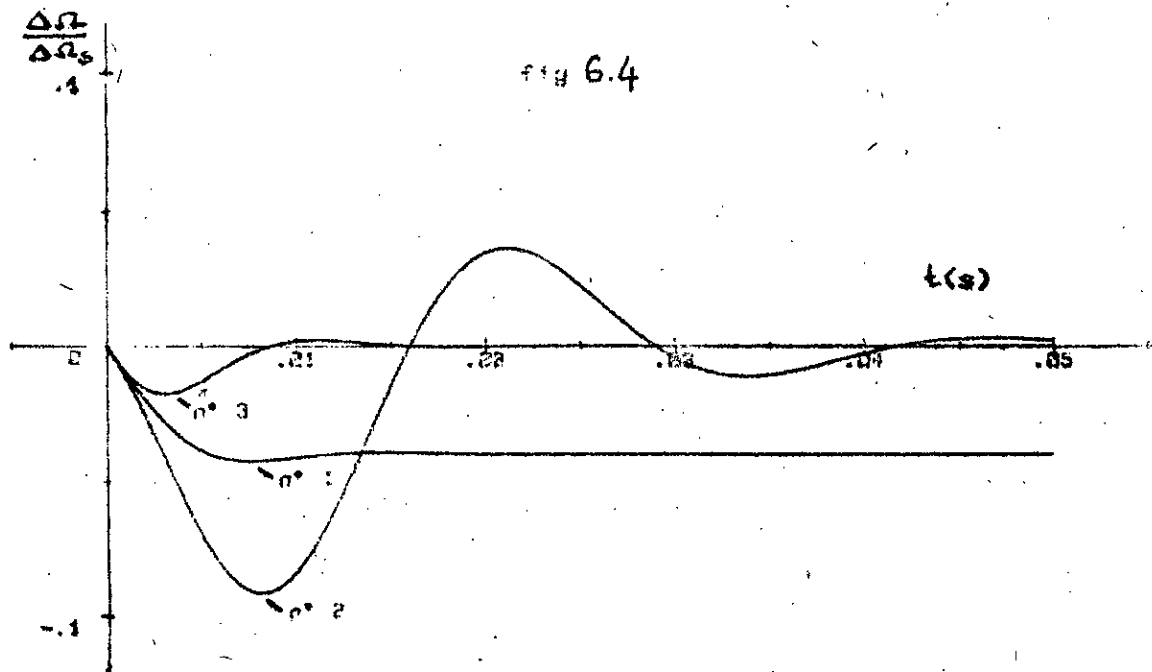
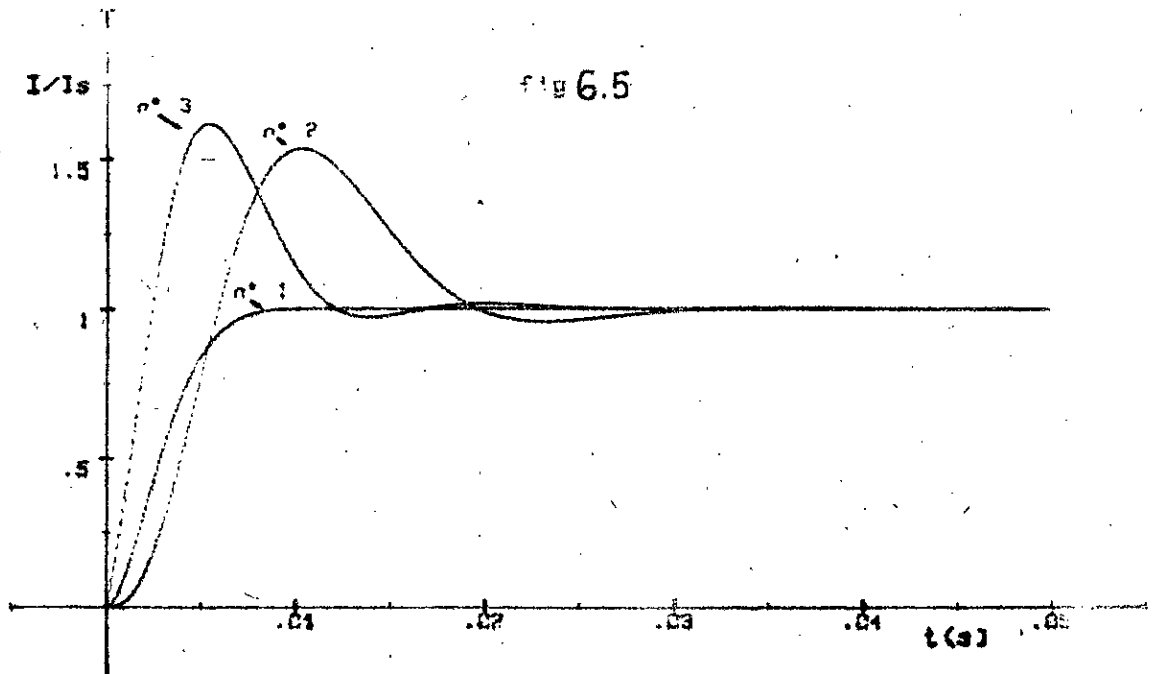
Moyennant un déplacement de 50% du courant de charge (fig 6.5 , courbe 2) , la réponse en vitesse (fig 6.4 , courbe 2) ne présente pas d'erreur statique . Néanmoins , la chute de vitesse à la première oscillation est de 10% de la chute de vitesse naturelle .

c) - Régulateur de vitesse "P" avec boucle de courant dynamique

Le courant dynamique se définit à partir de l'équation électromécanique du moteur , en effet :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e(t) - \Gamma_r(t) = k_e i(t) - k_e i_s(t)$$

$$j \frac{d\Omega}{dt} = k_e [i(t) - i_s(t)] = k_e i_d(t) \quad (6.12)$$



REPONSE DU COURANT ET DE LA VITESSE A UN ECHELON DU COUPLE
 fig 6.5 : variation du courant fig 6.4 : variation de la vitesse
 courbe n°1 : cas du regulateur 'P'
 courbe n°2 : cas du regulateur 'PI'
 courbe n°3 : cas du regulateur 'P' avec boucle de
 courant dynamique.

Suivant que $i_d(t)$ est positif, nul ou négatif, le moteur est en régime de fonctionnement respectivement accéléré, stationnaire, ou décéléré. Ce qui justifie le nom de courant dynamique.

Ce courant n'est pas mesurable, mais il peut être reproduit à partir de la vitesse. De la relation (6.12) on peut écrire :

$$r_2 i_d(p) = k_e T_m p \Omega(p) \quad (6.13)$$

Le diagramme fonctionnel avec boucle de retour de courant dynamique est donné à la figure (6.6) .

