

FILIERE D'INGENIEUR EN
Eléctrotechnique

E.N.P.A



PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET :

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
COMMANDE ELECTRIQUE
D'UNE MACHINE
D'EXTRACTION DE MINE

PROPOSE PAR : Docteur
V. Boutenko

REALISE PAR : A. Bensenouci
M. E. Aggoune

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
-o-o-o-o-o-

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger
-o-o-o-o-o-

(U . S . T . H . B .)

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'Electricité

(Filière d'Ingénieur en Electrotechnique)

-o-o-o-o-o-

Projet De Fin d'Etudes

COMMANDE ELECTRIQUE
D'UNE MACHINE D'EXTRACTION DE
MINE

Sujet Proposé Par :

Mr. V. Boutenko

Etudié Par :

Mr. Bensenouci Ahmed

Mr. Aggoune M. El-Hadi

PROMOTION JUIN 1981

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

« وَفَوْقَ كُلِّ ذِي عِلْمٍ
عَلِيمٌ »

صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ

سورة يوسف (٧٦)

-o- REMERCIEMENTS -o-

Nous tenons à remercier Mr. V. Boutenko qui nous a suivi
et guidé dans l'élaboration de ce projet .

Que tous les professeurs qui ont contribué de près ou de loin
à notre formation trouvent ici notre vive reconnaissance .

-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

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

Dans l'industrie moderne, on trouve un grand nombre de machines fonctionnant à vitesses variables .

Dans ce groupe il faut ranger les machines-outils qui travaillent les métaux par enlèvement de matière, les laminoirs, les ponts roulants et les dispositifs de manutention, ainsi que les différentes machines des industries papetière, minière, textile,...

Dans les machines d'extraction, il faut réduire la vitesse lors de l'approche du point d'arrêt pour assurer une décélération progressive et un arrêt précis à l'endroit requis .

Dans ce cas, pour obtenir une productivité élevée, il faut assurer le réglage de la vitesse lequel est assuré par une action dirigée sur le moteur d'entraînement .

Le principal moteur utilisé est le moteur électrique, et par conséquent, le principal type de commande est la commande électrique qui comporte souvent des convertisseurs d'énergie électrique (thyristors, redresseurs, blocs génératrice-moteur,...etc) destinés à rendre plus aisé le contrôle des installations et à donner aux caractéristiques du système de commande la forme requise .

Chapitre I

I.1 Description de la machine d'extraction

La figure I-1 représente le schéma cinématique d'une machine d'extraction de mine avec un câble équilibré et une poulie de frottement .

I et II sont des cages dans lesquelles la charge utile G monte ou descend,

R_f : est la poulie de frottement directement accouplée au moteur de commande .

R_g : sont les poulies de guidage .

Le câble qui embrasse la poulie de frottement est mis en mouvement par le moteur . Il est évident que le système fonctionnera seulement lorsque le câble ne patinera pas sur la poulie . Cette condition est réalisée grâce au grand angle de la poulie embrassée par le câble . Cet angle est généralement compris entre 200° et 270° .

Les principales données de la machine d'extraction sont :

Profondeur du puit	$H = 915 \text{ m}$
Pesanteur de la charge utile	$G = 58,8 \text{ KN}$
Pesanteur de chaque cage	$G_{\text{cage}} = 47,75 \text{ KN}$
Pesanteur des berlines par cage	$G_b = 29,4 \text{ KN}$
Pesanteur totale du câble principal d'équilibrage par mètre	$G_{\text{câble}} = 106 \text{ N/m}$
Diamètre de la poulie de frottement	$d_{pf} = 6,44 \text{ m}$
Pesanteur de la poulie de frottement	$G_{pf} = 143 \text{ KN}$
Diamètre d'inertie de la poulie de frottement....	$D_{pf} = 0,67 \cdot d_{pf}$
Diamètre des poulies de guidage	$d_{pg} = 5 \text{ m}$
Pesanteur de chaque poulie de guidage	$G_{pg} = 47,5 \text{ KN}$
Diamètre d'inertie de la poulie de guidage.....	$D_{pg} = 0,7 \cdot d_{pg}$
Vitesse nominale de la machine d'extraction.....	$v_{pg} = 16 \text{ m/s}$
Accélération lors de la montée	$a_1 = 0,89 \text{ m/s}^2$
Décélération lors de la montée	$a_2 = 1 \text{ m/s}^2$
Durée du cycle	$t_c = 89,2 \text{ s}$
Rendement de la machine d'extraction	2520 KN/h

On tient compte du frottement en augmentant la charge de 20 %.
La commande est réalisée par 2 moteurs calés sur le même arbre avec la poulie de frottement .

Le coefficient de surcharge instantané suivant couple = 2.

La commande de la machine d'extraction nécessite:

- le calcul de la puissance de chaque moteur .
- la construction des diagrammes de charge .

I-1-a) Calcul de la puissance de chaque moteur

On choisit préalablement la puissance approximative des moteurs en se servant de la formule:

$$P = k.G'.v_n \cdot 10^{-3} \quad \text{Kw}$$

$G' = G/n = 1,2.G$ où n est le rendement de la machine d'extraction .

v_n = vitesse nominale, en m/s

G' = pesanteur conventionnelle, en N, qui tient compte du rendement de la machine d'extraction .

$k = (1,2 + 1,25)$: coefficient qui tient compte des couples dynamiques, en prendra $k = 1,25$.

D'où $P = 1,25 \cdot 1,2 \cdot G \cdot v_n \cdot 10^{-3} = 1,25 \cdot 1,2 \cdot 58,8 \cdot 10^3 \cdot 16 \cdot 10^{-3} = 1400 \text{ Kw}$.

On adopte comme puissance unitaire des moteurs: 700 Kw .

I-1-b) Construction des diagrammes de charge

La vitesse nominale du moteur est:

$$w = \frac{2 \cdot v_n}{d_{pf}} = 2 \cdot 16 / 6,44 = 4,96 \text{ rd/s} \quad (\text{ou } 47,5 \text{ tr/min}) .$$

Pour un moteur de 700 Kw tournant à 4,96 rd/s, les caractéristiques donnent son moment d'inertie $J = 27,3 \cdot 10^3 \text{ Kgm}^2$. Le moment d'inertie des deux moteurs est donc: $2J = 54,6 \cdot 10^3 \text{ Kgm}^2$.

On détermine le couple résistant en fonction de la circonférence de la poulie de frottement:

$$C_s = F_s \cdot R_{pf} \quad \text{où } F_s = 1,2 \cdot G .$$

$R_{pf} = d_{pf} / 2$ = rayon de la poulie de frottement, en m .

F_s = l'effort théorique sur la circonférence de la poulie de frottement .

$$C_s = 1,2 \cdot G \cdot d_{pf} / 2 = 1,2 \cdot 58,8 \cdot 10^3 \cdot 6,44 / 2 = 227 \text{ KNm} .$$

Le diagramme de vitesse $n = f(t)$ pour un cycle est donné sur la fig. I.1 .

La durée de l'accélération .

$$t_1 = v_n/a_1 = 16/0,89 = 18 \text{ s}$$

Le chemin parcouru par la cage pendant l'accélération

$$h_1 = a_1 \cdot t_1^2 / 2 = 144,3 \text{ m}$$

La durée de décélération

$$t_3 = v_n/a_3 = 16/1 = 16 \text{ s}$$

Le chemin parcouru par la cage durant la décélération

$$h_3 = a_3 \cdot t_3^2 / 2 = 1 \cdot 16^2 / 2 = 128 \text{ m}$$

Le chemin parcouru à vitesse permanente

$$h_2 = H - h_1 - h_3 = 915 - 144,3 - 128 = 642,7 \text{ m}$$

La durée du mouvement à vitesse constante

$$t_2 = h_2/v_n = 642,7/16 = 40,2 \text{ s}$$

La durée de pause

$$t_4 = t_c - t_1 - t_2 - t_3 = 89,2 - 18 - 40,2 - 16 = 15 \text{ s}$$

Pour déterminer le couple dynamique cherchons le moment d'inertie commun du système ramené à l'arbre du moteur .

Le moment d'inertie de la poulie de frottement

$$J_{pf} = m_{pf} \cdot (D_{pf}/2)^2 = G_{pf} \cdot D_{pf}^2 / 4 \cdot g = 69,5 \cdot 10^3 \text{ Kgm}^2$$

Le moment d'inertie de la poulie de guidage

$$J_{pg} = m_{pg} \cdot (D_{pg}/2)^2 = 14,8 \cdot 10^3 \text{ Kgm}^2$$

La vitesse de rotation de la poulie de guidage

$$w_{pg} = 2 \cdot v_n / d_{pg} = 2 \cdot 16 / 5 = 6,4 \text{ rd/s}$$

Le moment d'inertie des deux poulies de guidage réduit à l'arbre

$$2 \cdot J_{pg} \cdot (w_{pg}/w_n)^2 = 2 \cdot 14,8 \cdot 10^3 \cdot (6,4/4,96)^2 = 49,5 \cdot 10^3 \text{ Kgm}^2$$

Le moment d'inertie total réduit des parties tournantes du système

$$J_1 = (54,6 + 69,5 + 49,5) \cdot 10^3 = 173,6 \cdot 10^3 \text{ Kgm}^2$$

Le poids des parties du système qui effectuent un mouvement de translation

$$G_{tot} = G + 2 \cdot G_{cage} + 2 \cdot G_b + G_{câb} \cdot L_{câb}$$

où

$$L_{câb} = 2 \cdot H + 90 = 1920 \text{ m}$$

(les 90 mètres complémentaires tiennent compte de l'embrasement de la poulie de frottement et des poulies de guidage)

$$G_{\text{tot}} = 58,8 + 2.47,75 + 2.29,4 + 0,106.1920 = 416,7 \text{ KN}$$

Le moment d'inertie total réquit des masses du système effectuant un mouvement de translation

$$J_2 = G_{\text{tot}} \cdot v_n^2 / 9,81 \cdot w_m^2 = 416,7 \cdot 16^2 \cdot 10^3 / 9,81 \cdot 4,96^2 = 442 \cdot 10^3 \text{ Kgm}^2$$

Le moment d'inertie réduit du système entier

$$J = J_1 + J_2 = 615,6 \cdot 10^3 \text{ Kgm}^2$$

Le couple dynamique du système de commande lors de l'accélération

$$C_{J.\text{ac.}} = J \cdot \frac{dw}{dt} = 615,6 \cdot 10^3 \cdot 4,96 / 18 = 171 \cdot 10^3 \text{ Nm}$$

Le couple dynamique du système de commande lors de la décélération

$$C_{J.\text{déc.}} = -J \cdot \frac{dw}{dt} = -615,6 \cdot 10^3 \cdot 4,96 / 16 = -190,5 \cdot 10^3 \text{ Nm}$$

Le couple développé par les moteurs

$$C = C_s + C_J$$

<u>Accélération</u>	$t_1 = 18 \text{ s}$	$C_1 = 227 + 171 = 398 \text{ KNm}$
<u>Régime permanent</u>	$t_2 = 40,2 \text{ s}$	$C_2 = 227 + 0 = 227 \text{ KNm}$
<u>Décélération</u>	$t_3 = 16 \text{ s}$	$C_3 = 227 - 190,5 = 36,5 \text{ KNm}$
<u>Pause</u>	$t_4 = 15 \text{ s}$	$C_4 = 0 \text{ KNm}$

A partir des données obtenues, on trace sur la figure I.2 le diagramme de charge du système de commande : $C = f(t)$ pour un cycle de travail, on y a tracé aussi le graphique des puissances sur l'arbre des moteurs .

$$P_m = C \cdot w_m \cdot 10^{-3} \text{ Kw}$$

<u>Accélération</u>	$C_1 = 398 \text{ KNm}$	$P_{m1} = 398 \cdot 4,96 = 1978 \text{ Kw}$
<u>Régime permanent</u>	$C_2 = 227 \text{ KNm}$	$P_{m2} = 227 \cdot 4,96 = 1130 \text{ Kw}$
<u>Décélération</u>	$C_3 = 36,5 \text{ KNm}$	$P_{m3} = 36,5 \cdot 4,96 = 182 \text{ Kw}$
<u>Pause</u>	$C_4 = 0 \text{ KNm}$	$P_{m4} = 0 \text{ Kw}$

A partir du diagramme de charge, on détermine le couple équivalent

$$C_{\text{éq}} = \left(\frac{C_1^2 \cdot t_1 + C_2^2 \cdot t_2 + C_3^2 \cdot t_3 + C_4^2 \cdot t_4}{0,75 \cdot t_1 + t_2 + 0,75 \cdot t_3 + 0,5 \cdot t_4} \right)^{1/2} = 260 \text{ KNm}$$

0,5 et 0,75 sont des coefficients qui tiennent compte de la détérioration des conditions de ventilation .

La vérification du moteur à la surcharge donne

$$C_1/C_{\text{éq}} = 398/260 = 1,52 \text{ inférieur au coefficient de surcharge } 2$$

La puissance équivalente des deux moteurs est

$$P_{\text{éq}} = C_{\text{éq}} \cdot w_m \cdot 10^{-3} = 260 \cdot 4,96 = 1290 \text{ Kw qui est inférieure à } 1400 \text{ Kw}$$

Par conséquent, le moteur satisfait aux conditions d'échauffement et de surcharge temporaire .

I.2 Etude du système de commande

I.2.1 Caractéristique mécanique des moteurs à courant à excitation indépendante (fig.I-3)

U : tension continue d'induit

V_e : tension continue d'excitation de l'inducteur

E' : f.c.e.m du moteur

$$U = E' + R_a \cdot I \quad (1)$$

$$E' = p \cdot n \cdot N \cdot \phi / a$$

R_a : résistance d'induit

2p : nombre de pôles de l'inducteur

2a : nombre de voies de l'enroulement d'induit

n : nombre de brins actifs

N : vitesse de rotation

Le couple utile d'un moteur à courant continu à excitation indépendante est proportionnel au courant de l'induit et au flux inducteur . Comme le flux d'excitation est constant, il vient :

$$C_m = K \cdot \phi \cdot I = K_1 \cdot I \quad \text{ou} \quad K_1 = p \cdot n \cdot \phi / 2 \cdot \pi \cdot a$$

Le couple moteur est donné par

$$C_m = \frac{K \cdot \phi}{R_a} \cdot (U - N/K') \quad \text{ou} \quad K' = a/p \cdot n \cdot \phi$$

La caractéristique mécanique est une droite descendante presque parallèle à l'axe des couples, (fig.I.4).

I.2.2 Réglage de la vitesse

D'après l'expression de la vitesse $N = (U - R_a \cdot I) / K'' \cdot \phi$

où $K'' = pn/a$; on constate qu'il y a 3 paramètres (N, ϕ, U) que l'on peut régler, ce qui donne 3 possibilités de réglage qui sont les suivantes .

I.2.2.a) Réglage rhéostatique

On peut réduire la vitesse en augmentant la résistance R_h des branches en serie avec l'induit, on obtient ainsi un faisceau de droites concourantes . Ce mode de réglage est mauvais à la fois sur le plan technique et sur le plan économique, fig.1.5.a) .

I.2.2.b) Réglage par le flux

On applique le flux maximal lors du démarrage, ensuite dès que la vitesse nominale sera atteinte, il sera possible de réduire le flux . Dans ces conditions, on obtient des caractéristiques qui se déplacent parallèlement à elles-mêmes (fig.1.5.b)) .

Le réglage est donc bon du point de vue technique, il est également bon du point de vue économique . Mais avec ce procédé, on ne peut qu'augmenter la vitesse du moteur par rapport à sa vitesse nominale .

I.2.2.c) Réglage par la tension

On obtient une famille de caractéristiques parallèles . Ce mode de réglage qui permet de réduire la vitesse d'un groupe moteur-machine est excellent d'une part du point de vue technique car les caractéristiques ne sont pas déformées, d'autre part du point de vue économique car aucune énergie n'étant gaspillée dans des rhéostats, le rendement demeure élevé à toutes les vitesses (fig.1.5.c)) .

On rencontre généralement deux possibilités de réglage :

- convertisseurs statiques : les convertisseurs alternatif/continu sont les plus répandus puisqu'ils partent directement de la tension du réseau (avec ou sans transformateur) . Ils sont monophasés ou triphasés suivant la puissance du moteur, et utilisent toujours des thyristors .
- système Ward-Léonard :

Principe :

La génératrice (G) entraînée à vitesse constante par un moteur synchrone ou asynchrone, alimente directement l'induit du moteur de commande . Le système G-M présente des avantages et des inconvénients en particulier la vitesse varie trop avec la charge, d'où faible rigidité de sa caractéristique mécanique, encombrement . Les avantages du groupe Ward-Léonard sont importantes en effet, grande souplesse de part la finesse du réglage d'excitation, pertes dues aux réglages sont faibles, ... (fig.I.6) .

I.2.3 Démarrage d'un moteur à courant continu à exc. ind.

Le moteur étant à l'arrêt, pour l'amener à sa vitesse nominale il faut l'accélérer de la vitesse nulle à la vitesse nominale : c'est le démarrage .

Le problème de démarrage est de donner au moteur le maximum de flux et de réduire la tension entre les bornes de l'induit afin qu'elle soit supportable par la machine . En effet, sans la réduction de la tension, le courant au démarrage est : $I_d = U/R_a$ (vitesse nulle donc $E' = 0$) peut prendre, en raison de faiblesse de R_a , une valeur considérable (10 à 20 fois le courant nominal) .

Pour cela, on utilise 3 modes de démarrage :

- 1°) branchement direct du moteur sur le réseau (démarrage sans rhéostat)
- 2°) démarrage du moteur à l'aide d'un rhéostat inséré dans le circuit de l'induit (rhéostat de démarrage)
- 3°) démarrage du moteur à l'aide d'un groupe de démarrage spécial (système Ward-Léonard, variation de la tension d'induit à l'aide des convertisseurs statiques, ...etc) .

I.2.4 Freinage

On distingue 3 types de freinages :

- 1°) le freinage avec récupération d'énergie
- 2°) le freinage par contre courant
- 3°) le freinage dynamique .

Le freinage par récupération d'énergie est le plus utilisé, en effet il est très économique car il est accompagné d'une récupération par le réseau de l'énergie électrique que le moteur produit à partir de l'énergie qu'il reçoit sur l'arbre (fig.I.7), et c'est justement le type de freinage qu'on a adopté .

I.2.5 Choix du système de commande

Le choix du système de commande doit s'appuyer sur les considérations suivantes :

- le système doit être choisit tel que la fréquence très élevée des démarrages, des freinages, ainsi que des changements de sens de rotation ne doit pas altérer sa constitution ;
- forte capacité de surcharge car le système sera soumis à des démarrages en charge ;
- grande stabilité mécanique ;
- plage de variation de la vitesse importante ;

Ces conditions sont vérifiées par le moteur à courant continu à excitation indépendante, de même qu'il permet un réglage fin et progressif de la vitesse et ceci dans des rapports élevés, de même que sa caractéristique mécanique est rigide c'est-à-dire que la vitesse diminue faiblement avec l'accroissement du couple moteur . Enfin, on a adopté ce genre de moteur .