Les transformées de LAPLACE de la variation de vitesse et de la variation de courant, lors d'une application brusque du couple résistant sont :

$$\frac{d\Omega}{\Delta\Omega_s} = \frac{-4T_c}{T_m} \cdot \frac{2T_c p (T_c p + 1)}{4T_c p [2T_c p (T_c p + 1) + 1] + 1} \quad 6.14$$

$$\frac{i}{I_s} = \frac{1 + 4T_c p}{4T_c p [2T_c p (T_c p + 1) + 1] + 1} \quad 6.15$$

La variation du courant présente un dépassement de 60% (fig 6.5, courbe 3), par contre la variation de la vitesse a une erreur statique nulle (fig 6.4, courbe 3) et une faible chute de vitesse à la première oscillation. De plus la réponse en vitesse est deux fois plus rapide que dans le cas du régulateur du type "P.I".

6 . 2 - REGLAGE POUR LES GRANDES VARIATIONS

Le réglage pour les grandes variations a pour but de fixer, les valeurs admissibles au gradient de la vitesse et au gradient du courant ; de même il assure une limitation de la valeur maximale du courant .

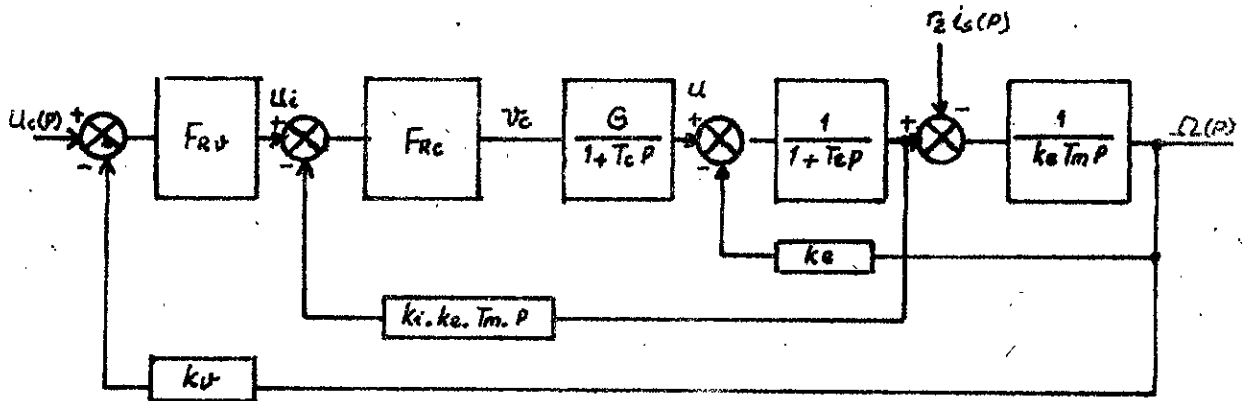


Fig 6.6 : Diagramme fonctionnel avec boucle de courant dynamique

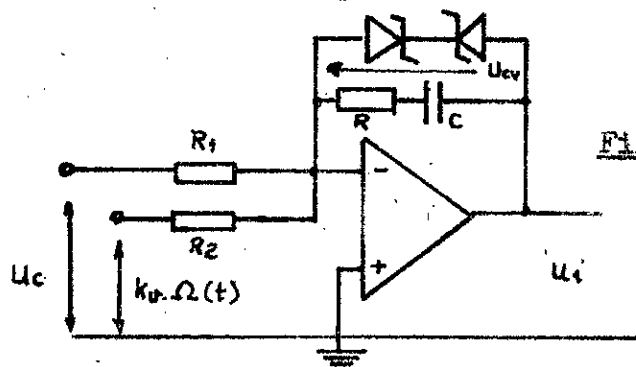
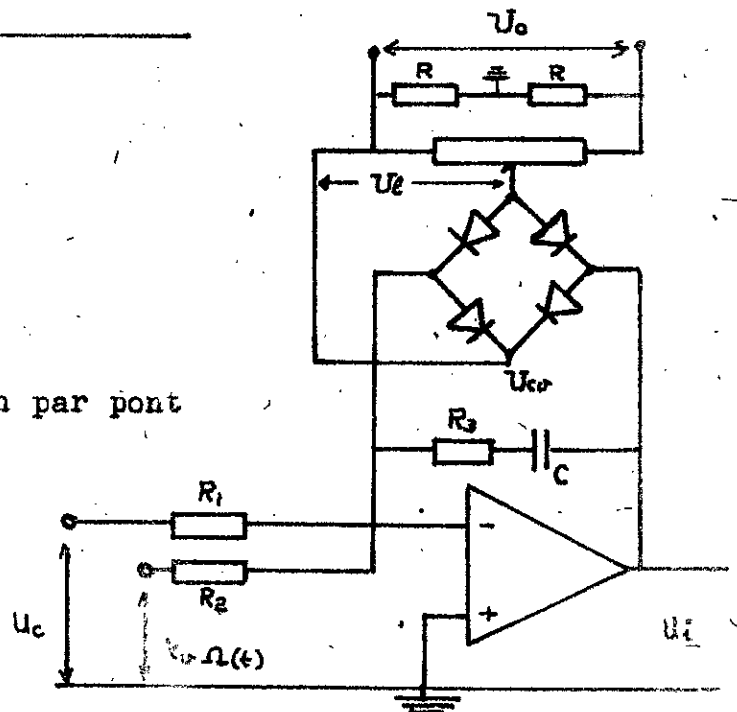


Fig 6.7 : Limitation par diodes Zener

Fig 6.8 : Limitation par pont de diodes



6.2.1 - Limitation du courant

La limitation du courant du moteur revient à limiter la tension à la sortie du régulateur de vitesse qui est aussi la tension de consigne du régulateur de courant .

Au niveau du régulateur de vitesse , la limitation est réalisée en shuntant la branche de contre-réaction de l'amplificateur opérationnel (fig 6.7) , soit par deux diodes Zener montées en opposition , soit par un pont de quatre diodes alimentées par une source à travers un potentiomètre (fig 6.8) .

Dans le cas de la figure (6.7) , tant que la tension U_{cv} est inférieure à la tension Zener U_Z de la diode , cette dernière est bloquée et le régulateur de vitesse travaille normalement . Mais dès que U_{cv} atteint U_Z , la diode Zener entre en conduction et maintient ainsi la tension U_{cv} constante indépendamment de l'augmentation de la tension d'entrée .

$$U_v = U_Z = U_i \quad (6.16)$$

Dans le cas de la figure (6.8) , la tension de sortie U_{cv} est comparée à la tension de référence U_e par l'intermédiaire du pont redresseur . Si U_{cv} est inférieure à U_e la limitation n'a pas lieu , elle apparait dès que U_{cv} est égal à U_e ; dans ce cas la tension de sortie du régulateur sera indépendante de la tension d'entrée du régulateur et sera maintenue constante .

$$U_v = U_e = U_i \quad (6.17)$$

Le changement de la valeur de limitation du courant se fait dans le cas de la figure (6.7) par le changement des diodes Zener correspondantes aux différentes valeurs du courant de limitation .

Tandis que que pour le schéma de la figure (6.8) , le changement de la valeur du courant de limitation se fait par le potentiomètre , sa position est réglée lors de la mise au point de la

régulation .