Pour le réglage de la vitesse des moteurs, on utilisera le réglage par variation de la tension d'induits de ces derniers à travers un pont formé de thyristors .

Caractéristiques de chaque moteur :

Type.....	Pi-I7I-9k
P_n (puissance nominale).....	750 Kw
U_n (tension nominale).....	460 V
I_n (courant nominal).....	1630 A
N_n (vitesse nominale).....	1000 tr/min
$I_{exc.n}$ (courant d'excitation nominal).....	15,1 A
Rendement nominal.....	94,5 %
Poids.....	5265 Kgf
R_a (résistance d'induit).....	$552 \cdot 10^{-5}$ Ohms
R_s (résistance de l'enroulement série).....	$404 \cdot 10^{-5}$ Ohms
R_{aux} (résistance des pôles auxiliaires).....	$98,5 \cdot 10^{-5}$ Ohms
R_{sh} (résistance des pôles principaux).....	9,34 Ohms
2p (nombre de pôles).....	6
U_{excn} (tension d'excitation nominale).....	220 V

Remarque :

Les résistances sont données à la température de 20 °C .

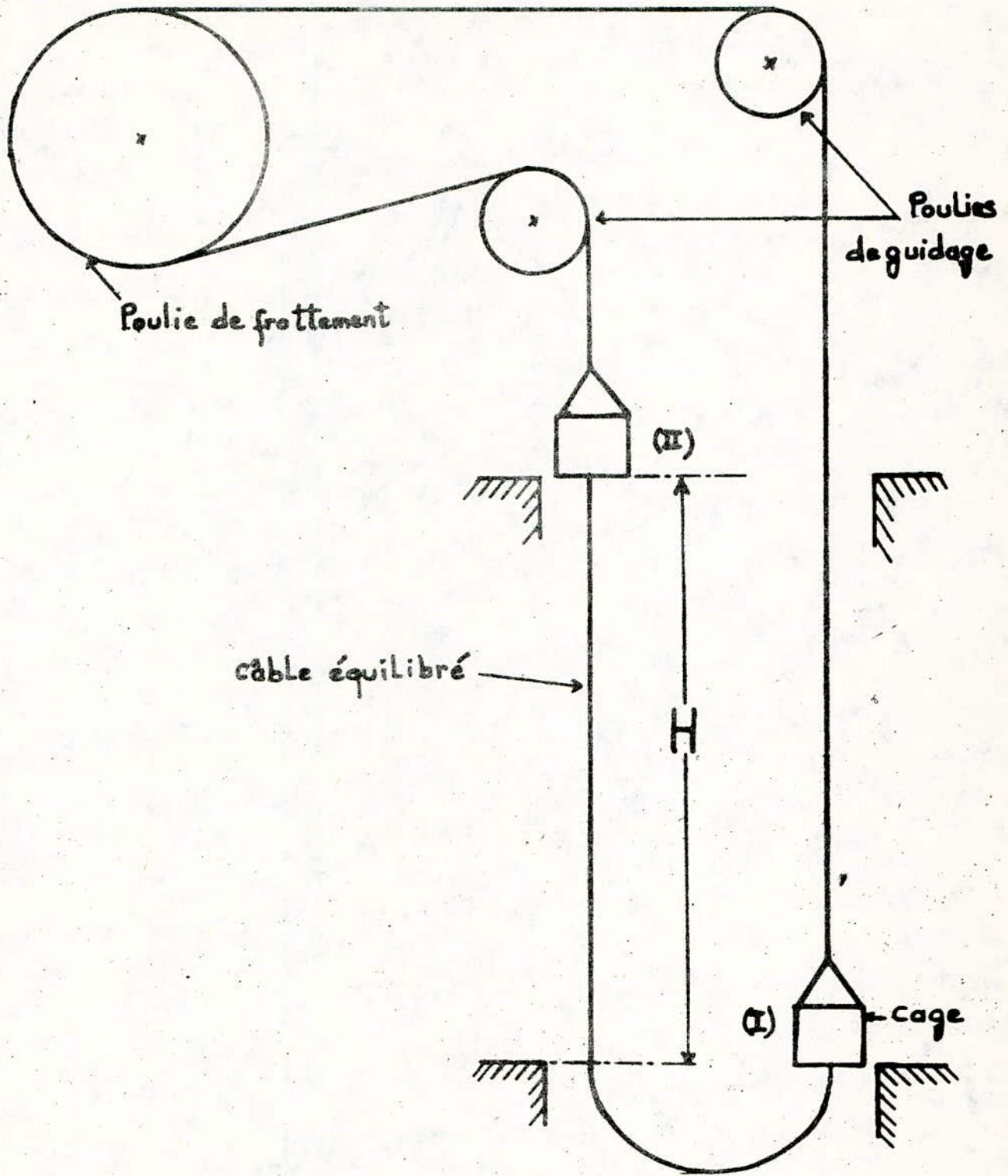


FIG.I.1 Schéma cinématique d'une machine d'extraction de mine à câble équilibré et Poulie de frottement.

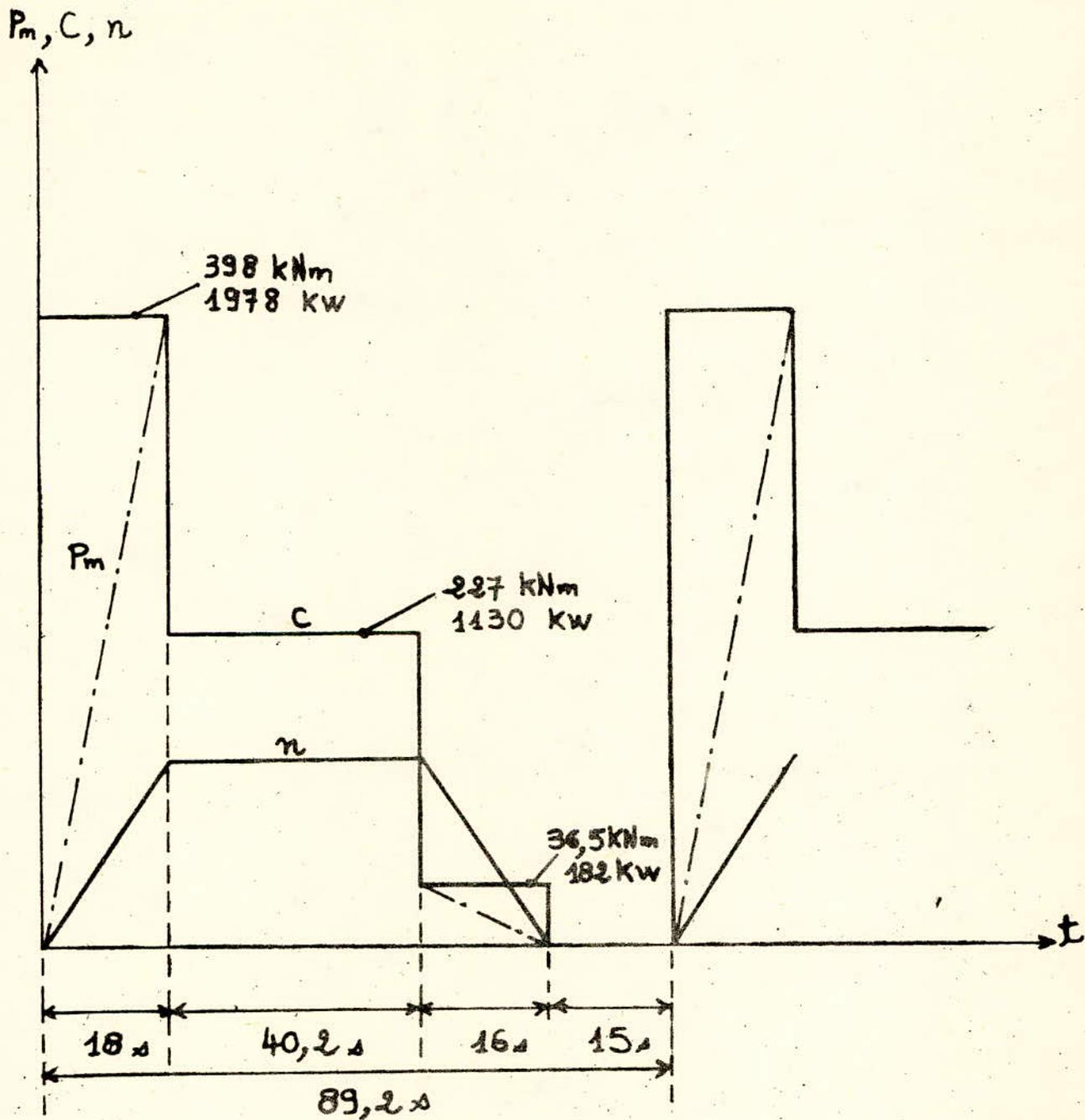


FIG. I.2 Diagramme de charge de La machine
 d'extraction de mine.

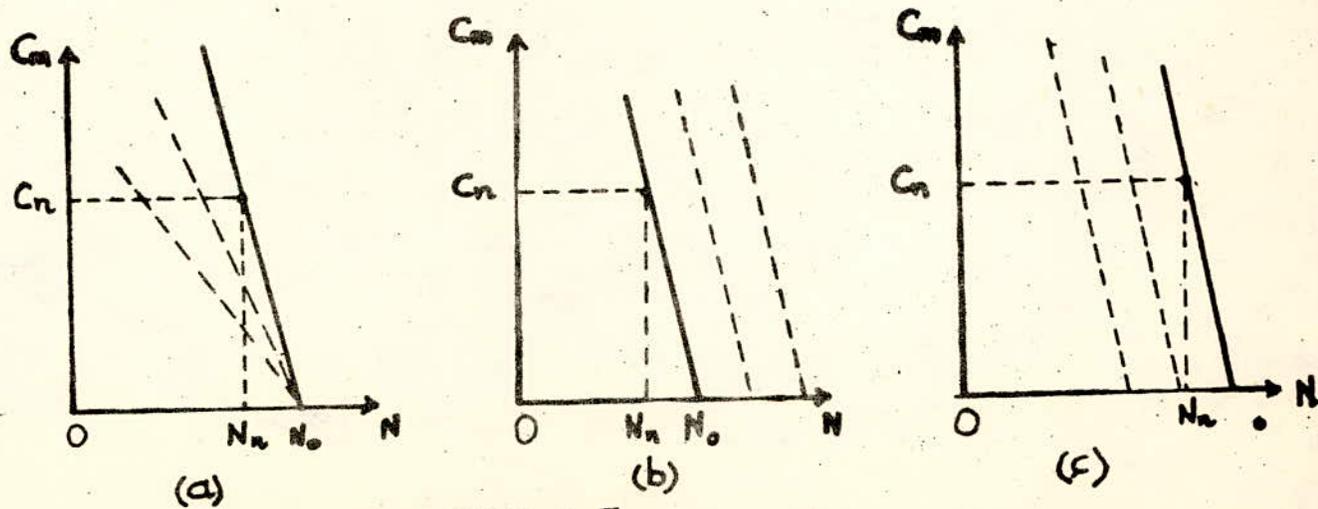
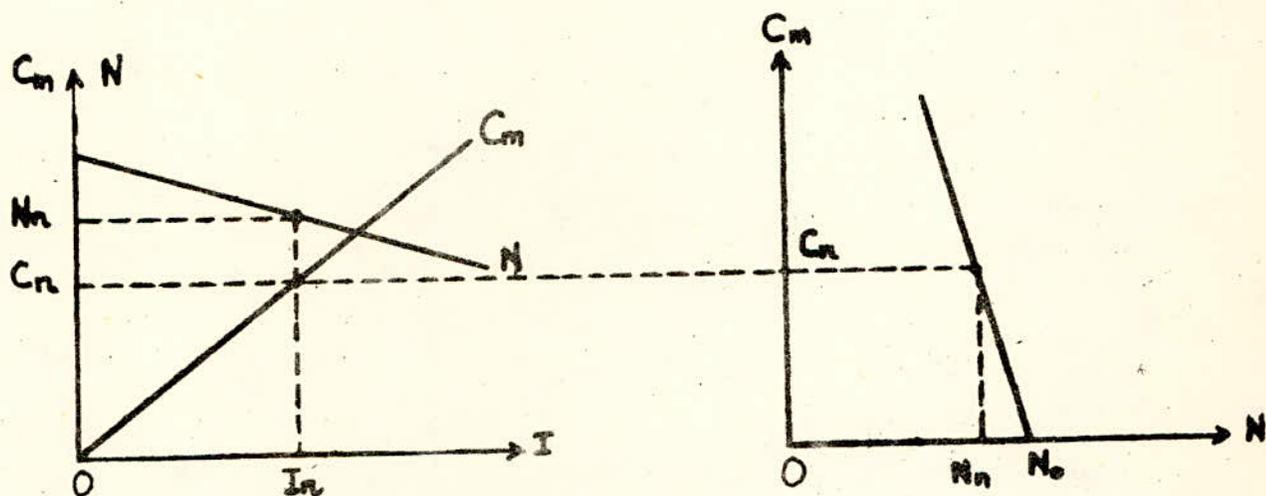
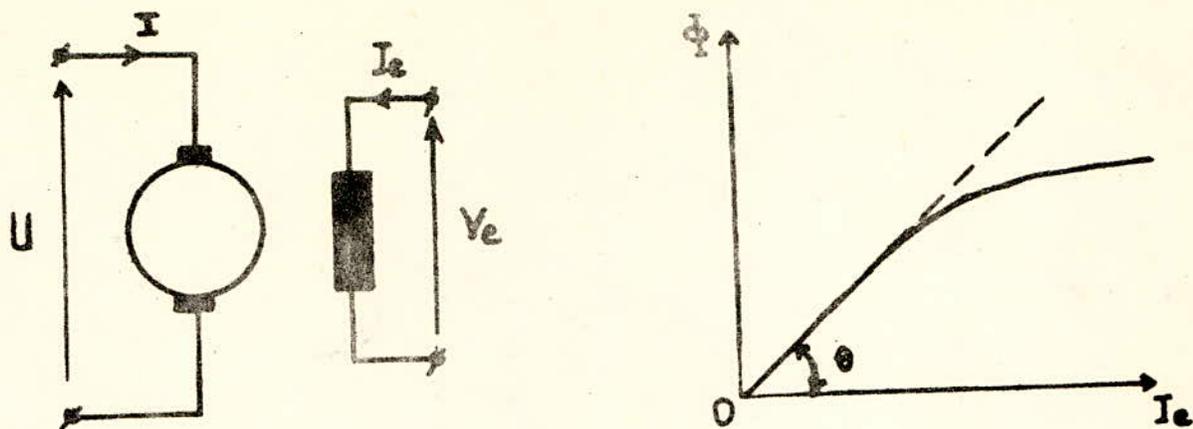


FIG. I.5

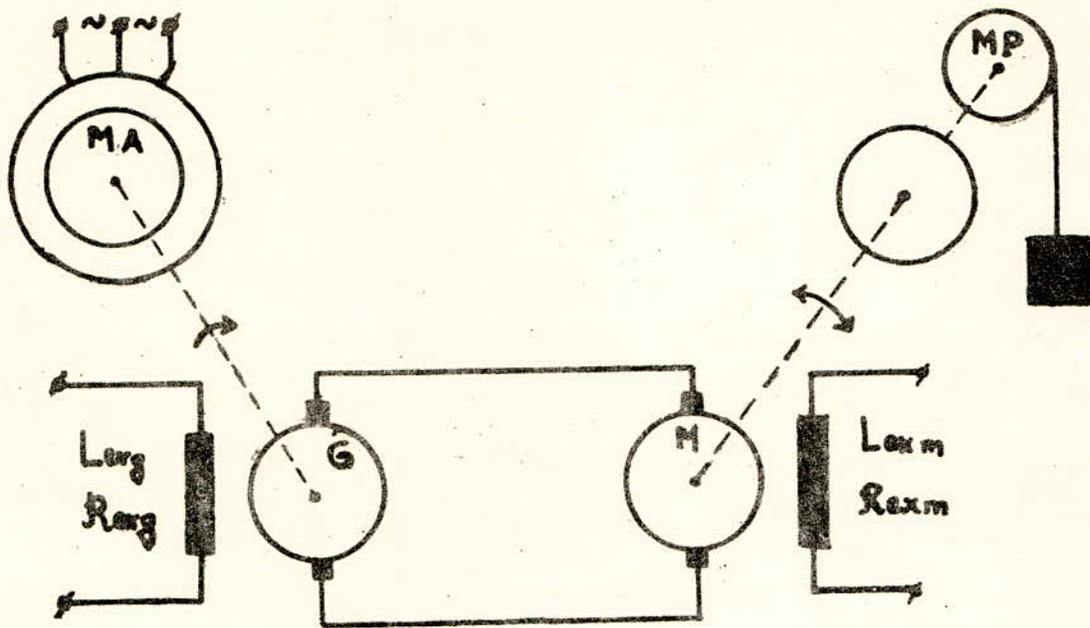
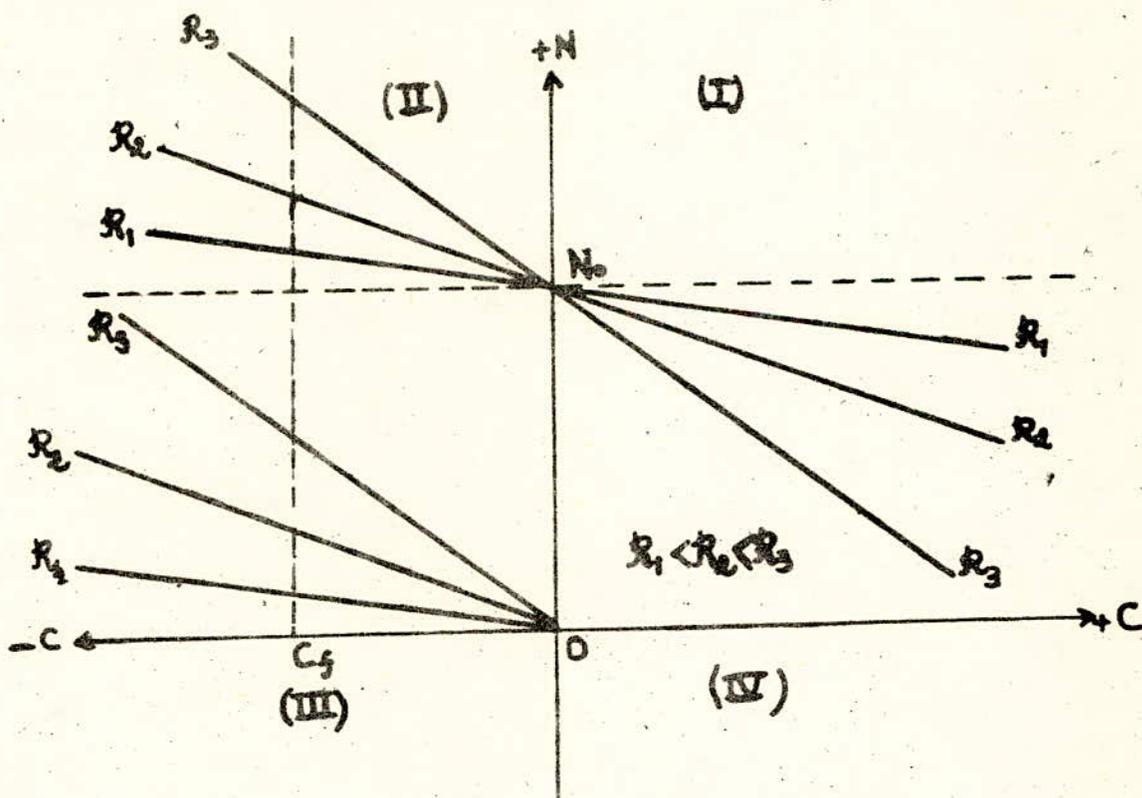


FIG. I.6



(I), (III): régime moteur .

(II): régime de freinage par récupération .

(IV): régime de freinage à contre courant .

FIG. I.7

Chapitre II

II.I Éléments de puissance

II.I.1 Généralités

Les éléments de puissance qui permettent de réaliser des équipements de puissance c'est-à-dire des convertisseurs statiques sont représentés schématiquement avec leurs caractéristiques réelles et idéales (fig.II.I) . On distingue des :

- éléments redresseurs non contrôlables (diodes)
- éléments redresseurs contrôlables (thyristors, triacs)

II.I.2 Diodes

La diode est un élément redresseur non contrôlable . Elle conduit le courant dans le sens anode cathode (A-C), tandis qu'elle est bloquée dans le sens cathode anode (C-A) .

II.I.3 Thyristors

Le thyristor est l'élément le plus répandu . Il conduit le courant dans le sens anode cathode (A-C) seulement si l'on applique une impulsion d'allumage à la gâchette G . La direction cathode anode (C-A) est toujours bloquante .

L'allumage du thyristor s'effectue à l'aide d'une impulsion positive entre gâchette et cathode (G-C), à condition que la tension anode cathode soit positive (U_{AC} positive) .

L'extinction du courant est réalisé dès le passage par zéro de ce dernier, à condition que la tension entre anode et cathode U_{AC} soit négative immédiatement après le blocage du thyristor et ceci pendant un certain laps de temps (10 à 200 microseconde) .

II.1.4 Triacs

Le triac correspond, dans son principe, au montage en antiparallèle de 2 thyristors . Son avantage principal par rapport au montage antiparallèle de 2 thyristors est le fait qu'il n'existe qu'une seule gâchette . Le triac peut conduire le courant dans les deux sens .

Pour qu'il passe du régime bloqué au régime de conduction, il suffit d'appliquer à la gâchette une impulsion de polarité quelconque .

Cependant, la puissance contrôlable par un triac est limitée . Il n'a pas connu la même progression que le thyristor .

II.2 Classification selon le mode de conversion

II.2.1 Redresseur

Le redresseur est un dispositif qui convertit une tension alternative U_e à l'entrée, en une tension continue U_s à la sortie (fig.II.2) .

La tension et le courant de sortie ne peuvent être que positifs . Parfois un signal de commande c permet de varier la tension de sortie U_s de manière continue . La puissance active P est dirigée de l'entrée vers la sortie .

II.2.2 Onduleur

L'onduleur convertit une tension continue d'entrée U_e en une tension alternative de sortie U_s (fig.II.3) . Le signal de commande c sert à adapter le fonctionnement de l'onduleur en fonction de la tension d'entrée U_e variable .

La puissance active P circule de l'entrée vers la sortie, c'est-à-dire, du côté continu au côté alternatif .

II.2.3 Convertisseur de courant

Le convertisseur de courant peut fonctionner soit en redresseur contrôlable U_s positive, soit en onduleur U_s négative (fig.II.4) .

L'entrée est alternative, tandis que la sortie U_s est continue .

Le signal de commande c permet une variation continue de la tension de sortie U_s entre une limite positive et une limite négative et un passage continu de fonctionnement redresseur en fonctionnement onduleur .

II.2.4 Convertisseur de courant bidirectionnel

Le convertisseur de courant bidirectionnel est composé en principe de deux convertisseurs de courant, dont les éléments redresseurs sont orientés en sens inverse (fig.II.5) .

Le courant I_s peut circuler soit de l'entrée vers la sortie soit de la sortie vers l'entrée . Sa polarité et sa valeur, ainsi que le signal de la tension continue U_s , peuvent être influencés par le signal de commande c .

Le convertisseur de courant bidirectionnel fonctionne dans les quatre quadrants du plan (I_s, U_s) . La puissance active P peut être positive ou négative selon le signe du produit $U_s \cdot I_s$.

II.3 Choix de l'alimentation

Le monophasé est économique jusqu'à 20 Kw environ . Pour des puissances plus grandes, il est préférable de choisir l'alimentation triphasée .

De même, le montage en pont de Graëtz est évidemment préféré au montage " triphasé simple " et la configuration antiparallèle est plus simple du point de vue construction du transformateur .

D'ailleurs, le transformateur ne s'impose plus dès lors que la tension du réseau et celle du moteur ont des valeurs homogènes, si ce n'est pour des problèmes d'isolement .

On a choisit le montage en pont antiparallèle réversible car il permet un fonctionnement dans les quatre quadrants du plan (U_s, I_s) .

II.4 Etude du montage en pont triphasé

II.4.1 Tension continue d'un convertisseur de courant idéalisé

De la figure II.6, on tire :

$$u_k = 2^{I/2} \cdot \cos(\omega t)$$

u_k : valeur efficace de la tension simple du réseau alternatif à q phases (secondaire du transformateur) .

$2 \cdot \pi / q$: période de la tension redressée instantannée u_d .

θ : angle de retard d'allumage (d'amorçage) .

$$U_{dio} = \frac{I}{2 \cdot \pi + q} \int_{-(\pi/q) + \theta}^{+(\pi/q) + \theta} 2^{I/2} \cdot U_y \cdot \cos(\omega t) \cdot d(\omega t) = (q \cdot 2^{I/2} / \pi) \cdot \sin(\pi/q) \cdot \cos(\theta)$$

Pour $\theta = 0$; $U_{dio} = (q \cdot 2^{I/2} / \pi) \cdot \sin(\pi/q) \cdot U_y$

U_{dio} : tension continue idéale maximale qu'un groupe de commutation est capable de fournir en fonctionnement en redresseur .

Or dans un réseau symétrique à q phases, la relation suivante lie la tension composée polygonale U et la tension simple U_y :

$$U = 2 \cdot \sin(\pi/q) \cdot U_y$$

d'ou

$$U_{dio} = (q \cdot 2^{I/2} / 2 \cdot \pi) \cdot U$$

Il est possible de généraliser le résultat précédent pour un convertisseur de courant quelconque, en tenant compte du nombre de groupes de commutation en série, s . Si les groupes de commutation sont connectés avec le même angle de retard d'allumage θ , on obtient:

$$U_{dio} = \frac{s \cdot q \cdot 2^{1/2}}{\pi} \cdot \sin(\pi/q) \cdot U_y$$

d'où : $U_{die} = U_{dio} \cdot \cos(\theta)$

Application au pont triphasé

Le schéma en pont triphasé est équivalent au schéma hétérophasé à neutre sorti, d'où : $q = 3$, $s = 2$, $p = q \cdot s = 2 \cdot 3 = 6$.

$p = q \cdot s$: est l'indice de pulsation.

$$U_{dio} = (2 \cdot 3 \cdot 2^{1/2} / 3,14) \cdot \sin(\pi/3) \cdot U_y = 2,34 \cdot U_y$$

donc $U_{die} = 2,34 \cdot U_y \cdot \cos(\theta)$

II.4.2 Fonctionnement idéalisé

On obtient la tension en composant deux tensions partielles u_{dI} et u_{d2} correspondant aux tensions de chaque groupe de commutation.

u_{dI} : est mesurée entre la borne positive et le point neutre N du réseau d'alimentation ;

u_{d2} : tension entre la borne négative et le même point neutre N ;

on a donc :

$$u_d = u_{dI} - u_{d2}$$

Le courant continu I_d circule dans le premier groupe de commutation alternativement par les thyristors : T_1, T_2, T_3 , et dans le deuxième groupe de commutation par les thyristors :

T'_1, T'_2, T'_3 .

La durée de conduction correspond à $\omega t = 2 \cdot \overline{II}/3 = 120^\circ$. La séquence d'allumage des thyristors dans le pont complet est : $T_I, T_3', T_2, T_I', T_3, T_2', T_I$, et ainsi de suite (fig.II.6) .

II.4.3 Phénomène d'empiètement (fig.II-8)

II.4.3.a) Angle d'empiètement d'un groupe de commutation

Nous allons déterminer la durée de la commutation, qui sera exprimée par l'angle d'empiètement u , la tension de commutation est donnée par :

$$u_c = 2^{I/2} \cdot U_c \cdot \sin(\omega t) \quad \text{ou} \quad U_c \text{ est la valeur efficace de } u_c .$$

$$U_c = 2 \cdot \sin(\overline{II}/3) \cdot U_y$$

où U_y : valeur efficace de la tension simple .

Le courant de court-circuit i_c est déterminé par l'équation différentielle

$$u_c = 2 \cdot L_c \cdot \frac{di_c}{dt}$$

$$i_c = \frac{2^{I/2} \cdot U_c}{2 \cdot L_c} \int_{e/\omega}^t \sin(\omega t) \cdot dt = \hat{I}_c \cdot (\cos(e) - \cos(\omega t))$$

avec $\hat{I}_c = \frac{2^{I/2} \cdot U_c}{2 \cdot L_c \cdot \omega} = \text{valeur de crête de } i_c .$

La somme des courants i_I et i_2 doit être égale au courant I_d :

$$i_I = I_d - i_2 = I_d - i_c$$

car le courant de court-circuit i_c est égal au courant i_2 circulant dans le thyristor T_2 .

A $\omega t = e + u$, le courant i_I s'annule, le thyristor T_I s'éteint et la commutation est terminée .

En posant $i_c = I_d$ et $wt = \theta + u$, on tire

$$\cos(\theta + u) = \cos(\theta) - I_d / \hat{I}_c$$

pour $\theta = 0$, on a alors $\cos(u_0) = 1 - I_d / \hat{I}_c$

u_0 : angle d'empiètement initial

La durée de conduction des thyristors est augmentée de l'angle d'empiètement u par rapport à la durée idéale $2\pi/3$.

L'allure du courant circulant dans le thyristor n'est plus rectangulaire mais presque trapézoïdale (fig.II.9) .

II.4.3.b) Dépendance de l'angle d'empiètement

Il découle de l'équation: $\cos(\theta + u) = \cos(\theta) - I_d / \hat{I}_c$, que u dépend de θ , ainsi que du courant continu I_d à commuter .

Pour un montage donné, \hat{I}_c apparait comme un paramètre . (Fig.II.10) .

II.4.3.c) Tension continue pendant l'empiètement

Le phénomène d'empiètement a également une influence sur la tension continue u_d .

Pour wt appartenant à $(\theta, \theta + u)$, la tension continue u_d est égale à $\frac{u_1 + u_2}{2}$.

Il découle de la figure II.7 que pendant la durée de la commutation la tension continue u_d est inférieure à la valeur idéale .

La figure II.9 représente l'allure de la tension continue u_d en tenant compte de l'effet de commutation .

L'allure des trois courants i_1 , i_2 et i_3 , à l'entrée du pont sont toujours alternatifs . Leur forme trapézoïdale est une conséquence des phénomènes de commutation .

II.5 Chute de tension inductive et caractéristique de charge

II.5.1 Chute de tension inductive

La valeur moyenne de la tension continue U_{de} (en tenant compte du phénomène d'empiètement) est inférieure à la valeur idéale U_{die} .

$D_x = U_{die} - U_{de}$: est appelée chute de tension inductive .

De la figure II.7, on tire :

$$D_x = \frac{s}{(2\pi I/q)} \cdot \frac{I}{2} \cdot \int_e^{e+\pi} 2^{I/2} \cdot U_c \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t$$

$$D_x = \frac{s \cdot q \cdot 2^{I/2} \cdot U_c}{4 \cdot \pi I} \cdot (\cos(e) - \cos(e+\pi))$$

s : nombre de groupes de commutation montés en série ;

q : nombre de phases ;

or: $\cos(e) - \cos(e+\pi) = I_d \cdot \hat{I}_c$; avec $\hat{I}_c = \frac{2^{I/2} \cdot U_c}{2 \cdot \omega \cdot L_c}$

Pour le montage en pont triphasé :

s = 2, q = 3, alors $D_x = \frac{6}{2 \cdot \pi I} \cdot L_c \cdot \omega \cdot I_d = \frac{3}{\pi} L_c \cdot \omega \cdot I_d$

II.5.2 Chute de tension inductive relative

La chute de tension inductive relative est définie comme suit ;

$$d_x = \frac{D_x}{U_{die}} ; \text{ si l'on introduit } D_x \text{ et } U_{die} \text{ selon les relations}$$

déterminées précédemment, on obtient, en tenant compte que la tension de court-circuit U_c est égale à la tension composée polygonale U :

$$d_x = I_d / 2 \cdot \hat{I}_c .$$

On peut exprimer d_x différemment en divisant la relation :

$$D_x = \frac{s \cdot q \cdot 2^{I/2} \cdot U_c}{4 \cdot \pi I} (\cos(e) - \cos(e+\pi))$$

par U_{dio} , on tire :

$$d_x = \frac{\cos(e) - \cos(e+\pi)}{2}$$

II.5.3 Résistance interne d'un convertisseur de courant

Il s'avère très important de remarquer, que la chute de tension due à l'inductivité du circuit de commutation provoque une chute de tension continue proportionnelle au courant continu I_d . Il est possible de tenir compte de ce phénomène par une résistance interne R_i équivalente, provoquant pour un courant continu I_d donné, la même chute de tension D_x . On a donc :

$$D_x = R_i \cdot I_d \quad \text{or} \quad D_x = (s \cdot q / 2 \cdot \pi) \cdot w \cdot L_c \cdot I_d$$

d'où on tire :

$$R_i = \frac{s \cdot q}{2 \cdot \pi} \cdot w \cdot L_c$$

Il est à noter que R_i est une résistance fictive, car il ne se produit pas de pertes actives dans R_i , pour le montage en pont triphasé :

$$s = 2, q = 3, \quad \text{on a alors} \quad R_i = \frac{3}{\pi} \cdot w \cdot L_c$$

II.5.4 Tension continue d'un convertisseur de courant

Si l'on tient compte de la chute de tension inductive, la valeur moyenne de la tension continue U_{de} d'un convertisseur de courant est donnée par :

$$U_{de} = U_{dio} - D_x = U_{dio} \cdot (\cos(\theta) - d_x)$$

$$U_{de} = U_{dio} \cdot \frac{\cos(\theta) + \cos(\theta + u)}{2}$$

II.5.5 Caractéristique de charge

L'équation : $U_{de}/U_{dio} = \cos(\theta) - d_x$, nous permet de tracer la caractéristique de charge (fig.II.11). La figure II.12 représente U_{de}/U_{dio} en fonction du courant référé au courant nominal I_{dn} .

L'angle de retard d'allumage θ apparait comme paramètre .

Pour ces deux caractéristiques (fig.II.II. et fig.II.I2), les valeurs positives de la tension continue U_{de} correspondent à un fonctionnement en redresseur, tandis que dans le domaine de fonctionnement en onduleur la tension est négative .

II.5.6 Contraintes sur l'élément redresseur

II.5.6.a) Généralités

Les contraintes sur l'élément redresseur proviennent d'une part de la tension inverse durant la période bloquée et d'autre part du courant durant la période de conduction .

II.5.6.b) Contraintes en tension

En général la tension inverse U_{TMAX} aux bornes d'un thyristor est égale à la tension composée polygonale du système à q phases, c'est-à-dire :

$$U_{TMAX} = 2^{1/2} \cdot 2 \cdot \sin(\pi/q) \cdot U_y$$

c'est la contrainte maximale en tension du thyristor en fonctionnement bloqué (fig.II.I3) .

II.5.6.c) Contraintes en courant

Chaque thyristor est parcouru par le courant continu I_d pendant une durée égale à la période de la tension d'alimentation (en négligeant l'effet de la commutation) . La valeur moyenne du courant circulant dans un thyristor est donc :

$$I_{Tmed} = I_d/q$$

d'où la valeur efficace :

$$I_{Teff} = \left(\frac{I}{2 \cdot \pi} \int_0^{2 \cdot \pi/q} I_d^2 \cdot d(wt) \right)^{1/2} = \frac{I_d}{q^{1/2}}$$

II.6 Fonctionnement en onduleur

II.6.1 Angle d'extinction

La figure II.14 montre l'allure des tensions et des courants pour $\alpha = 150^\circ$. A cause de ce grand angle de retard d'allumage la tension aux bornes du thyristor bloqué est positive pendant la plupart du temps. Elle n'est négative que pendant une durée correspondant à $\omega t = b$, b est appelé angle d'extinction.

Pour une fréquence de 50 Hz, le temps correspondant à un angle d'extinction $b = 10^\circ$ vaut $t_b = 555$ microseconde. En général on limite l'angle de retard d'allumage du fonctionnement en onduleur à une valeur typique $\alpha = 150^\circ$.

II.6.2 Limite de fonctionnement d'un onduleur

Pour la limite de fonctionnement en onduleur, on a : $\alpha + u = 180^\circ - b$ si l'on introduit cette relation dans l'équation : $d_x = \frac{\cos(\alpha) - \cos(\alpha + u)}{2}$ on tire : $\cos(\alpha) = 2 \cdot d_x + \cos(\alpha + u) = 2 \cdot d_x - \cos(b)$ la figure II.15 représente cette relation entre α et d_x pour un angle d'extinction $b=10^\circ$. A un angle de retard d'allumage $\alpha=150^\circ$ correspond une valeur $d_x = 0,06$, (fig.II.15).

II.7 Convertisseur de courant bidirectionnel

II.7.1 Généralités

Diverses possibilités de connexions de deux convertisseurs de courant permettent d'obtenir un courant continu réversible.

On distingue le montage antiparallèle, le montage croisé et le montage en H. Tous ces montages sont caractérisés par le fait qu'un courant peut circuler d'un convertisseur de courant à l'autre sans passer par la charge. On parle de courant de circulation.

Des tensions alternatives non complètement compensées

sont à l'origine de ce courant de circulation . Pour limiter ce dernier, il est nécessaire d'insérer des bobines d'induction entre les deux convertisseurs de courant . Ces dernières sont appelées : sels de courant de circulation .

II.7.2 Montage antiparallèle (montage en pont triphasé)

Voir la figure II.16 .