Durant le démarrage du moteur , la tension à l'entrée du régulateur est assez grande et on a :

$$(U_c - k_v \Omega(t)) F_{rv} > U_l \text{ (ou } U_z) \quad (6.18)$$

Dans cette condition la tension à la sortie du régulateur de vitesse aura une valeur constante , qui sera égale à la tension U_z ou U_l . Cela signifie que la boucle de retour de la vitesse n'a aucune influence sur le comportement du système . Seule la boucle de courant est en action et la valeur maximale du courant sera :

$$I_m = \frac{U_l}{r_2 k_i} \text{ ou } \frac{U_z}{r_2 k_i} \quad (6.19)$$

De la relation (6.19) , la valeur maximale du courant est fixée par la tension Zener , ou par la tension de référence :

6.2.2 - Fixation du gradient du courant

Pour imposer le gradient du courant , il suffit de fixer le gradient pour la variation de la consigne de courant , lequel est obtenu par l'utilisation d'un intégrateur de montée pour la consigne de courant . Ce dernier transforme une entrée en échelon en une rampe , dont la pente est choisie égale au gradient du courant .

L'intégrateur de montée est constitué par la mise en cascade d'un amplificateur et d'un intégrateur (fig 6.9) . L'amplificateur doit avoir un gain élevé , de telle sorte que la tension de sortie soit portée à la tension de saturation V_{sat} . L'intégrateur a une constante de temps τ_c choisie de telle manière :

$$\frac{V_{sat}}{\tau_c} = \left(\frac{di}{dt} \right)_m \quad (6.20)$$

$\left(\frac{di}{dt}\right)_m$: gradient maximal du courant admissible par le moteur

6.2.3 - Fixation du gradient de la vitesse

Imposer un gradient de vitesse, revient à fixer le couple dynamique qui s'exerce sur l'arbre du moteur au moment des accélérations ou des décélérations.

On peut réaliser la limitation du gradient de vitesse par deux méthodes différentes.

Dans la première méthode, en amont du régulateur de vitesse, on place en cascade l'élément limiteur constitué par un amplificateur à gain unité shunté par une diode Zener et l'élément intégral $1/\tau_v \cdot P$ (fig 6.10).

A l'entrée du limiteur est appliquée la tension donnée par la différence entre la tension de consigne U_c et le signal de la tension proportionnelle à la vitesse $k_v \Omega(t)$.

Dans la deuxième méthode, à l'entrée du système est placé un intégrateur de montée, la tension à l'entrée du limiteur est la différence entre la tension de consigne et le signal U_c prélevé à la sortie de l'intégrateur (fig 6.11).

Si le signal à l'entrée de l'élément de limitation est plus grand que la tension de référence U_z , alors on peut écrire les expressions suivantes :

$$\frac{U_z}{\tau_v \cdot P} \cdot F_v = \Omega(P) \quad (6.21)$$

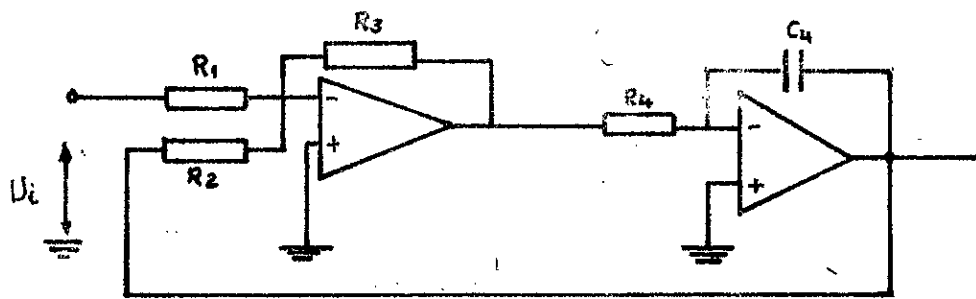


Fig 6.9 : Circuit de limitation du gradient de courant

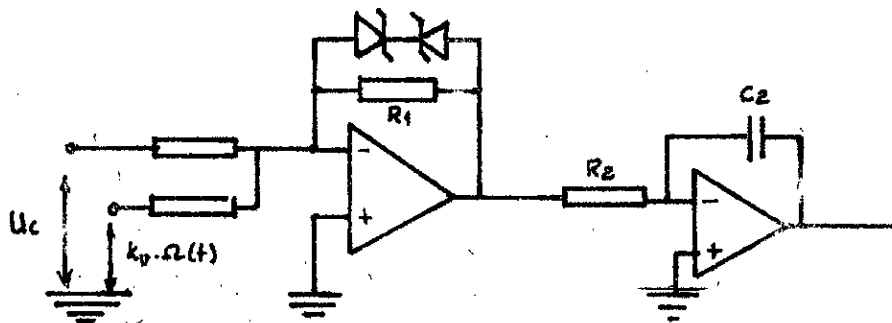


Fig 6.10 : Circuit de limitation du gradient de la vitesse

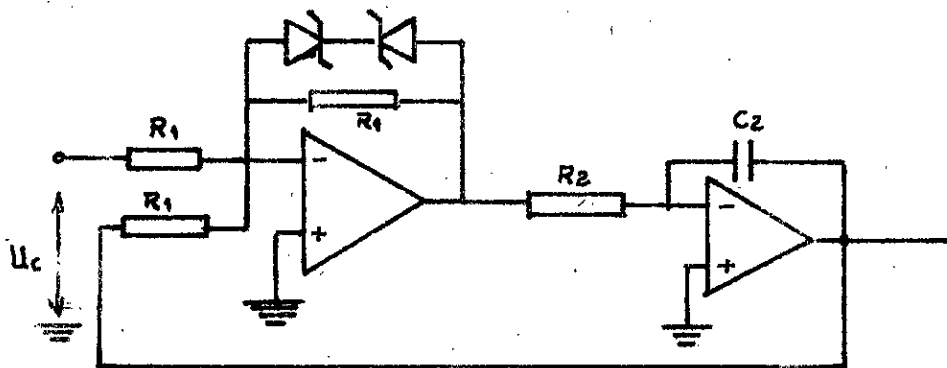


Fig 6.11 : Circuit de limitation du gradient de la vitesse

$$U_z \cdot \frac{T_m}{\tau_v} \cdot k_e \cdot F_v = r_2 \cdot i(p)$$

F_v : fonction de transfert de la boucle fermée de vitesse

Le courant permanent et la vitesse prennent les valeurs :

$$I_n = \frac{U_z}{\tau_v} \cdot \frac{T_m \cdot k_e}{r_2 \cdot k_v} \quad (6.23)$$

$$\Omega(t) = \frac{U_z}{\tau_v} \cdot \frac{4T_c}{k_v} \cdot \left(\frac{t}{4T_c} - 1 \right) \quad (6.24)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{U_z}{\tau_v} \cdot \frac{4T_c}{k_v} \quad (6.25)$$

On fixe le rapport (U_z/τ_v) de telle façon à maintenir un courant voisin du courant nominal I_n de la relation (6.23). Puis à partir de la valeur de la tension Zener de la diode utilisée, on impose la constante de temps τ_v afin que le gradient de la vitesse soit admissible.