La valeur moyenne des deux tensions continues u_{dI} et u_{dII} doit être égale mais opposée car la valeur moyenne de la tension aux bornes des sels de courant de circulation doit s'annuler .

Il existe donc la condition :

$$u_{dI} = - u_{dII}$$

ou alors :

$$U_{dio} \cdot \cos(\theta_1) = - U_{dio} \cdot \cos(\theta_{II})$$

Par conséquent, l'angle de retard d'allumage des deux convertisseurs doit respecter la relation suivante :

$$\theta_{II} = 180^\circ - \theta_1$$

Cette condition implique qu'un des deux convertisseurs de courant fonctionne en redresseur et l'autre en onduleur .

Selon l'angle de retard d'allumage θ_1 , la tension continue u_d aux bornes du montage antiparallèle peut être variée entre des valeurs positives et négatives .

En négligeant le phénomène d'empiètement, on a :

$$U_{die} = U_{dio} \cdot \cos(\theta_1)$$

Pour respecter la limite de fonctionnement en onduleur et tenant compte de la relation :

$$e_{II} = 180^\circ - e_I$$

on constate que e_I peut varier qu'entre 30° et 150° .

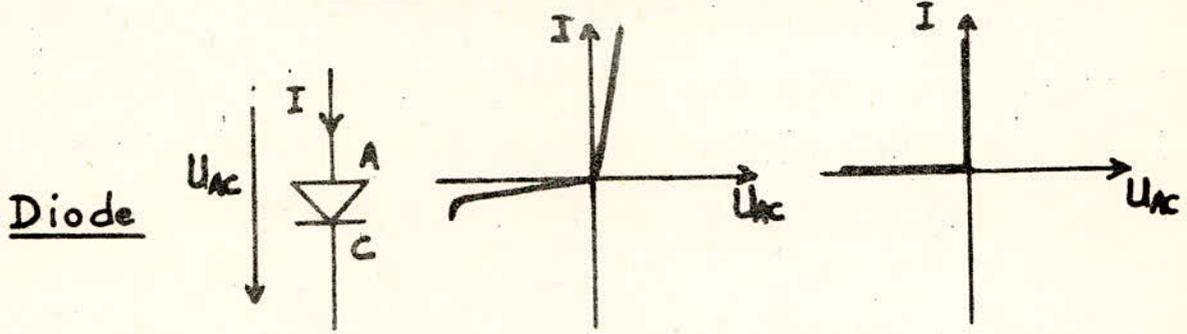
Ce fait limite la valeur maximale de la tension continue qui peut être fournie par le montage de courant bidirectionnel .

Pour le courant continu, il ya la relation : $i_d = i_{dI} - i_{dII}$.
Selon que i_{dI} est supérieur ou inférieur à i_{dII} , le courant i_d est positif ou négatif .

Avec la supposition d'une inductance de charge infinie, le courant I_d sera lisse par contre, les courants i_{dI} et i_{dII} présentent une ondulation car le courant de circulation est ondulé .

<u>Désignation</u>	<u>Symbole</u>	<u>Caractéristique</u>
		<u>réelle</u> <u>idéale</u>

Éléments redresseurs non contrôlables



Éléments redresseurs Contrôlables

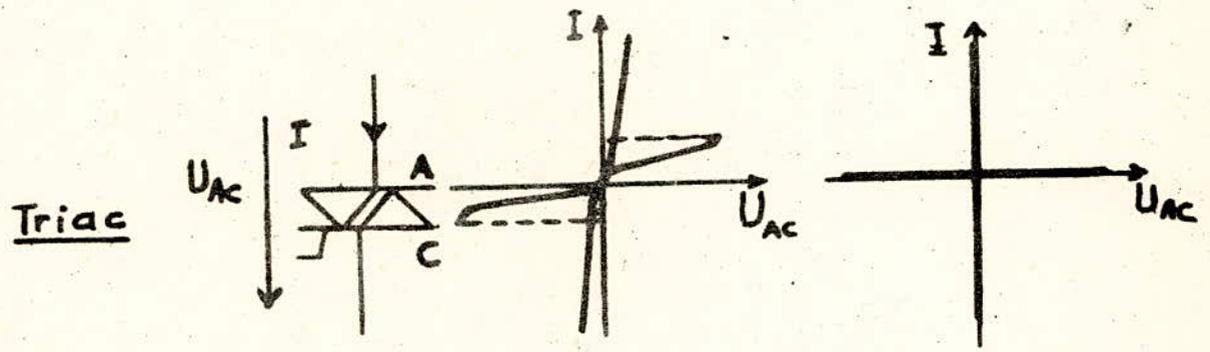
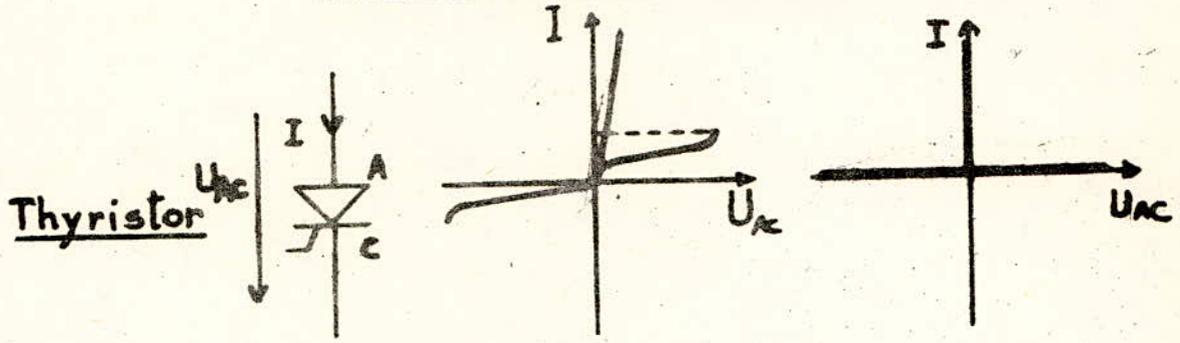


FIG II.1 Éléments de puissance .

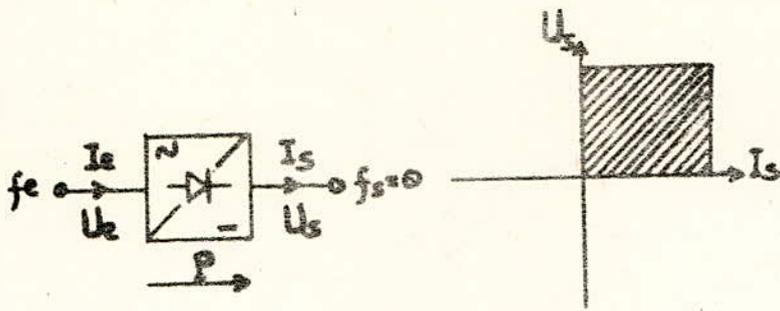


FIG. II.2
Représentation schéma-
tique d'un redresseur.

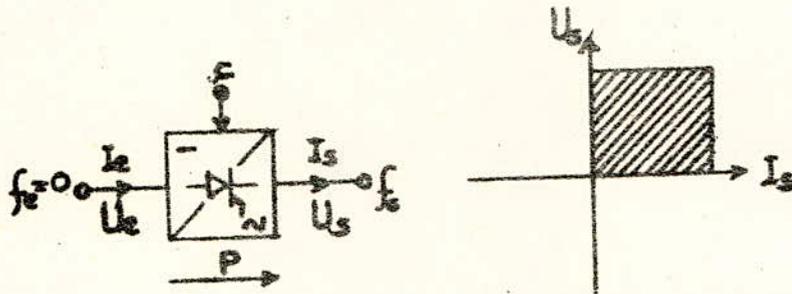


FIG. II.3
Représentation schéma-
tique d'un onduleur.

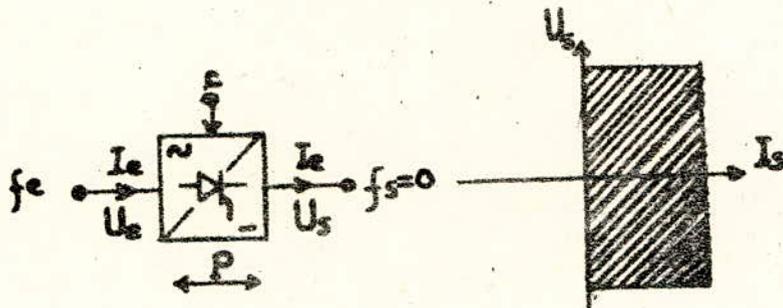


FIG. II.4
Représentation schéma-
tique d'un convertisseur
de courant.

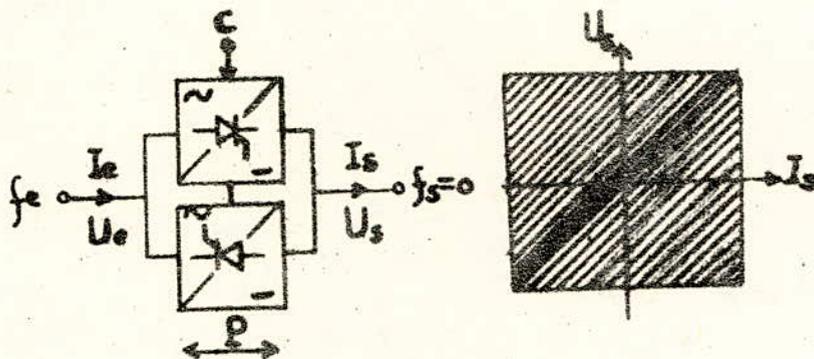
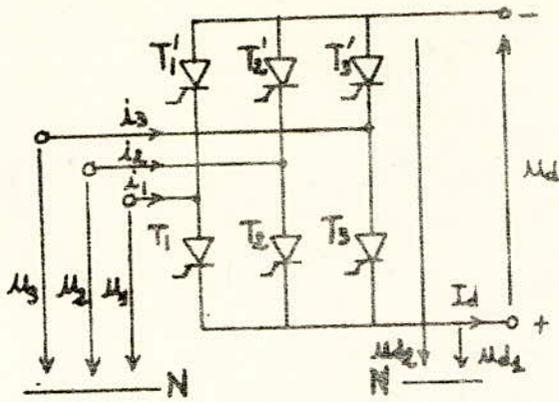
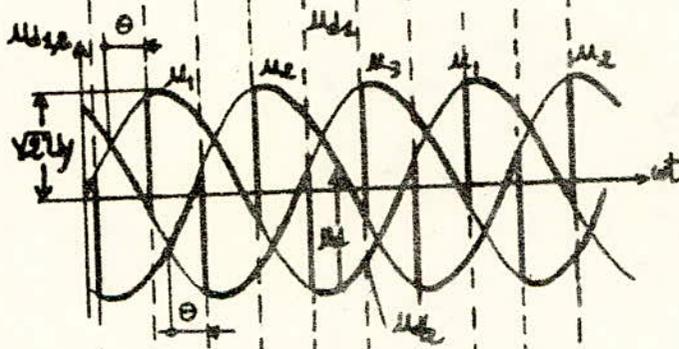
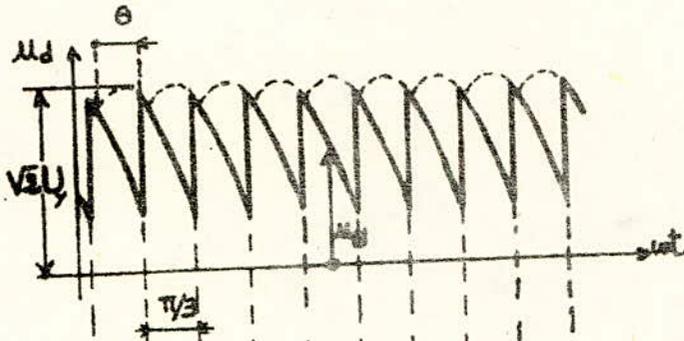


FIG. II.5
Représentation schéma-
tique d'un convertisseur
de courant bidirectionnel.



Montage en pont triphasé.



ALLURE de la Tension U_d , des courants de ligne i_1, i_2 et i_3 et durée de conduction des Thyristors pour un montage en pont triphasé.

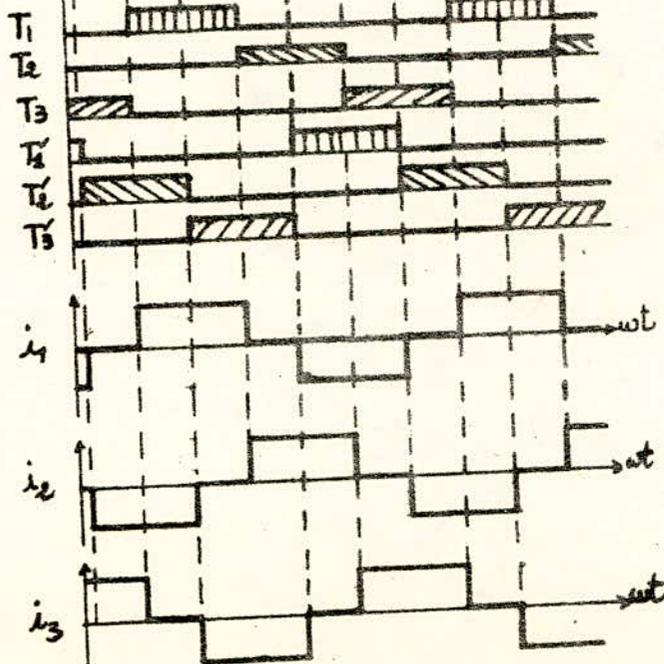


FIG. II.6. a)

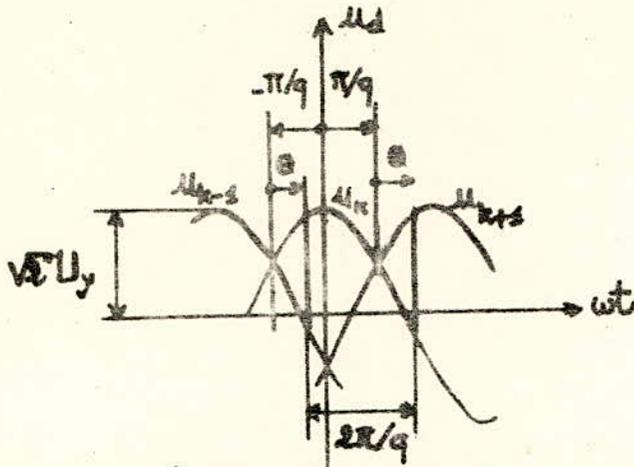


FIG. II.6.4) Détermination de la valeur moyenne de la tension continue d'un groupe de commutation.

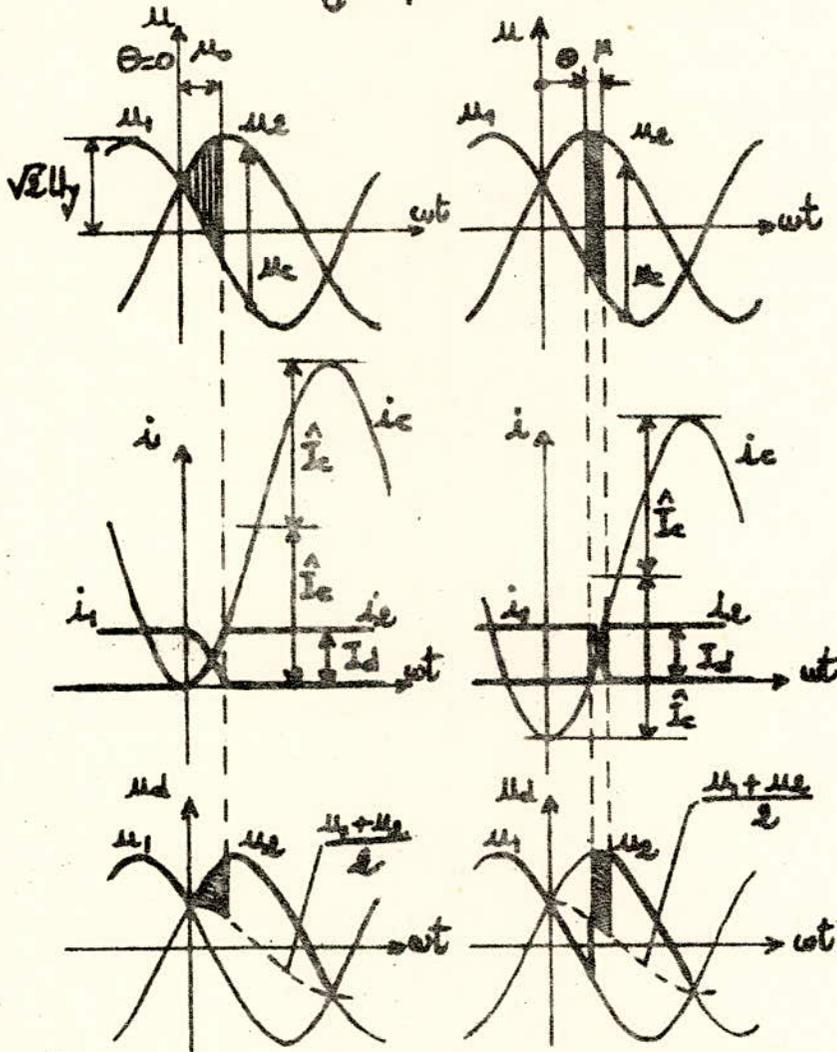


FIG. II.7 Allure des tensions et des courants pendant le phénomène d'empîètement pour $\alpha=0^\circ$ et $\alpha=54^\circ$.

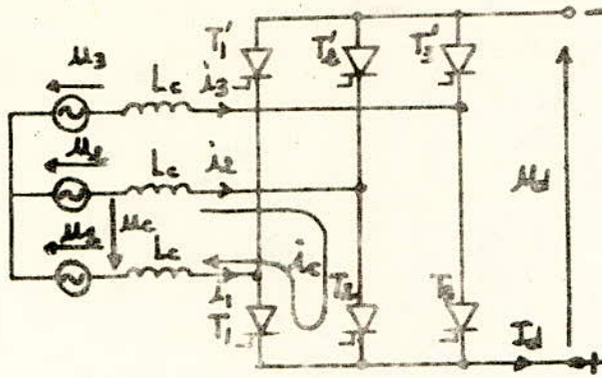


FIG. II.8. Etude du phénomène d'empiètement dans un montage en pont triphasé.