6.3 - SIMULATION DE LA REGULATION EN REGIME DES GRANDES VARIATIONS

6.3.1 - Algorithme des régulateurs

La première opération consiste à calculer l'écart entre la vitesse réelle du moteur et la vitesse de référence. Ensuite il faut effectuer la correction ; le régulateur de vitesse élabore le signal /18/ :

$$U_v(t) = k_{vp} \cdot e_v(t) + k_{vi} \int_0^t e_v(t) \cdot dt \quad (6.26)$$

Pour une simulation numérique, l'intégration est réalisée en utilisant une approximation rectangulaire :

$$\int_0^t e_v(t) dt = h \sum_{i=0}^n e_v(i, h), \text{ où } t = n.h \quad (6.27).$$

Le régulateur numérique équivalent est donc :

$$U_v(n, h) = k_{vp} \cdot e_v(n, h) + k_{vi} \cdot h \sum_{i=0}^n e_v(i, h) \quad (6.28)$$

L'algorithme définitif est obtenu en introduisant :

$$S_v(n, h) = \sum_{i=0}^n e_v(i, h) = S_v[(n-1)h] + e_v(n, h) \quad (6.29)$$

d'où :

$$U_v(n, h) = k_{vp} \cdot e_v(n, h) + k_{vi} \cdot h \cdot S_v(n, h)$$

De même manière le régulateur de courant aura pour algorithme :

$$S_c(n, h) = \sum_{i=0}^n e_c(i, h) = S_c[(n-1)h] + e_c(n, h) \quad (6.30)$$

$$V_c(n, h) = k_{cp} \cdot e_c(n, h) + k_{ci} \cdot h \cdot S_c(n, h) \quad (6.31)$$

Dans ces dernières relations $e_c(t)$ est l'écart entre le courant réel et le courant de référence.

6.3.2 - Programme de la simulation

Le programme principal de simulation (SIMUL) est donné à la figure (6.12). Il comprend les sous-programmes " REGULATION ", " ALLUMAGE 0 " et " ALLUMAGE 1 " .

A partir des conditions initiales, le sous-programme " ALLUMAGE 0 " détermine le thyristor qui entre en conduction aux premiers

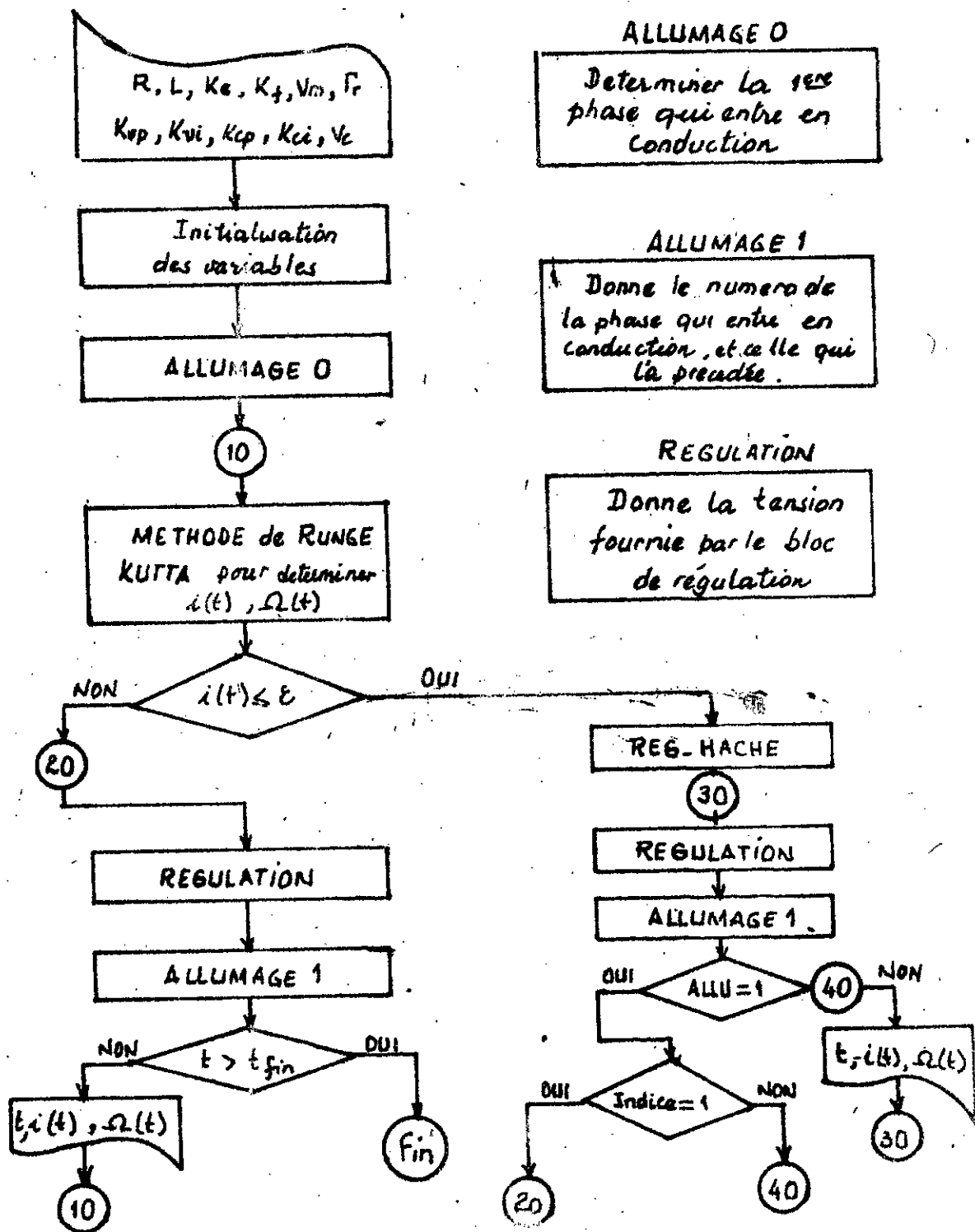


Fig. 6.12

instants de la mise sous tension du système .

A la séquence suivante , on calcule le courant $i(t)$ et la vitesse $\Omega(t)$ par la méthode de RUNGE - KUTTA du 4^{ème} ordre. Si le courant est nul , le régime du courant est discontinu et le sous-programme " REG-HACHE " se charge du calcul de $i(t)$ et $\Omega(t)$ tant que l'allumage n'a pas eu lieu . La condition d'allumage est détectée par la condition indice = 1 et allu = 1 .

Dans le cas du régime continu à chaque paire $i(t), \Omega(t)$, on évalue la tension à la sortie du bloc de régulation par le sous-programme " REGULATION " , ensuite on détecte la phase qui entre en conduction par le sous-programme " ALLUMAGE 1 " .