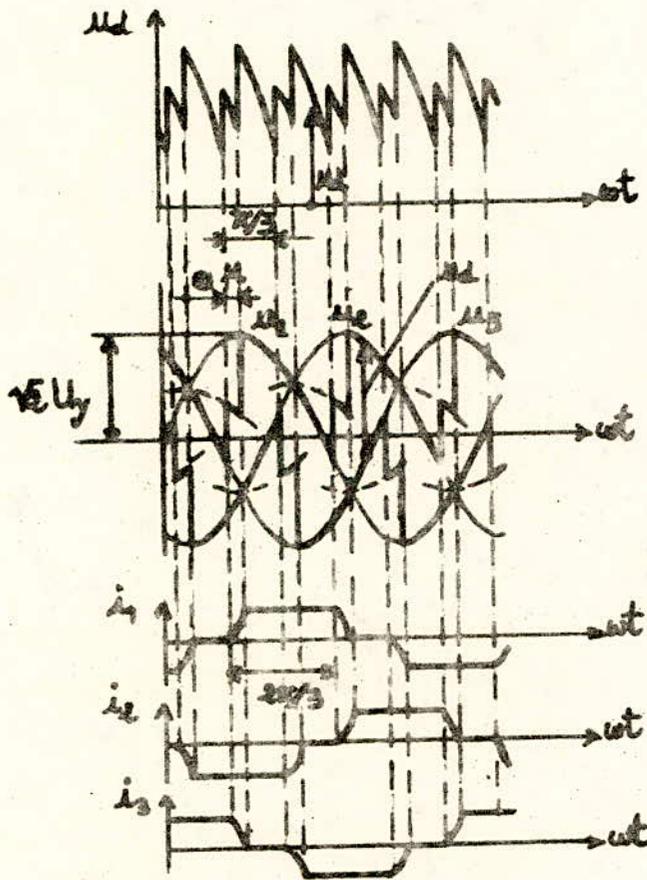


FIG. II.9. Allure des tensions et des courants dans un montage en pont triphasé en tenant compte du phénomène d'empiètement.

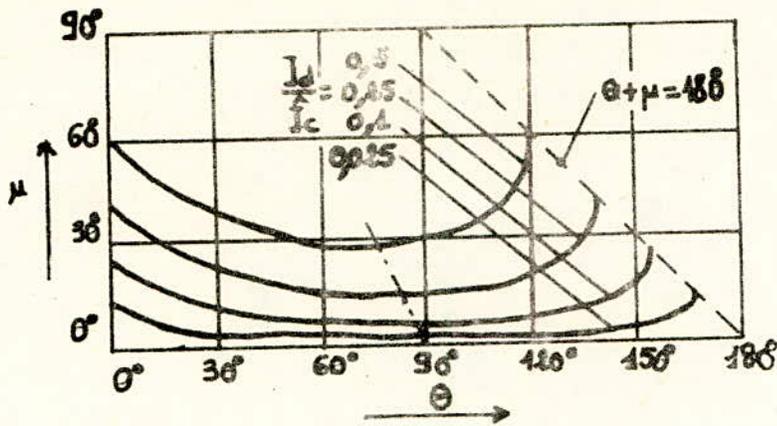


FIG.II.10. Angle d'empietement μ en fonction de l'angle de retard d'allumage θ et du courant continu I_d referé à I_c .

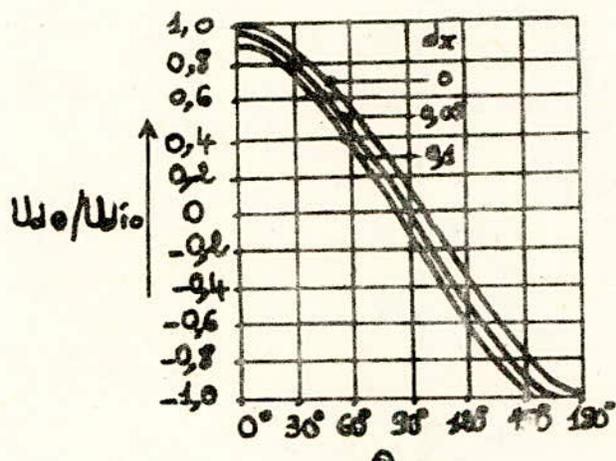


FIG.II.11 Caractéristique de charge, U_{d0}/U_{dio} en fonction de θ .

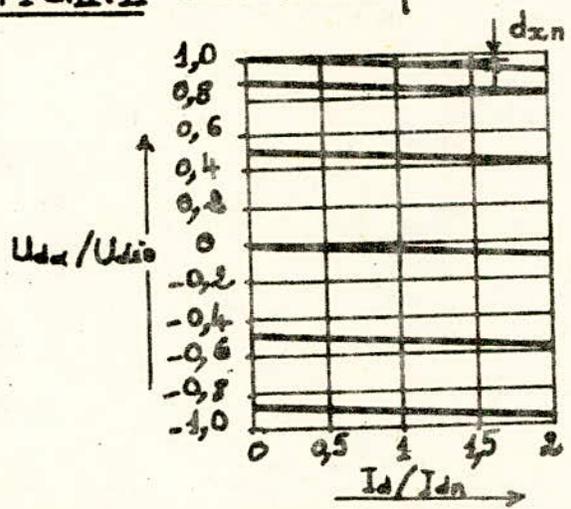


FIG.II.12. Caractéristique de charge, U_{dx}/U_{dio} en fonction de I_d/I_{cn} .

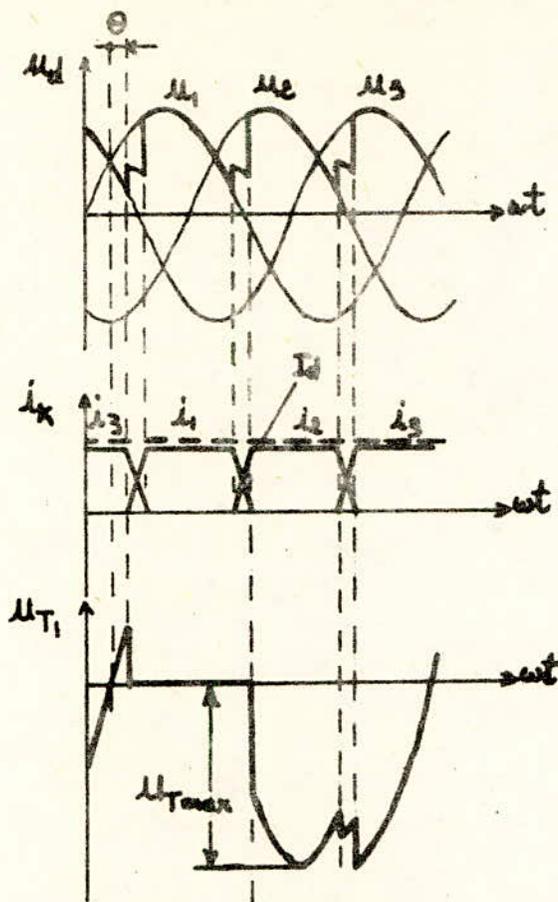


FIG. II.13 Contraintes des thyristors en tension et en courant.

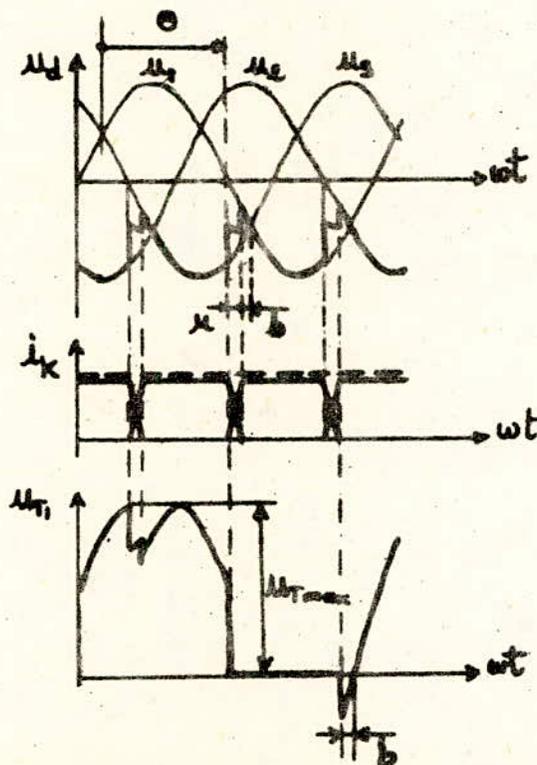


FIG. II.14 Contraintes des thyristors en tension et en courant pour le fonctionnement en onduleur.

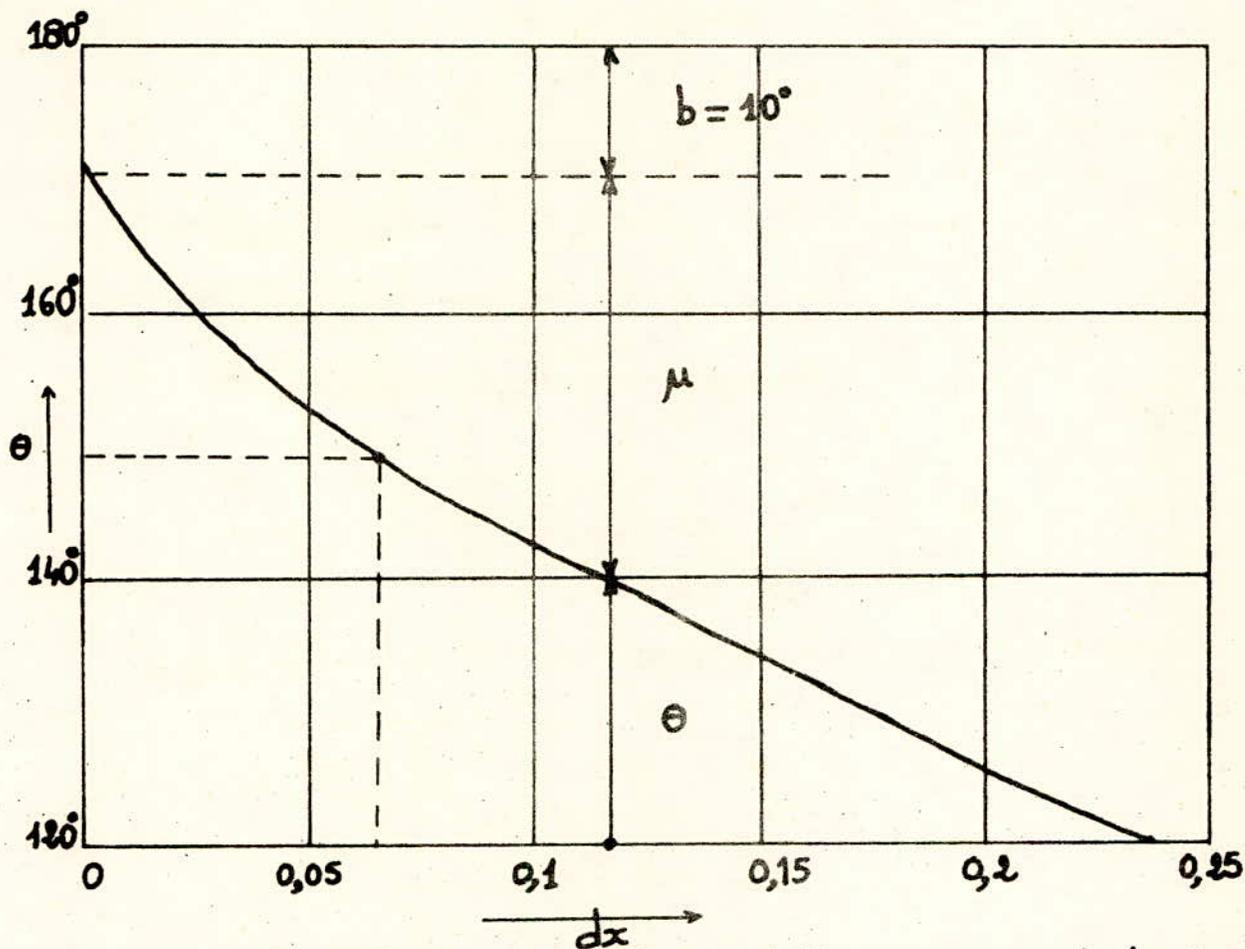


FIG II-15 Angle de retard d'allumage θ à la limite de fonctionnement en onduleur pour un angle d'extinction $b = 10^\circ$.

Chapitre III

III.I Transformateur alimentant un convertisseur de courant en montage en pont triphasé

III.I.I Courants efficaces

Si l'on néglige le phénomène d'empiètement, le courant possède une allure rectangulaire . Ce courant est donc égal à I_d ou à $(-I_d)$ pendant une durée égale à $w.t = 2.\pi/3$, (Voir fig.III.1).

Pour la valeur efficace, on tire :

$$I_{\text{eff}} = \left(\frac{1}{2.\pi} \left((I_d)^2 \cdot \frac{2.\pi}{3} + (-I_d)^2 \cdot \frac{2.\pi}{3} \right) \right)^{1/2} = (2/3)^{1/2} . I_d$$

III.I.2 Puissance apparente

Pour un transformateur en couplage étoile-étoile, la puissance apparente au secondaire est :

$$S_s = S_p = 3.U_y . I_{\text{eff}}$$

en remplaçant U_y par U_{dio} selon l'équation : $U_{\text{dio}} = \frac{s.q}{\pi} . \sin(\pi/q) . U_y$

où $s=2$ et $q=3$, et $I_{\text{eff}} = (2/3)^{1/2} . I_d$, on tire :

$$S_s = S_p = \frac{\pi}{3} . U_{\text{dio}} . I_d = 1,047 . P_{\text{dio}}$$

où P_{dio} est la puissance continue idéale .

Le transformateur doit être dimensionné pour une puissance typique :

$$S_t = \frac{S_s + S_p}{2} = \frac{\pi}{3} . P_{\text{dio}} = 1,047 . P_{\text{dio}}$$

Dans le cas d'un convertisseur de courant en montage en pont triphasé, le transformateur doit être dimensionné pour une puissance qui est légèrement plus élevée que la puissance continue idéale .

Les conditions sont donc plus favorables et ceci est dû au fait que le courant ne possède au secondaire aucune composante continue .

III.2 Réaction des convertisseurs de courant sur le réseau d'alimentation

III.2.I Introduction

Les convertisseurs de courant provoquent une réaction sur le réseau d'alimentation alternatif à cause des courants non sinusoidaux qui circulent dans les trois phases alimentant le convertisseur de courant .

III.2.2 Courants de réseau

Voir figure III.2

a) Développement en série de Fourier pour un montage en pont triphasé

Pour la décomposition du courant de réseau, il s'avère utile de choisir l'axe du temps selon la figure III.3 . La série de Fourier ne contient alors que des termes en sinus correspondant à l'équation :

$$i = \sum_{v=1}^{v=\infty} \hat{I}_v \cdot \sin(v \cdot \omega \cdot t)$$

Pour les amplitudes \hat{I}_v des harmoniques, on tire, en tenant compte de la symétrie du courant : $\hat{I}_v = \frac{4}{v \cdot \pi} \cdot I_d \cdot \sin(v \cdot \frac{\pi}{2}) \cdot \sin(v \cdot \frac{\pi}{3})$

d'où découlent les valeurs particulières :

$$\hat{I}_v = \pm \frac{2 \cdot 3^{I/2}}{\pi \cdot v} \quad v = 1, 5, 7, 11, 13, \dots \text{etc.}$$

$$\hat{I}_v = 0 \quad v = 2, 3, 4, 6, 8, 9, \dots \text{etc.}$$

Le signe (+) est valable pour $v = 1, 11, 13, \dots \text{etc.}$

Le signe (-) est valable pour $v = 5, 7, 17, 19, \dots \text{etc.}$

La valeur de crête de l'onde fondamentale du courant de réseau est :

$$\hat{I}_I = \frac{2.3^{1/2}}{\pi} \cdot I_d = 1,103 \cdot I_d$$

Elle est donc supérieure d'environ 10 % par rapport à la valeur du courant continu I_d .

Comme il découle de la figure III.2, le déphasage ϕ_I de l'onde fondamentale du courant de réseau par rapport à la tension simple correspondante est égal à l'angle de retard d'allumage e , c'est-à-dire

$$\phi_I = e$$

La valeur de crête des harmoniques est proportionnelle à $\frac{I}{v}$. Seules les harmoniques d'ordre $v=5, 7, 11, 13, \dots$ etc, apparaissent, toutes les autres s'annulent, c'est-à-dire celles d'ordre pair et celles d'ordre multiple de trois .

La figure III.4 représente le spectre des harmoniques rapportées à l'amplitude de l'onde fondamentale .

b) influence de l'empiètement

Le phénomène d'empiètement a pour conséquence que les courants de réseau ne sont plus rectangulaires, mais approximativement trapézoïdaux . L'influence sur l'amplitude de l'onde fondamentale et des harmoniques les plus basses est normalement modeste . On peut donc négliger cet effet .

L'influence la plus importante se manifeste sur le déphasage ϕ_I de l'onde fondamentale du courant de réseau par rapport à la tension simple correspondante . A cause de l'empiètement on a : ϕ_I est supérieur à e .

III.3 Puissance active et réactive

III.3.1 Relations de base

Pour la détermination de la puissance active et réactive consommée par le convertisseur de courant, il faut tenir compte du fait que les courants ne sont pas sinusoidaux . Par contre, on admet une tension sinusoidale . Dans ce cas, seule l'onde fondamentale du courant donne une contribution à la puissance active :

$$P = 3.U_{ry} \cdot I_I \cdot \cos(\phi_I)$$

$$I_Q = 3.U_{ry} \cdot I_I \cdot \sin(\phi_I)$$

où : U_{ry} est la tension simple du réseau

$I_I = \frac{I_{\hat{I}}}{\sqrt{2}}$: la valeur efficace de l'onde fondamentale du courant de réseau .

ϕ_I est le déphasage de cette dernière par rapport à la tension U_{ry} .

A cause de la tension supposée sinusoidale, les harmoniques du courant n'ont aucune influence sur la puissance active P . Par contre, la puissance réactive I_Q est définie pour l'onde fondamentale .

Pour un convertisseur de courant en pont triphasé U_{ry} est égale à U_y d'où :

$$3.U_{ry} \cdot I_I = 3.U_y \cdot \left(\frac{I_{\hat{I}}}{\sqrt{2}}\right) = \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot \frac{II}{3.6 \frac{I}{2}} U_{dio} \cdot \frac{2.3^{I/2}}{II} = U_{dio} \cdot I_d$$

Dans ces conditions, on a négligé les pertes dans le convertisseur de courant et dans le transformateur . Généralement ces dernières sont très petites .

III.3.2 Influence de l'angle de retard d'allumage

De la figure III.2, on peut déduire que le déphasage de l'onde fondamentale \varnothing_I est égal à l'angle de retard d'allumage e . On suppose donc un comportement idéalisé, en négligeant le phénomène d'empiètement.

Pour la puissance active et réactive, on trouve :

$$P = U_{dio} \cdot I_d \cdot \cos(e)$$

$$I_Q = U_{dio} \cdot I_d \cdot \sin(e)$$

En tenant compte du fait que : $U_{die} = U_{dio} \cdot \cos(e)$, on constate que la puissance active P est proportionnelle à la tension continue idéale U_{die} . On peut représenter la relation entre la puissance réactive I_Q et la puissance active P par le diagramme circulaire (fig.III.5).

III.3.3 Facteur de puissance

La puissance apparente découle de la relation :

$$S = 3 \cdot U_{ry} \cdot I_{eff}$$

où I_{eff} est la valeur efficace du courant de réseau .

Le facteur de puissance est défini par :

$$z = P/S = \frac{I_I}{I_{eff}} \cos(\varnothing_I) = g \cdot \cos(\varnothing_I)$$

avec $g = \hat{I}_I / I_{eff}$

pour le pont triphasé : $g = 3/\sqrt{3} = 0,955$

Le facteur de puissance d'un convertisseur de courant ne correspond pas à $\cos(\varnothing_I)$ mais il est plus petit . Ceci est dû aux harmoniques . Ainsi que la valeur efficace I_{eff} de courant de réseau est plus élevée que celle de l'onde fondamentale, d'où g inférieur à l'unité .

III.3.4 Influence de la commutation

En tenant compte du phénomène d'empiètement, la tension continue est donnée par :

$$U_{de} = U_{dio} \cdot (\cos(\theta) - d_x)$$

d'où l'on tire pour la puissance active :

$$P = U_{de} \cdot I_d = U_{dio} \cdot I_d \cdot (\cos(\theta) - d_x)$$

le déphasage déterminant pour la puissance active correspond donc à :

$$\cos(\phi_I) = \cos(\theta) - d_x$$

on obtient ainsi pour la puissance réactive de l'onde fondamentale :

$$I_Q = U_{dio} \cdot I_d \cdot \sin(\phi_I)$$

ou en substituant $\sin^2(\phi_I) = 1 - \cos^2(\phi_I)$

$$I_Q = U_{dio} \cdot I_d \cdot (1 - (\cos(\theta) - d_x)^2)^{1/2}$$

pour $\theta = 0$, $I_Q = U_{dio} \cdot I_d \cdot (d_x \cdot (2 - d_x))^{1/2}$

Le diagramme circulaire de la puissance réactive correspond à une partie d'un demi-cercle (fig.III.6 et fig.III.7) .

III.3.5 Déphasage de l'onde fondamentale

$$\cos(\phi_I) = \cos(\theta) - d_x$$

$$\cos(\phi_I) = \cos(\theta) - d_x$$

$$d_x = \frac{\cos(\theta) - \cos(\theta+u)}{2}$$

$$\cos(\phi_I) = \frac{\cos(\theta) + \cos(\theta+u)}{2} = \cos(\theta + \frac{u}{2}) \cdot \cos(\frac{u}{2})$$

pour de petites valeurs de u , on peut approximer $\cos(\frac{u}{2})$ par 1, et

l'on tire : $\phi_I \approx \theta + \frac{u}{2}$.

L'onde fondamentale est donc approximativement déphasée en plus de l'angle de retard d'allumage θ de la moitié de l'angle d'empiètement u .

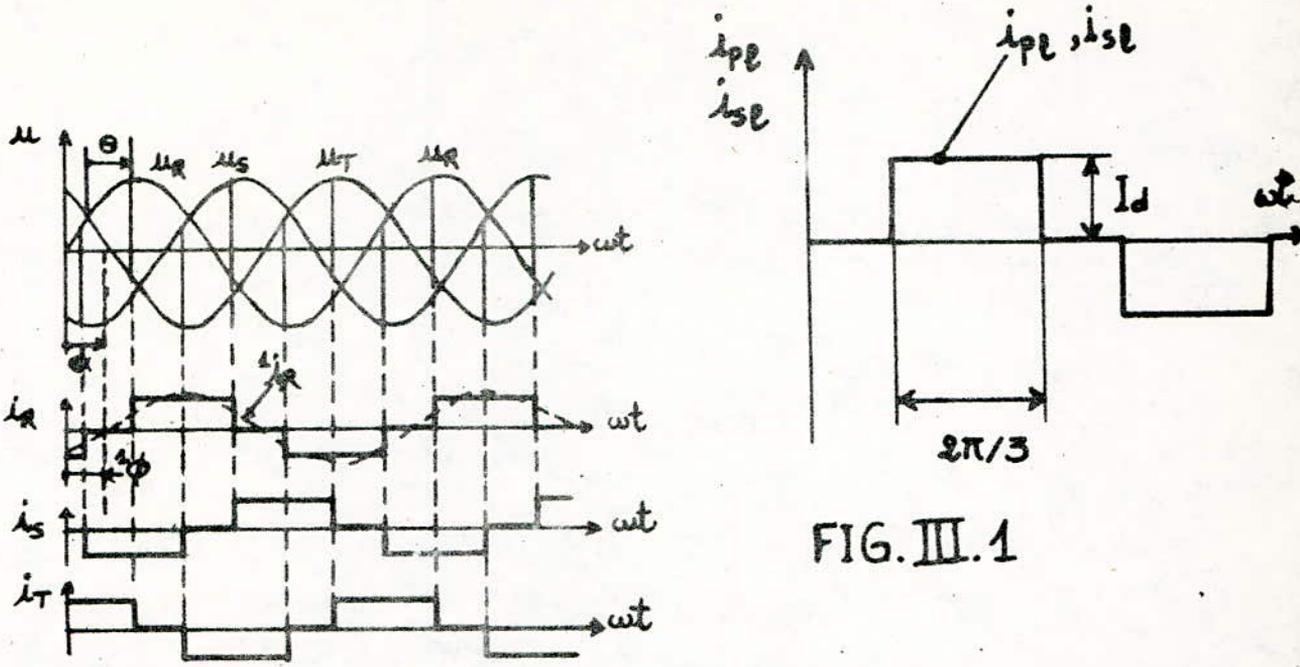


Fig. III.2. Allure des Tensions et courants de réseau pour un Convertisseur de courant en montage en pont triphasé.

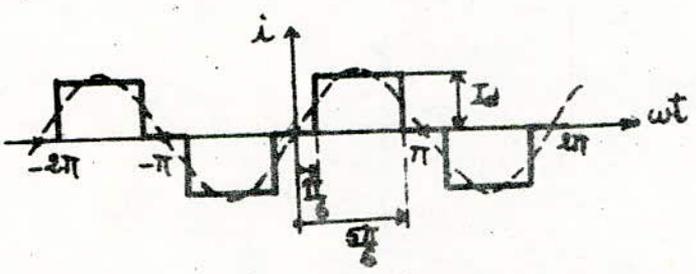


Fig. III.3. Allure du courant de réseau pour le développement en série de Fourier

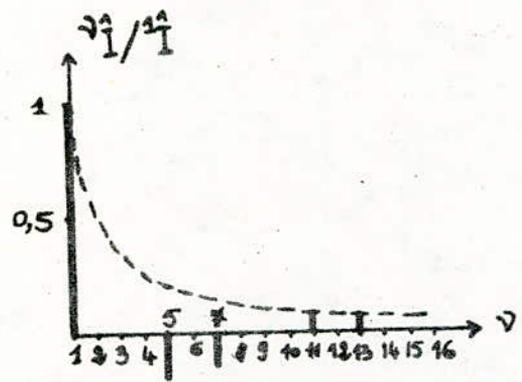


Fig. III.4. Spectre des harmoniques du courant de réseau pour un montage en pont triphasé.

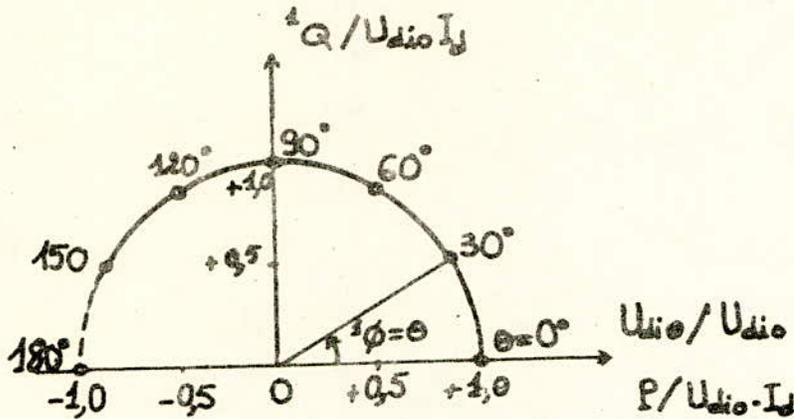


FIG. III.5. Puissance active et réactive d'un convertisseur de courant, Comportement idéalisé.

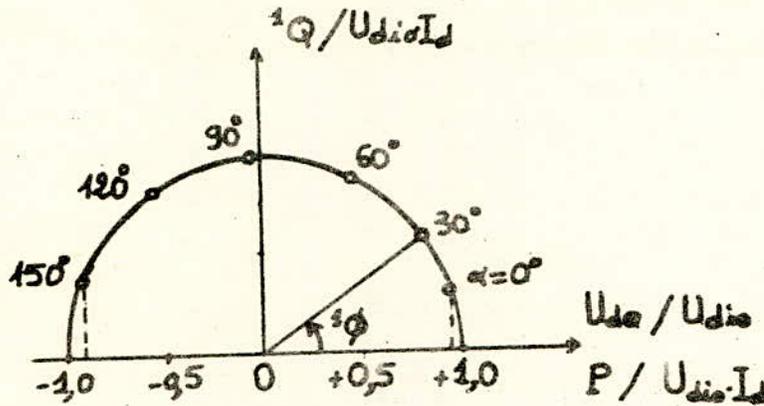


FIG. III.6. Puissance active et réactive d'un convertisseur de courant en tenant compte de la commutation, $d_x = 0.05$

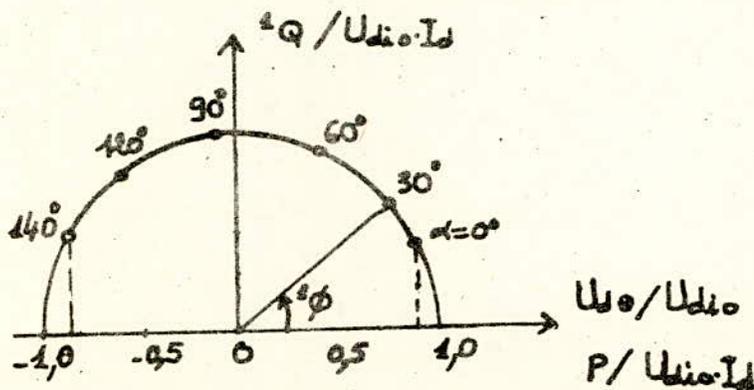


FIG. III.7. Puissance active et réactive d'un convertisseur de courant en tenant compte de la commutation, $d_x = 0.1$

Chapitre IV

IV. Calculs relatifs au convertisseur et au transformateur

IV.1 Calcul des tensions

On considère que les pertes représentent 15% de la tension redressée

a) tension redressée moyenne

$$U_d = U_{dio} - 0,15 \cdot U_{dio} = 0,85 \cdot U_{dio}$$

b) tension redressée maximale

$$U_{dio} = U_d / 0,85 = 2.460 / 0,85 = 1082 \text{ V}$$

$$\underline{U_{dio} = 1082 \text{ V}}$$

c) tension secondaire entre phase et neutre du transformateur

$$U_{dio} = \frac{3.3^{1/2} \cdot 2^{1/2}}{\sqrt{2}} U_y \quad \text{d'où}$$

$$U_y = \frac{\sqrt{2}}{3.3^{1/2} \cdot 2^{1/2}} U_{dio} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1082}{3.3^{1/2} \cdot 2^{1/2}} = 462 \text{ V}$$

$$\underline{U_y = 462 \text{ V}}$$

d) tension inverse maximale dans un thyristor

$$U_{Tmax} = 2^{1/2} \cdot 3^{1/2} \cdot U_y = 2^{1/2} \cdot 3^{1/2} \cdot 462 = 1132 \text{ V}$$

$$\underline{U_{Tmax} = 1132 \text{ V}}$$

IV.2 Calcul des courants

a) courant efficace dans le secondaire du transformateur

$$I_{eff} = (2/3)^{1/2} \cdot I_d = (2/3)^{1/2} \cdot 1630 = 1331 \text{ A}$$

$$\underline{I_{eff} = 1331 \text{ A}}$$

b) courant moyen redressé passant dans un thyristor

$$I_{dmax} = (I_d + I_{ci}) \cdot K_i$$

$I_{ci} = 10\%$: courant de circulation

$K_i = 1,25$: coefficient de sécurité (en cas de surcharge)

$$I_{dmax} = (I_d + 0,1 \cdot I_d) \cdot K_i = 1,1 \cdot I_d \cdot K_i = 1,1 \cdot 1,25 \cdot 1630 = 2241 \text{ A}$$

$$I_{Tmed} = I_{dmax}/q = 2241/3 = 747 \text{ A}$$

$$\underline{I_{Tmed} = 747 \text{ A}}$$

c) Courant efficace dans un thyristor

$$I_{Teff} = I_{dmax}/q^{1/2} = 2241/3^{1/2} = 1294 \text{ A}$$

$$\underline{I_{Teff} = 1294 \text{ A}}$$

IV.3 Calcul des inductances

a) Inductance totale du circuit

$$L_d = \frac{U_{dio}}{k \cdot \omega_o \cdot I_d} \left(I - \frac{II}{2.3^{1/2}} \right) \cdot \sin(90^\circ)$$

k = 10 % : taux d'ondulation du courant

on calcul l'inductance totale du circuit dans le cas le plus défavorable:

e = 90°.

$$L_d = \frac{1082}{0,1 \cdot 6 \cdot 314 \cdot 1630} \left(I - \frac{II}{2.3^{1/2}} \right) \cdot \sin(90^\circ) = 0,33 \text{ mH}$$

$$\underline{L_d = 0,33 \text{ mH}}$$

b) Inductance de limitation de courant

$$L'_{ci} = \frac{K_{ci} \cdot 2^{1/2} \cdot U}{\omega_o \cdot I_{ci}}$$

K_{ci} = 0,65 : valeur extrême prise sur la courbe .

$$I_{ci} = (10\%) \cdot I_d$$

$$L'_{ci} = \frac{0,65 \cdot 2^{1/2} \cdot 462}{314 \cdot 0,1 \cdot 1630} = 8,3 \text{ mH}$$

$$L_{ci} = L'_{ci}/2 = 8,3/2 = 4,15 \text{ mH}$$

$$\underline{L_{ci} = 4,15 \text{ mH}}$$

$$\underline{2L_{ci} = 8,3 \text{ mH}}$$

c) Inductance de l'induit du moteur

$$L_m = \frac{K_m \cdot U_m}{2 \cdot p \cdot N_n \cdot I_d} \quad \text{on prendra } K_m = 10$$

$$L_m = \frac{10 \cdot 460}{6 \cdot 1000 \cdot 1630} = 0,47 \text{ mH}$$

$$\underline{L_m = 0,47 \text{ mH}}$$

$$\underline{2L_m = 0,94 \text{ mH}}$$

Or l'inductance du circuit est égale au minimum à la somme de l'inductance de limitation de courant et l'inductance d'induits des moteurs . Si la somme est inférieure à L_d , on adjoint une inductance de lissage .

$2.L_m + 2.L_{ci} = 0,94 + 8,3 = 9,24$ mH, qui est supérieure à $L_d = 0,33$ mH donc il n'est point nécessaire de mettre dans le circuit une inductance de lissage .

e) Inductance du transformateur

La réactance du transformateur ramenée au secondaire est déterminée par un essai de court-circuit qui donne les chutes de tension active et réactive .

Dans notre cas, on a : $u_{cca} \% = 2,5$; $u_{ccr} \% = 5,5$

$$L_{TR} = \frac{u_{ccr} \%}{100} \cdot \frac{2^{1/2} \cdot U_y}{2^{1/2} \cdot w_o \cdot I_{eff}} = \frac{5,5 \cdot 462}{1331 \cdot 100 \cdot 314} = 0,06 \text{ mH}, \quad \underline{2.L_{TR} = 0,12 \text{ mH}}$$

$$X_{TR} = L_{TR} \cdot w_o = 0,06 \cdot 1331 = 18,84 \text{ mOhm} \quad \underline{X_{TR} = 18,84 \text{ mOhm}}$$

f) Inductance totale du circuit

$$L_o = 2.L_m + 2.L_{ci} + 2.L_{TR} = 0,94 + 8,3 + 0,12 = 9,36 \text{ mH}$$

$$\underline{L_o = 9,36 \text{ mH}}$$

IV.4 Calcul des résistances

a) Résistance du transformateur

$$R_{TR} = \frac{u_{cca} \% \cdot 2^{1/2} \cdot U_y}{100 \cdot 2^{1/2} \cdot I_{eff}} = \frac{2,5 \cdot 462}{1331 \cdot 100} = 8,68 \text{ mOhm}$$

$$\underline{R_{TR} = 17,36 \text{ mOhm}}$$

b) Résistance de la bobine de limitation de courant

On prendra $R_{ci} = 0,001 \text{ Ohm} = 1 \text{ mOhm}$ $R_{ci} = 1 \text{ mOhm}$

c) Résistance du fil

On prendra $R_{fil} = 0,001 \text{ Ohm} = 1 \text{ mOhm}$ $R_{fil} = 1 \text{ mOhm}$

d) Résistance interne du thyristor

On prendra $U_{int} = 3 \text{ V}$

d'où $R_i = U_{int}/I_d = 3/1630 = 1,8 \text{ mOhm}$ $R_i = 1,8 \text{ mOhm}$

e) Résistance totale de l'induit

$R_m \cdot I_d^2 = 50\% \cdot (1 - n_n) \cdot U_{mn} \cdot I_d$ où n_n : rendement nominal

$R_m = 0,5 \cdot (1 - n_n) \cdot U_n / I_d = 0,5 \cdot (1 - 0,94) \cdot 460 / 1630 = 8,47 \text{ mOhm}$

$2R_m = 16,9 \text{ mOhm}$

f) Résistance d'empiètement

$R_{emp} = s \cdot q \cdot X_{TR} / 2 \cdot I = 2 \cdot 3 \cdot 18,84 / 2 \cdot 3,14 = 18 \text{ mOhm}$

$R_{emp} = 18 \text{ mOhm}$

g) Résistance totale de tout le circuit

$R_o = 2R_{TR} + 2R_m + R_{emp} + R_i + R_{fil} + 2R_{ci}$

$R_o = 15,8 + 15,5 + 16,6 + 1,8 + 1 + 20 = 70,7 \text{ mOhm}$

$R_o = 70,7 \text{ mOhm}$

h) Constante de temps de tout le circuit

$T_o = L_o / R_o = 9,36 / 70,7 = 0,12 \text{ s}$

$T_o = 0,12 \text{ s}$

IV.5 Calcul des chutes de tension

a) Chute de tension résistive dans les phases du secondaire

du transformateur et dans la bobine de limitation de courant

$U_{2TR} = (2 \cdot R_{TR} + 2 \cdot R_{ci}) \cdot I_d = (15,8 + 20) \cdot 1630 = 29 \text{ V}$

$U_{2TR} = 29 \text{ V}$

b) Chute de tension dans le pont du thyristor

On prendra $U_{int} = 3 \text{ V}$

$U_{int} = 3 \text{ V}$

c) Chute de tension due à la commutation

$D_x = 3 \cdot X_{TR} \cdot I_d / II = 3 \cdot 18,84 \cdot 10^{-3} \cdot 1630 / 3,14 = 29,3 \text{ V}$

$D_x = 29,3 \text{ V}$

d) Chute de tension totale dans le circuit

$U_{tot} = U_{int} + D_x + U_{2TR} = 3 + 29,3 + 29 = 61,3 \text{ V}$

$U_{tot} = 61,3 \text{ V}$

e) Chute de tension relative

$U_{rel} = U_{tot} / U_{dio} = 61,3 / 1082 = 5,67 \%$

$U_{rel} = 5,67 \%$

Initialement on a supposé que les pertes représentent 15 % de U_{dio} , or on vient de trouver qu'elles ne sont égales qu'à 5,67 % de U_{dio} . Les 9,33 % supplémentaires sont prises comme marge de sécurité en cas de surcharge.