Le sous-programme " TENSION DE SORTIE " , calcule les six tensions $v(1), v(2), v(3), v(4), v(5)$ et $v(6)$ fournies par les six phases (fig 6.13) .

Le sous-programme " TENSION DE SYNCHRONISATION " , calcule à un instant donné , les six valeurs des tensions de synchronisation (fig 6.14) : $v_{a1}, v_{a2}, v_{a3}, v_{a4}, v_{a5}, v_{a6}$ et $v_{a'}$.

Le sous-programme " REGULATION " (fig 6.16) , élabore , à partir des variations transmises par le programme principal , la tension de commande v_c . Les grandeurs variables sont le temps t , la vitesse $\Omega(t)$ et le courant $i(t)$. Les constantes sont , les coefficients de l'action proportionnelle et intégrale des régulateurs de vitesse et de courant k_{vp}, k_{vi}, k_{cp} et k_{ci} , la constante de temps τ_m , les tensions de saturation V_{sat} et de limitation U_l . A partir de la tension d'écart $e_v(t)$, on élabore la tension $e_{rv}(t)$ du régulateur de vitesse " P.I " , cette dernière est limitée à U_l ; qui devient à son tour tension de consigne pour le régulateur de courant . L'écart e_{ci} est amplifié par le coefficient k_{op} , le signal obtenu est limité à la tension de saturation V_{sat} de l'amplificateur . Le régulateur fournit à sa sortie la tension de commande v_c .

Fig 6.14

Sous programmes
TENSION DE SYNCHRONISATION

$$\begin{aligned} x &= \omega \cdot t \\ x_c &= 2/\pi \cdot (x - k \cdot 2\pi) \\ v_{a1} &= 5/3 - x_c \\ v_{a2} &= 7/2 - x_c \\ v_{a3} &= 3 - x_c \\ v_{a4} &= 11/3 - x_c \\ v_{a5} &= 13/3 - x_c \\ v_{a6} &= 1 - x_c \\ v'_{a5} &= 1/3 - x_c \end{aligned}$$

Retour

Fig 6.13

Sous-programme
TENSION DE SORTIE

$$\begin{aligned} v(1) &= V_m \cdot \sin(\omega t) \\ v(2) &= V_m \cdot \sin(\omega t - \pi/3) \\ v(3) &= V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ v(4) &= -v(1) \\ v(5) &= -v(2) \\ v(6) &= -v(3) \end{aligned}$$