IV.6 Détermination de la caractéristique externe du convertisseur

$U_{de} = U_{dio} \cdot \cos(\theta) - R_d \cdot I_d$

$R_d = R_{emp} + 2 \cdot R_{TR} + R_i + 2 \cdot R_{ci} = 18 + 17,36 + 1,8 + 2 = 39,16 \text{ mOhm}$

$U_{de} = 1082 \cdot \cos(\theta) - 39,16 \cdot 10^{-3} \cdot I_d$

IV.7 Calcul des angles

a) Angle de retard nominal

$U_{de_n} = 2 \cdot U_n = 2 \cdot 460 = 920 \text{ V}$

$I_d = I_{dn} = 1630 \text{ A}$

$920 = 1082 \cdot \cos(\theta_n) - 39,16 \cdot 10^{-3} \cdot 1630$

d'où $\cos(\theta_n) = 0,909$

$\theta_n = 25^\circ$

b) Angle de retard à l'amorçage maximal

Dans le cas d'un onduleur, la commutation est retardée d'un angle e supérieur à 90° par rapport à la commutation naturelle, elle s'étend sur un angle u . Pour qu'il n'y ait pas de court-circuit entre phases, on doit laisser un temps suffisant entre la fin de la commutation et le point où les tensions de phases commutantes sont égales. Ce temps est dit temps de repos. Il doit être supérieur au temps de blocage t_p des thyristors.

$$\omega t_p = b \quad e+u = \pi - b \quad \text{d'où} \quad \cos(e+u) = -\cos(b)$$

$$\text{or} \quad \cos(e) - \cos(e+u) = 2 \cdot d_x = 2 \cdot D_x / U_{\text{dio}} = \cos(e) + \cos(b)$$

$$\text{d'où} \quad \cos(b) = 2 \cdot D_x / U_{\text{dio}} - \cos(e)$$

on prendra $b=10^\circ$

$$\text{d'où} \quad \cos(e_{\text{max}}) = 2 \cdot D_x / U_{\text{dio}} - \cos(b) = 2 \cdot 29,3 / 1082 = -0,93$$

$$\text{d'où} \quad e_{\text{max}} = 180^\circ - 21^\circ = 159^\circ$$

$$\underline{e_{\text{max}} = 159^\circ}$$

c) Angle de désamorçage minimal

Lorsque la composante alternative de la tension s'annule, un angle de désamorçage minimal e_0 est donné par :

$$\text{tg}(e_0) = 6 \cdot (1 - \pi \cdot 3^{1/2} / 6) / \pi = 0,1778 \quad \text{d'où}$$

$$\underline{e_0 = 10^\circ}$$

d) Calcul de l'angle de commutation maximal

$$e + u = \pi - b$$

$$e_{\text{max}} + u_{\text{max}} = \pi - b$$

d'où

$$u_{\text{max}} = 180^\circ - 10^\circ - 159^\circ = 11^\circ$$

$$\underline{u_{\text{max}} = 11^\circ}$$

IV.8 Dimensionnement du transformateur de couplage

- a) Valeur de l'angle de déphasage de l'onde fondamentale du courant sur la tension en régime nominal

$$l\phi_n = e_n + u_{\max}/2 = 25 + \frac{11}{2} = 30,5^\circ \quad \underline{l\phi_n = 30,5^\circ}$$

- b) Courant efficace dans le secondaire du transformateur

$$I_{\text{eff}} = (2/3)^{1/2} \cdot I_d = (2/3)^{1/2} \cdot 1630 = 1331 \text{ A} \quad \underline{I_{\text{eff}} = 1331 \text{ A}}$$

- c) Courant nominal dans le primaire du transformateur

$$I_p = \frac{II \cdot U_{\text{dio}} \cdot I_d}{3 \cdot 3^{1/2} \cdot U_p} = \frac{II \cdot 1082 \cdot 1630}{3 \cdot 3^{1/2} \cdot 380} = 2805 \text{ A} \quad \underline{I_p = 2805 \text{ A}}$$

- d) Puissance active nominale

$$P_{\text{ln}} = 3 \cdot \left(\frac{U_p}{3^{1/2}} \right) \cdot I_p \cdot \cos(l\phi) \\ = 3 \cdot \left(380/3^{1/2} \right) \cdot 2805 \cdot \cos(30,5^\circ) = 1588 \text{ Kw} \quad \underline{P_{\text{ln}} = 1588 \text{ Kw}}$$

- e) Puissance réactive nominale

$$lQ_n = 3 \cdot \left(U_p/3^{1/2} \right) \cdot I_p \cdot \sin(l\phi_n) = 942 \text{ KVar} \quad \underline{lQ_n = 942 \text{ KVar}}$$

- f) Facteur de puissance

$$z = \frac{3}{II} \cdot \cos(l\phi_n) = 3 \cdot 0,86/II = 0,82 \quad \underline{z = 0,82}$$

- g) Puissance apparente nominale

$$S_{\text{ln}} = P_{\text{ln}}/z = 1588/0,82 = 1937 \text{ KVA} \quad \underline{S_{\text{ln}} = 1937 \text{ KVA}}$$

Chapitre V :

Alimentation de l'exitation

V.I Généralités

Le montage utilisé pour l'exitation est composé : (fig.V-1)

- d'un transformateur en couplage triangle-étoile .
- d'un convertisseur de courant en montage étoile triphasé .

V.2 Etude du convertisseur de courant

V.2.I Tension continue idéale (fig.V-2)

$$U_{die} = \frac{s \cdot q \cdot 2^{I/2}}{2 \cdot \Pi} \sin(\Pi/q) \cdot U_y \cdot \cos(\epsilon)$$

s = 1 ; q = 3 ; p = s.q = 1.3 = 3 : indice de pulsation

$$U_{die} = \frac{3 \cdot 2^{I/2}}{2 \cdot \Pi} \sin(\Pi/3) \cdot U_y \cdot \cos(\epsilon) = 1,17 \cdot \cos(\epsilon)$$

U_y : valeur efficace de la tension simple au secondaire du transformateur

V.2.2 Chute de tension inductive

$$D_x = \frac{s \cdot q}{2 \cdot \Pi} \omega \cdot L_c \cdot I_d$$

s = 1 ; q = 3 ; p = q.s = 3

$$D_x = \frac{3}{2 \cdot \Pi} \omega \cdot L_c \cdot I_d$$

V.2.3 Angle de commutation (fig.V.3 et fig.4)

$$D_x = \frac{s \cdot q \cdot 2^{I/2}}{4 \cdot \Pi} \cdot U_c \cdot (\cos(\epsilon) - \cos(\epsilon + u)) = \frac{s \cdot q}{2 \cdot \Pi} \omega \cdot L_c \cdot I_d$$

$$\epsilon = 0 \quad 1 - \cos(u_0) = \frac{2 \cdot L_c \cdot I_d}{2^{I/2} \cdot U_c}$$

V.3 Courants de réseau

Pour un convertisseur de courant en montage étoile triphasé, l'allure de diverses tensions et courants est représentée à la fig.V.5 .

V.3.1 Valeur efficace des courants de réseau

$$I_{\text{eff}} = \left(\frac{1}{2 \cdot II} \cdot \left(I_d^2 \cdot \frac{2 \cdot II}{3} + (-I_d)^2 \cdot \frac{2 \cdot II}{3} \right) \right)^{1/2}$$

V.3.2 Développement en série de Fourier pour un montage en étoile triphasé

On peut décomposer le courant de réseau en une onde fondamentale et des harmoniques à l'aide d'un développement en série de Fourier, voir fig.V-6 et fig.V-7 .

$$i = \sum_{v=1}^{v=\infty} \hat{v}_I \cdot \sin(v \cdot \omega \cdot t) \quad \text{avec}$$

$$\hat{v}_I = \frac{1}{II} \int_{-II}^{+II} i \cdot \sin(v \cdot \omega \cdot t) \cdot dt = \frac{2}{II} \int_0^{2 \cdot II/3} I_d \cdot \sin(v \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t)$$

$$\hat{v}_I = \frac{2}{II \cdot v} \cdot I_d \cdot \left(1 - \cos\left(v \cdot \frac{2 \cdot II}{3}\right) \right) \quad \text{et l'on tire les valeurs particulières :}$$

$$\hat{v}_I = \frac{3}{II \cdot v} \cdot I_d \quad \text{pour} \quad v = 1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, \dots$$

$$\hat{v}_I = 0 \quad \text{pour} \quad v = 3, 6, 9, \dots$$

La valeur de l'onde fondamentale du courant de réseau est donc :

$$I_I = \frac{3}{II} \cdot I_d \quad (\text{valeur de crête})$$

$$I_I = 0,955 \cdot I_d$$

Le déphasage φ de l'onde fondamentale du courant de réseau par rapport à la tension simple correspondante est égal à l'angle de retard d'allumage e : $\varphi = e$.

V.4 Etude du transformateur (fig.V.8)

Courants efficaces et puissances apparentes

Pour déterminer la valeur efficace des courants au primaire et au secondaire, nous supposons un courant continu I_d bien lissé, (figures V.9 et V.10) .

Le courant efficace au secondaire découle de :

$$I_{seff} = \left(\frac{1}{2 \cdot 11} \left(I_d^2 \frac{2 \cdot 11}{3} \right) \right)^{1/2} = \frac{1}{3^{1/2}} I_d$$

Par contre, le courant efficace au primaire est :

$$I_{peff} = \left(\frac{1}{2 \cdot 11} \left(\left(\frac{2}{3} I_d \right)^2 \cdot \frac{2 \cdot 11}{3} + \left(\frac{1}{3} I_d \right)^2 \cdot \frac{4 \cdot 11}{3} \right) \right)^{1/2} = \frac{2^{1/2}}{3} I_d$$

La puissance apparente au secondaire est :

$$S_s = 3 \cdot U_y \cdot I_{seff}$$

La puissance apparente au primaire est :

$$S_p = 3 \cdot U_y \cdot I_{peff}$$

En remplaçant U_y par sa valeur en fonction de U_{dio} , on tire :

$$S_s = \frac{11 \cdot 2^{1/2}}{3} \cdot U_{dio} \cdot I_d = 1,481 \cdot P_{dio}$$

$$S_p = \frac{2 \cdot 11}{3 \cdot 3^{1/2}} \cdot U_{dio} \cdot I_d = 1,209 \cdot P_{dio}$$

avec $P_{dio} = U_{dio} \cdot I_d$: puissance continue idéale .

Le transformateur doit être dimensionné pour une puissance typique S_t :

$$S_t = \frac{S_s + S_p}{2} = \frac{11}{3} \left(\frac{1}{2^{1/2}} + \frac{1}{3^{1/2}} \right) \cdot P_{dio} = 1,345 \cdot P_{dio}$$

À cause des courants de forme rectangulaire, qui, au secondaire possédant aussi une composante continue. Le transformateur alimentant un convertisseur de courant en montage étoile triphasé, doit être surdimensionné d'environ 35 % par rapport à la puissance continue idéale P_{dio} du convertisseur de courant .

V.5 Calcul relatif au système

V.5.1 Calcul des courants

$$I_{\text{seff}} = \frac{I_d}{3^{1/2}} = \frac{15,1}{3^{1/2}} = 8,7 \text{ A}$$

$$\underline{I_{\text{seff}} = 8,7 \text{ A}}$$

$$I_{\text{peff}} = \frac{2^{1/2}}{3} \cdot I_d = \frac{2^{1/2}}{3} \cdot 15,1 = 7,1 \text{ A}$$

$$\underline{I_{\text{peff}} = 7,1 \text{ A}}$$

$$I_{\text{eff}} = (2/3)^{1/2} \cdot I_d = (2/3)^{1/2} \cdot 15,1 = 12,3 \text{ A}$$

$$\underline{I_{\text{eff}} = 12,3 \text{ A}}$$

V.5.2 Calcul des tensions

$$U_d = U_{\text{dio}} - 0,15 \cdot U_{\text{dio}}$$

$$U_{\text{dio}} = \frac{U_d}{0,85} = 220/0,85 = 259 \text{ V}$$

$$\underline{U_{\text{dio}} = 259 \text{ V}}$$

$$U_y = U_{\text{dio}}/1,17 = 221,4 \text{ V}$$

$$\underline{U_y = 221,4 \text{ V}}$$

$$U_{\text{Tmax}} = 2^{1/2} \cdot 2 \cdot \sin(\pi/4) \cdot U_y = 542 \text{ V}$$

$$\underline{U_{\text{Tmax}} = 542 \text{ V}}$$

V.5.3 Calcul des puissances

$$S_s = 3 \cdot U_y \cdot I_{\text{seff}} = 3 \cdot 221,4 \cdot 8,7 = 5777,5 \text{ VA}$$

$$\underline{S_s = 5,8 \text{ KVA}}$$

$$S_p = 3 \cdot U_y \cdot I_{\text{peff}} = 3 \cdot 221,4 \cdot 7,1 = 4715 \text{ VA}$$

$$\underline{S_p = 4,72 \text{ KVA}}$$

$$S_t = \frac{S_s + S_p}{2} = \frac{5777,5 + 4715}{2} = 5246,25 \text{ VA}$$

$$\underline{S_t = 5,3 \text{ KVA}}$$

V.5.4 Puissance de dimensionnement du transformateur

$$S_d + S_t + 0,35 \cdot S_t = 1,35 \cdot 5246,25 = 7082,33 \text{ VA}$$

$$\underline{S_d = 7,1 \text{ KVA}}$$

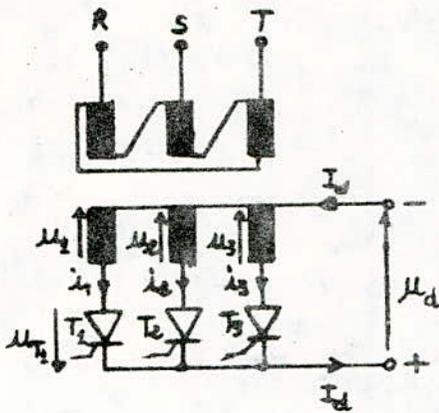


FIG.V.1. Montage étoile triphasé

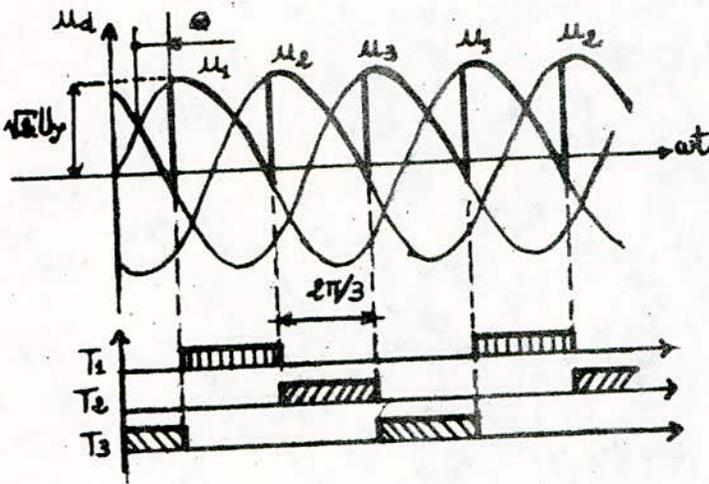


FIG.V.2. Allure de la Tension continue U_d et durée de conduction des Thyristors pour un montage étoile Triphasé.

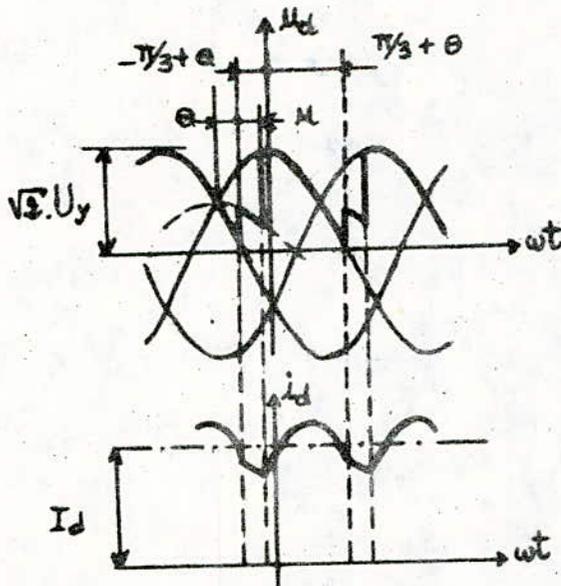


FIG.V.3. Allure de la Tension continue U_d et du Courant continu I_d en tenant compte du phénomène de la commutation pour un montage étoile triphasé.

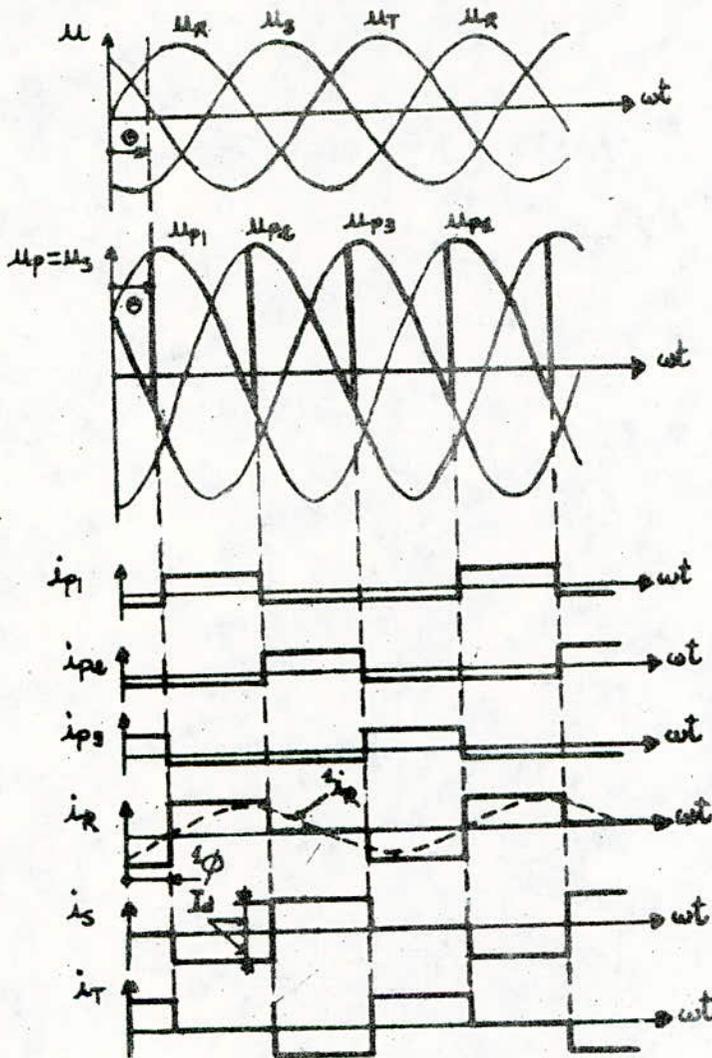


Fig. V.5 ALLURE des tensions et courants de réseau pour un convertisseur de courant en montage étoile triphasé avec transformateur en couplage Δ/λ .