Retour

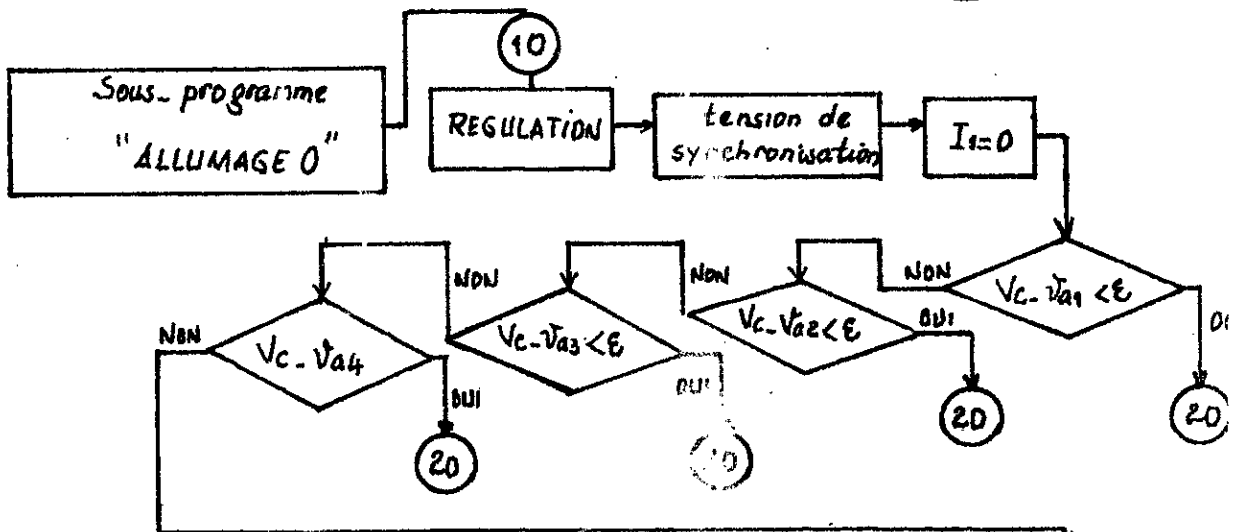


Fig 6.15

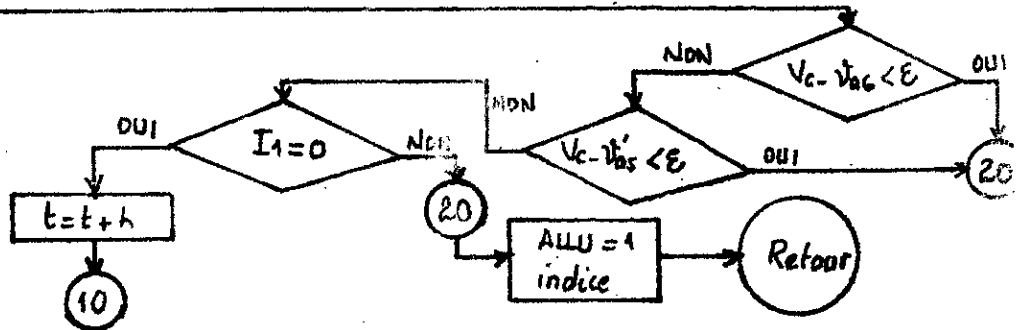
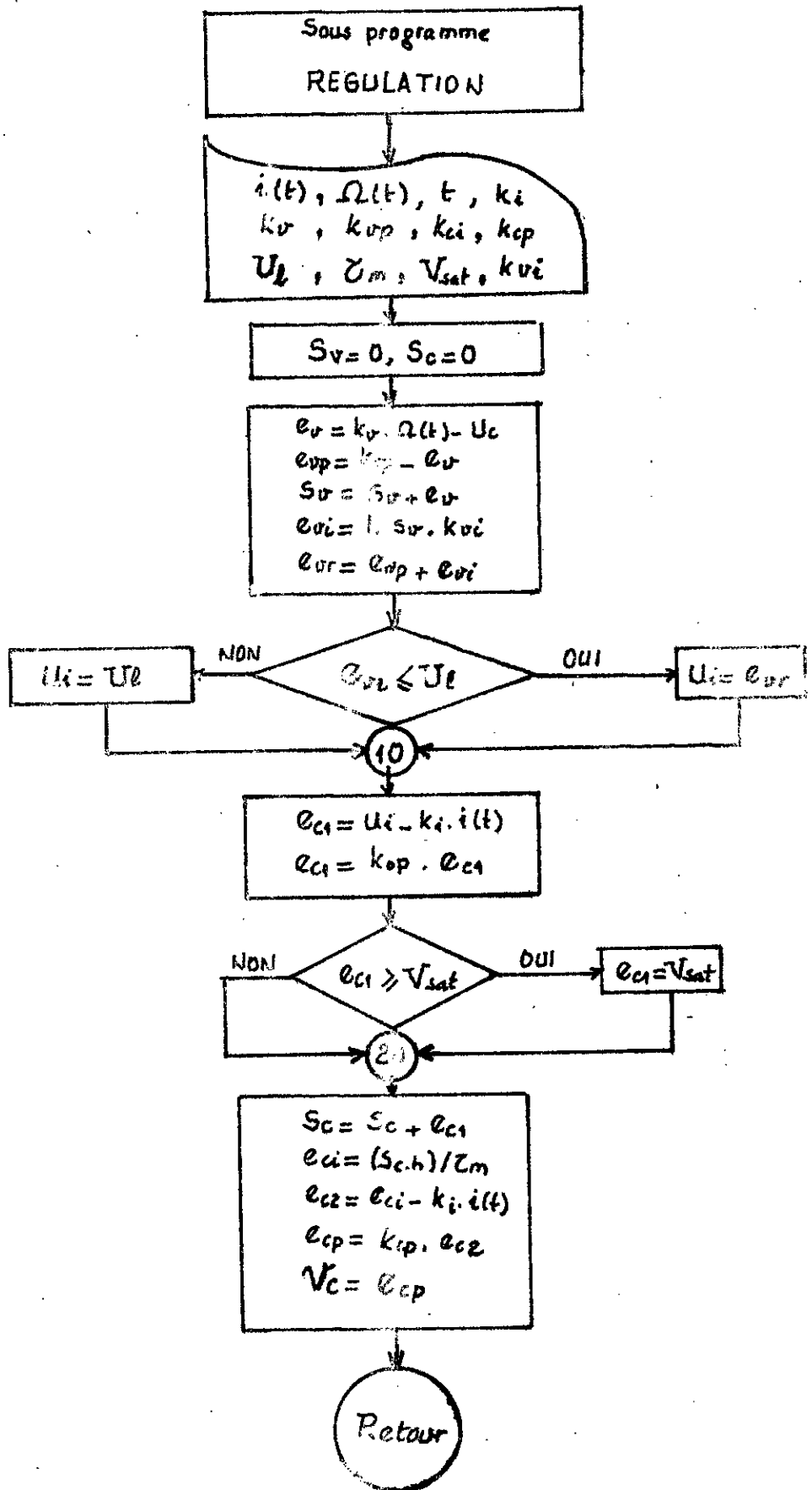


FIG 6.16



Le sous-programme "ALLUMAGE 0" détecte (fig 6.15) l'intersection de la tension de commande V_c , avec l'une des six tensions de synchronisation , cette intersection correspond à la production d'une impulsion d'allumage . Lorsque cet événement a lieu les indicateurs allu et indice sont portés à la valeur unité . De plus le numéro de la phase qui reçoit l'impulsion d'allumage est transmis par l'intermédiaire de l'indice I_1 .

Le sous-programme "ALLUMAGE 1" (fig 6.17) , recherche également l'intersection de la tension de commande V_c avec l'une des six tensions de synchronisation . Lorsque cet événement apparaît , l'indice I_1 stocke le numéro de la phase qui reçoit l'impulsion , et l'indice I_0 celui de la phase qui conduisait auparavant . L'entrée en conduction du thyristor correspondant à la phase qui reçoit l'impulsion n'est effective que si $V_T > 0$, à ce moment l'indicateur allu prend la valeur unité . S'il n'y a pas d'intersection , l'indicateur indice prend la valeur 0 .

6.3.3 - Exploitation du programme

Nous avons appliqué ce programme à la régulation du moteur à courant continu , dont l'identification a été donnée au chapitre 1 . Nous avons déterminé les éléments des régulateurs , ce qui revient à évaluer les coefficients k_{vp} , k_{vi} , k_{cp} et k_{ci} . Nous avons choisi de limiter le courant à sa valeur nominale , et son gradient à 200 A / s .

Au démarrage , les réponses du moteur à une consigne de vitesse de $0,5 N_n$ sont visualisées à la figure (6.18) . Il apparaît que le courant varie avec une pente constante jusqu'à atteindre le courant maximal I_n . Et stationne à cette valeur jusqu'à ce que la vitesse ait atteint la valeur de consigne . A ce moment le courant oscille en respectant le gradient imposé par la régulation , puis se stabilise à la valeur permanente . La vitesse oscille très faiblement avant d'atteindre la valeur de consigne

Fig. 6.17

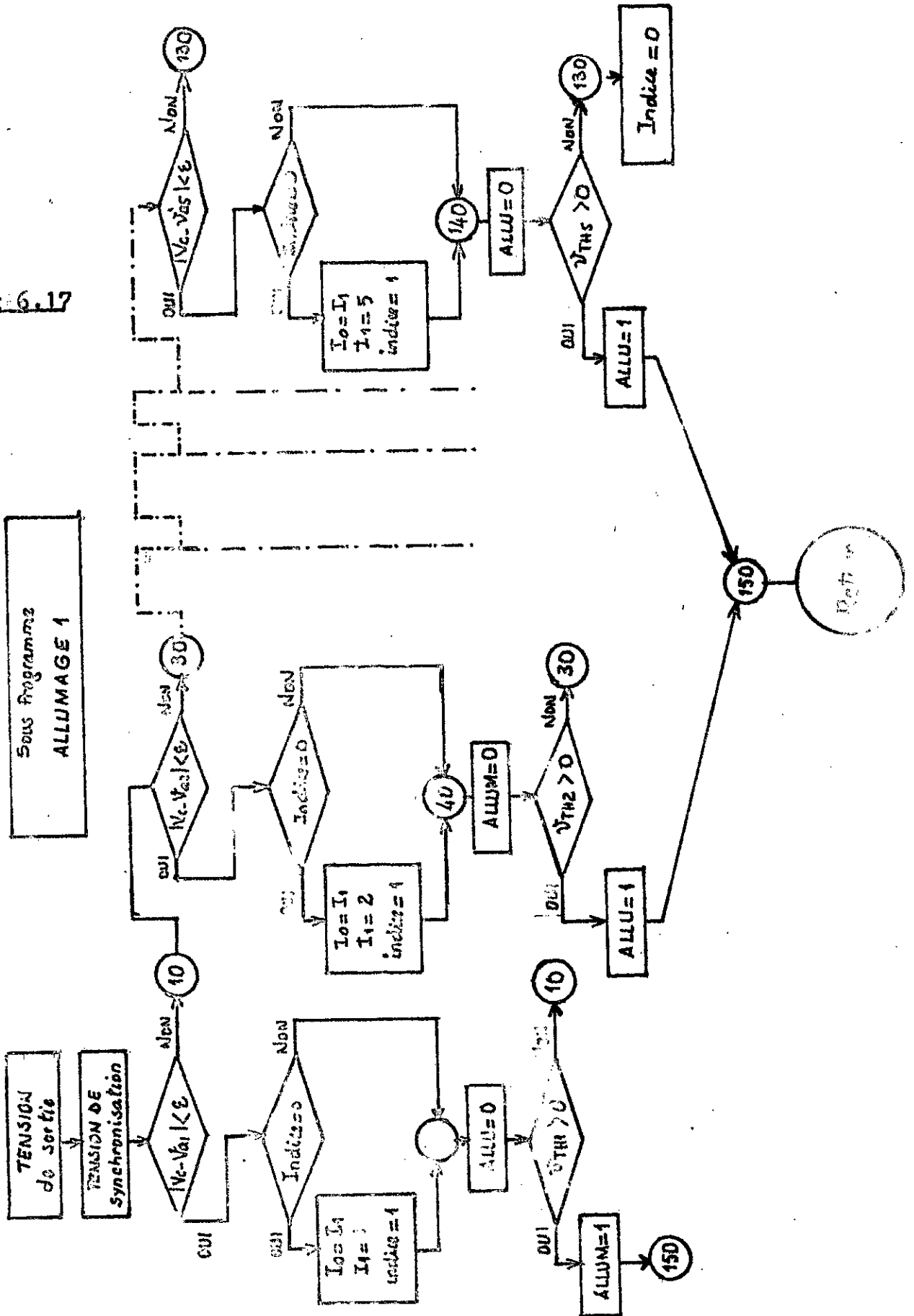


fig 6.18a

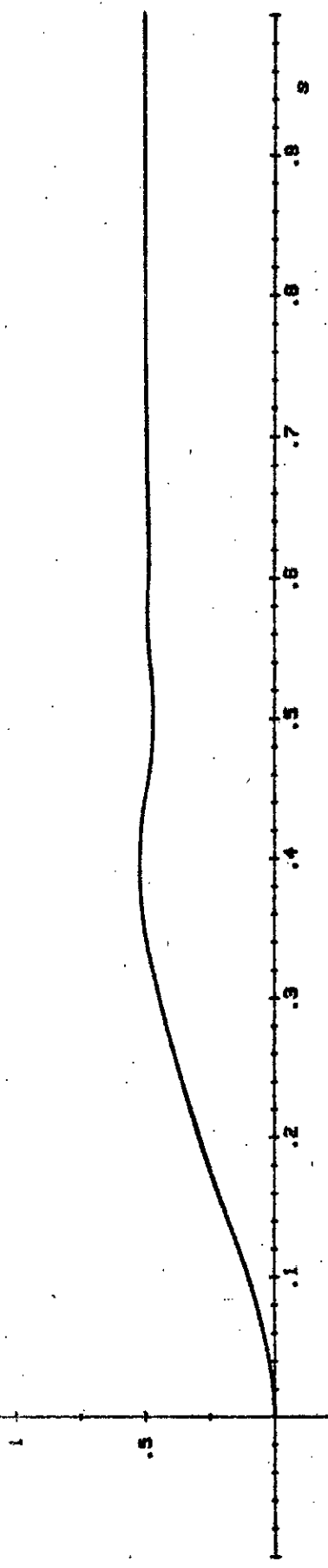
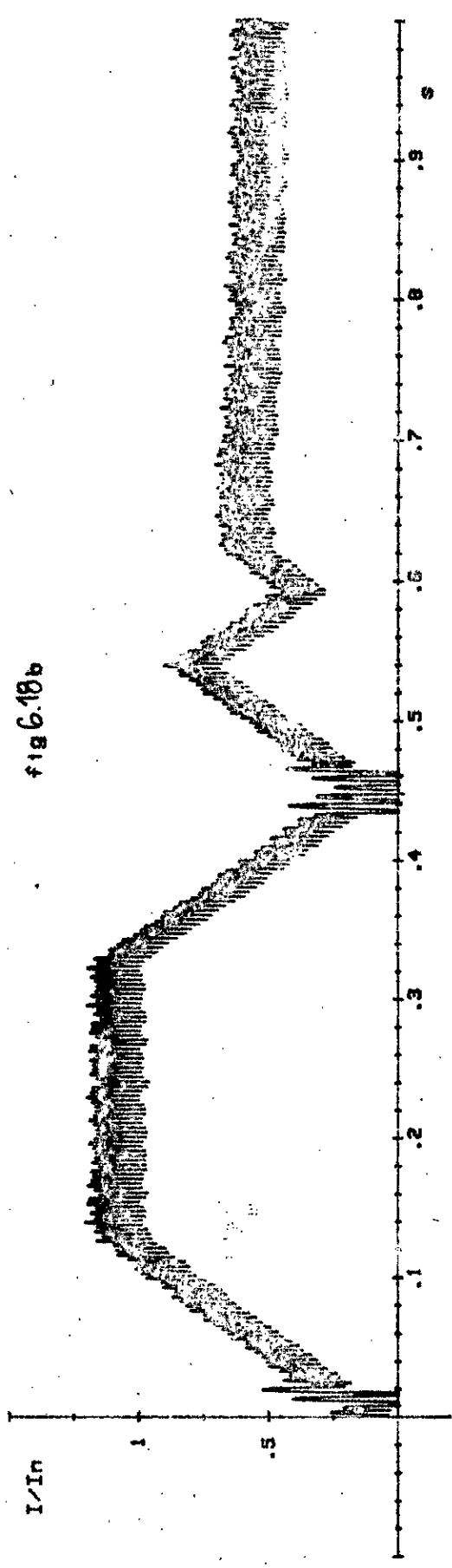


fig 6.18b



COURBES DE DEMARRAGE EN CHARGE AVEC REGULATION

POUR $U_c = 3.5$ Volts

fig 6.18 a : courbe de la vitesse fig 6.18b : courbe du courant

CONCLUSION

C O N C L U S I O N

Nous avons , dans ce travail , abordé , pour trois types de convertisseurs le régime discontinu du système convertisseur - moteur à vitesse constante et au démarrage , et enfin donné un type de régulation adéquat .

Dans un premier temps , nous avons établi l'expression du courant en régime discontinu et à vitesse constante et étudié ses propriétés (gradient , spectre , taux d'ondulation) avec ou sans diode de roue libre , et pour différentes valeurs d'inductance .

Il en ressort que le fonctionnement à pleine charge est avantageux du fait que , quelque soit le type de redresseur :

- le régime discontinu apparait aux faibles charges ;
- en faible charge toujours , le taux d'ondulation est très important ;
- l'amplitude du premier harmonique croît avec la diminution de la charge .

La pointe du gradient du courant est prohibitive à angle d'allumage voisin du point de commutation naturelle , et diminue avec l'accroissement de l'angle d'allumage pour être admissible aux environs de 180° .

Le moteur absorbe un courant d'autant moins ondulé et chauffe d'autant moins que son alimentation est assurée dans l'ordre par les redresseurs : pont monophasé , étoile triphasé et étoile hexaphasé (ou pont triphasé) .

L'adjonction d'une inductance sur le circuit d'induit permet :

- de diminuer la pointe du gradient voire de le ramener à

des valeurs admissibles ;

- d'augmenter la plage de conduction continue du courant par le redresseur en pont monophasé et le redresseur étoile triphasé
- d'étouffer les harmoniques en particulier dans le cas du pont monophasé et du redresseur triphasé .

La diode de roue libre n'a aucun effet sur les pointes du courant et son gradient , elle permet cependant :

- d'allonger la plage de conduction continue ;
- d'affaiblir le taux d'ondulation à faible charge du moteur .
- de diminuer l'amplitude des harmoniques .

Dans un second temps , en régime discontinu à vitesse variable , il s'est avéré nécessaire d'étudier les différents modes de conduction de l'ensemble convertisseur-moteur avec ou sans D.R.L . Cette analyse appliquée au régime de démarrage du moteur nous a permis de mettre en évidence les contraintes électriques et mécaniques subies par le moteur .

Enfin , en dernier lieu nous avons montré que par une régulation multibouclée dotée d'un limiteur de courant et avec imposition du gradient , il a été possible de ramener les contraintes ci-dessus énoncées à des limites admissibles .

La régulation en cascade adoptée , dont nous avons déterminé les régulateurs de courant et de vitesse , permet une stabilité même sous l'action de la perturbation qui est la charge du moteur .

Quoiqu'elle atténue les contraintes , la régulation analogique reste néanmoins insuffisante quand à la minimisation de l'énergie lors des transferts de vitesse . De ce fait les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers des commandes optimales numériques /19/ , /20/ .

des valeurs admissibles ;

- d'augmenter la plage de conduction continue du courant pour le redresseur en pont monophasé et le redresseur étoile triphasé ;
- d'étouffer les harmoniques en particulier dans le cas du pont monophasé et du redresseur triphasé .

La diode de roue libre n'a aucun effet sur les pointes du courant et son gradient , elle permet cependant :

- d'allonger la plage de conduction continue ;
- d'affaiblir le taux d'ondulation à faible charge du moteur
- de diminuer l'amplitude des harmoniques .

Dans un second temps , en régime discontinu à vitesse variable , il s'est avéré nécessaire d'étudier les différents modes de conduction de l'ensemble convertisseur-moteur avec ou sans D.R.L . Cette analyse appliquée au régime de démarrage du moteur nous a permis de mettre en évidence les contraintes électriques et mécaniques subies par le moteur .

Enfin , en dernier lieu nous avons montré que par une régulation multibouclée dotée d'un limiteur de courant et avec imposition du gradient , il a été possible de ramener les contraintes ci-dessus énoncées à des limites admissibles .

La régulation en cascade adoptée , dont nous avons déterminé les régulateurs de courant et de vitesse , permet une stabilité même sous l'action de la perturbation qui est la charge du moteur .

Quoiqu'elle atténue les contraintes , la régulation analogique reste néanmoins insuffisante quand à la minimisation de l'énergie lors des transferts de vitesse . De ce fait les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers des commandes optimales numériques /19/ , /20/ .

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

- /1/ V.A. NAYDIS , L.M. POLIAKOV et B.Y. CHKOVSKY
Analyse des schémas de puissance des convertisseurs à thyristors
Electricité n° 10 , MOSCOU 1970 , pp 33-34 .
- /2/ R.J. DISTER et S.G. MUNSHI
~~Critisal~~ Inductance and controlles rectifiers
Powers semi-conductors applications ; Vol 1; General considerations, I E E E Press, New-York , 1973 , pp 91-95 .
- /3/ C.E.M.
Alimentation des moteurs à courant continu
Publication interne , C.E.M ; France , 1979 .
- /4/ G. MAGETTO
Le thyristor : définitions , protections , commandes
Eyrolles - Editeur , Paris , 1971 .
- /5/ H. BÜHLER
Electronique de puissance
DUNOD , Paris , 1981 .
- /6/ B.S. DEWAN
Power semi-conductors circuits
JOHN WILEY , New-York , 1973 .
- /7/ R. ZWICKY
Perturbations engendrées par des phénomènes périodiques
Comptabilité électromagnétique ; Presse Polytechnique Romande ; Lausanne , 1983 .

- /8/ K. SCHMUCK
Réaction des redresseurs à indice de pulsation six à commande séquentielle sur le réseau
Revue BROWN BOVERI ; Tome 58 , pp 514-520 , Nov 1971 .
- /9/ NARESH K.SINHA , COLIN D. DICINZO et BARNA SZABADOS
Modeling of D.C motors for control applications
I E E Trans on Industrial Electronics and Control Instrumentations , Vol I E C I - 21 , n° 2 , Mai 1974 .
- /10/ A. BELLINI , A. DECARLI et M. LACAVA
System theory approach analysis of converting feed systems
Proceeding Part. 2 , International Conference on Electrical Machines , Brussels , E1/1 , Sept. 11 , 12 et 13 1978 .
- /11/ R. LEDOEUF et C. IUNG
Problèmes de simulation numérique d'ensemble convertisseur - machines à commande
R G E Oct. 1982 , page 698 .
- /12/ MARIUZ J. NIENIEWSKI et RICHARD S. MARLAW
Digital simulation of an SCR - driven D.C motors
I E E E Transactions on Industrial Applications , Vol IA - 14 , n° 4 , July/August 1978 .
- /13/ B. CARNAHAN , H.A. LUTHER et J.O. WIKES
Applied numerical methods
JOHN WILEY , New-York , 1969 .
- /14/ R. CHAUPRADE
Commande des moteurs à courant continu
Eyrolles , Paris , 1979 .

- /15/ H. BÜHLER
Electronique de commande et de réglage
DUNOD , Paris , 1979 .
- /16/ C. IUNG , J.P. LOUIS et V. GELEZEVICIUS
Analysis of the validity of linear approximation for the
regulation of D.C motor fed AC/DC converters
Proceedings , Part 2 , International Conference on Elec-
trical Machines , Brussels , 1978 , EI/2 .
- /17/ P. THERME
Regulation de vitesse d'un moteur à courant continu
Conférence I N P L , Nancy , 1973 .
- /18/ CHI-FANCHEN et I. JOHN HAAS
Elements of Control systems analysis
Prentice - Hall , Engle - Wood , 1968 .
- /19/ R. FEUILLET
Commande de vitesse et optimisation énergétique par micro-
processeur
Thèse de Docteur Ingénieur , Grenoble , 1979 .
- /20/ R. FEUILLET , H. LE HUY et M. NOUGARET
Energy optimisation with a microproces or control sys-
tem for direct drive electric vehicule
Communication in Symposium International I A S T E D
" Modelshiny , planing and decision in energy systems "
Montreux , 19 - 21 Juin 1979 .