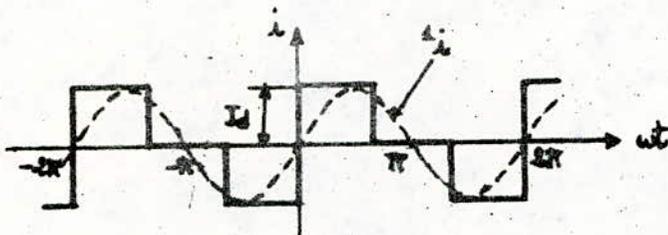


Fig. V.6 ALLURE du courant de réseau pour le développement en série de Fourier.

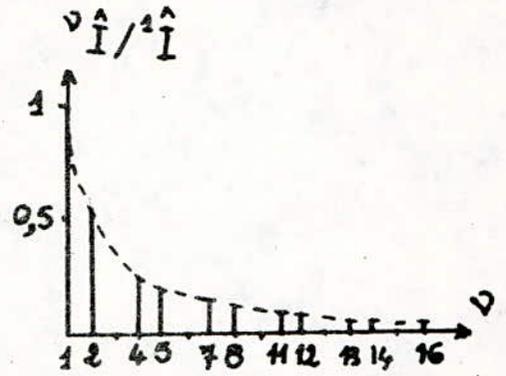
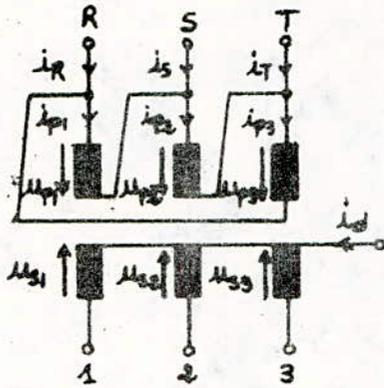


FIG.V.7. Spectre des harmoniques.

Fig.V.8. Transformateur avec couplage Δ/\star

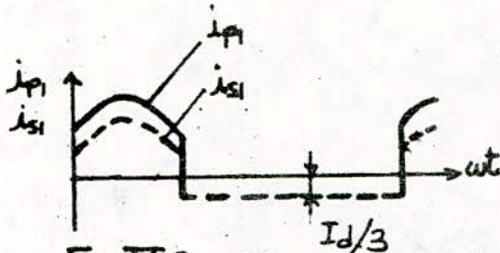
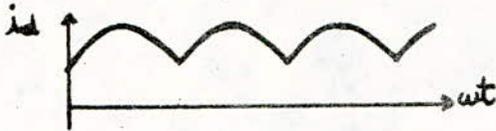


Fig.V.9. Allure des différents courants pour un transformateur Δ/\star

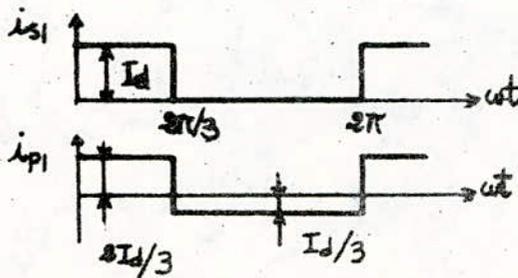


Fig.V.10. Courant au primaire et au secondaire d'un transformateur en couplage Δ/\star .

Chapitre VI

VI.I Protection du groupe convertisseur-transformateur

Les défauts des convertisseurs sont dûs à des surtensions ou à des surintensités externes ou à des défaillances de composants qui peuvent se traduire par des surintensités .

VI.I.I Cause des surintensités

Les éléments redresseurs sont très sensibles aux surintensités . Les pertes dues aux courants trop élevés provoquent un échauffement trop élevé de la jonction et causent la destruction de l'élément redresseur . Il est donc indispensable de prévoir une protection adéquate .

Les surintensités peuvent être provoquées par :

- court-circuits aux bornes du convertisseur statique ;
- des surcharges dues à la charge à la sortie du convertisseur statique ;

Il existe 2 possibilités de protection :

- protection par fusibles ;
- disjoncteurs rapides (temps de déclenchement = 0,05 s);
- fusibles et disjoncteurs combinés entre eux .

Les fusibles sont montés directement en série avec l'élément redresseur, tandis que le disjoncteur rapide se trouve dans le circuit de la charge du convertisseur statique .

La coupure d'un courant provoque toujours des surtensions . La protection par fusible et disjoncteur rapide doit être assez rapide pour protéger les éléments redresseurs contre les surtensions mais pas trop rapide pour ne pas les endommager à cause des surtensions (figure VI.I) .

VI.1.2 Causes des surtensions

Les éléments redresseurs sont également très sensibles aux surtensions apparaissant pendant la durée du blocage entre anode et cathode .

Il existe en principe deux origines de surtensions :

- surtensions internes dues à l'effet d'accumulation des porteurs de charges dans l'élément redresseur .
- surtensions externes dues à des phénomènes atmosphériques ou de coupure, en particulier le déclenchement du transformateur alimentant le convertisseur statique .

a) Protection contre des surtensions internes par des circuits RC

Dans un élément redresseur idéal le courant i_{Th} s'annule lors de son passage par zéro et la tension u_{AC} entre anode et cathode saute à la valeur négative u_{Th} (fig.VI.2.a) et b)) .

Cependant, un élément redresseur ne peut pas bloquer instantanément le courant à cause de l'effet d'accumulation de charge .

Le courant devient négatif pendant un très bref laps de temps et tombe ensuite rapidement à zéro, cette variation rapide du courant induit pendant une brève durée des tensions très élevées dans les inductances des lignes d'amenée . Un circuit RC série connecté en parallèle avec le thyristor permet l'écoulement du courant inverse et évite ainsi au moment du blocage des surtensions importantes (fig.VI.2.c) . Ce circuit RC permet en même temps de limiter la croissance de la tension du/dt aux bornes de l'élément redresseur .

b) Protection contre des surtensions externes par des circuits RC

Pour la protection contre des surtensions externes, c'est-à-dire provenant du réseau d'alimentation, il faut prévoir un circuit RC entre chaque phase et la terre (fig.VI.3).

c) Protection contre des surtensions par des semiconducteurs

Il est possible de protéger l'élément redresseur contre des surtensions soit internes, soit externes grâce aux semiconducteurs à oxyde métallique appelés Varistors .

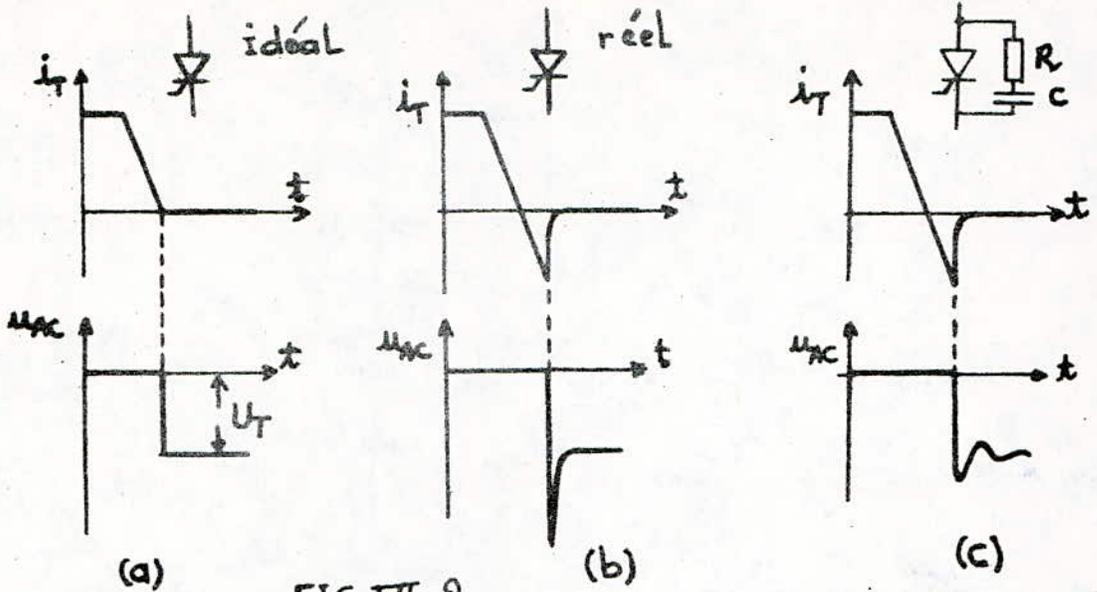
Dés que la tension u dépasse la tension de seuil U_s , le courant augmente très fortement . Le comportement d'un Varistor correspond en principe à celui d'une mise en antisérie de 2 diodes Zener . Cependant la tension de seuil est beaucoup plus élevée que la tension Zener (quelques centaines de volts, selon le type) .

Le Varistor peut même supporter des surtensions périodiques si l'on garantit un refroidissement adéquat de ce dernier .

Le plus souvent on prévoit aussi un circuit RC en parallèle afin de limiter la croissance de la tension du/dt (fig.VI.4) .



FIG. VI.1
protection
contre les
surintensités.



(a)

(b)

(c)

FIG. VI.2

Courant i_T et tension u_{AC} :
 (a) : Lors du blocage d'un élément redresseur idéal.
 (b) : Lors du blocage d'un élément redresseur réel.
 (c) : Lors du blocage d'un élément redresseur réel avec
 circuit RC de protection en parallèle.

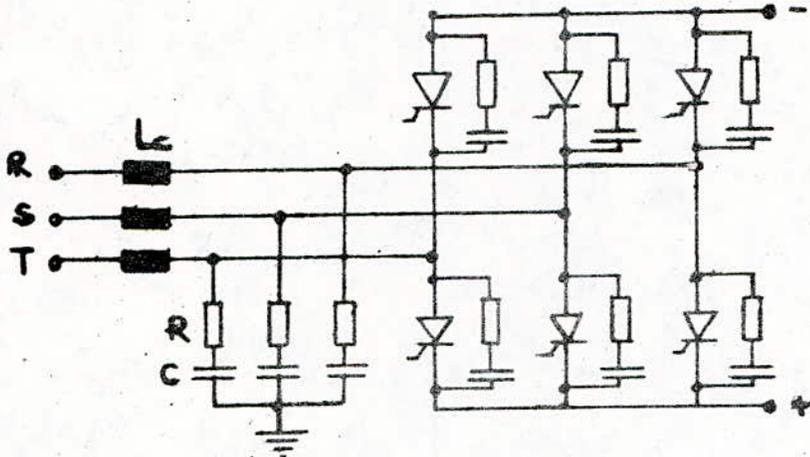
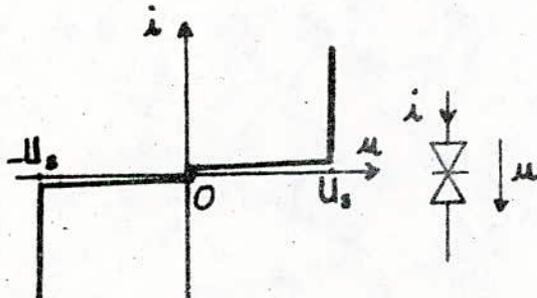
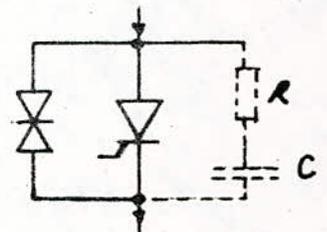


FIG. VI.3
Protection contre des
tensions externes, circuit
RC à l'entrée d'un
convertisseur de courant.



Symbole et caractéristique
d'un varistor.

FIG. VI.4



Protection d'un
élément redresseur par un
varistor et le cas échéant
par un circuit RC.

VII.1 Distribution des impulsions

En régime établi et en conduction continue, chaque thyristor contrôlé conduit sur 120° . Pour cela, l'ordre de distribution des impulsions de commande est tel qu'il se produit toujours une impulsion d'un côté du pont lorsqu'un thyristor de l'autre côté se trouve au milieu de sa période de conduction. Un thyristor qui s'amorce ne peut recevoir du courant que si un autre conduit déjà.

Il en est toujours ainsi en régime établi et en conduction continue.

Toutefois, à la mise sous tension ou en conduction discontinue, cette condition n'est pas remplie. Pour pallier ce défaut, on applique deux impulsions par période sur chaque thyristor. Chaque'un des thyristors du montage reçoit donc deux ordres d'amorçage par période, émanant de deux circuits de commande synchronisés par deux phases successives.

Les deux impulsions d'un même thyristor sont déphasées de 60° en régime établi ($180^\circ - 120^\circ = 60^\circ$).

VII.2 Technologie du circuit de commande des gâchettes

Voir la figure VII.1

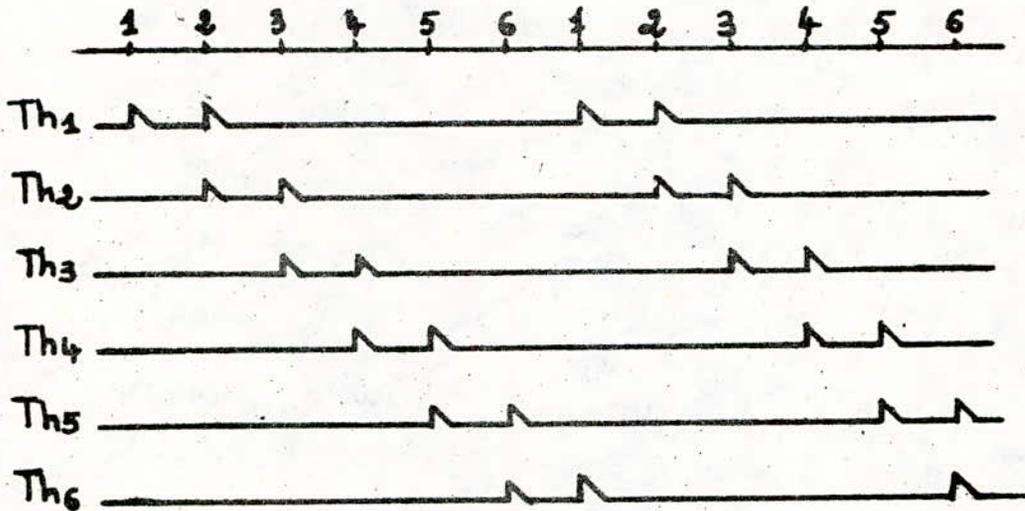
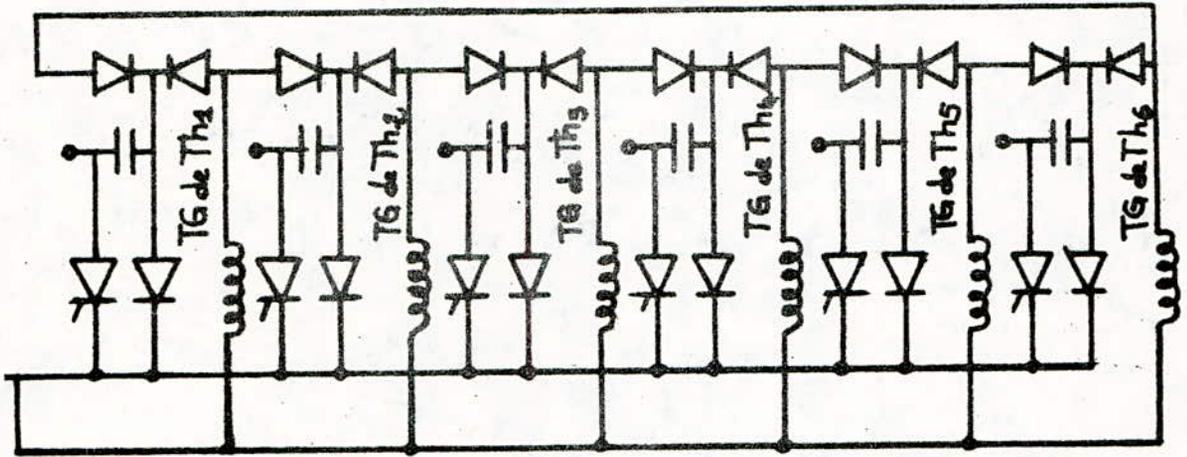
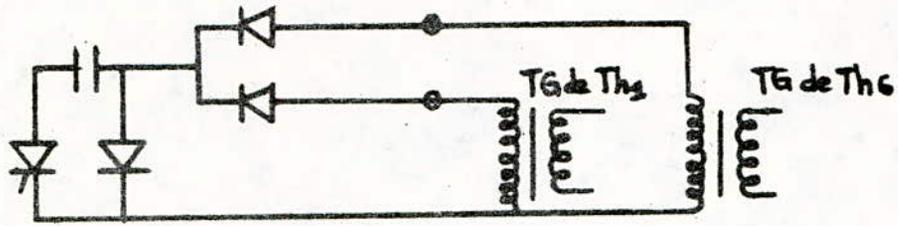


FIG.VII.1. Réalisation du "double amorçage".
 Interconnexion des circuits.
 Diagramme de distribution des impulsions.

Chapitre VIII

Système de commande et de régulation

VIII.1 Introduction

Un système commandé en boucle ouverte lie la variable d'entrée à la variable de sortie . L'insuffisance de ce système réside dans le fait suivant : lorsque les perturbations extérieures apparaissent dans le système commandé, la sortie ne suit plus l'entrée . Lorsqu'on affiche une valeur de commande on est en pratique pas sûr que la sortie aura la valeur désirée . Le premier rôle d'un système de régulation est d'obliger les grandeurs asservies (sorties du système) à conserver des valeurs aussi proches que possible de celles que l'on désire comme idéales . Ces valeurs idéales sont des fonctions des grandeurs d'entrée du système " référence " et " perturbation " .

On a alors pensé à renfermer la chaîne de commande en reliant la sortie à l'entrée . L'entrée du système est alors l'écart entre la grandeur de sortie et la grandeur d'entrée, on a créé une boucle fermée ou commande à rétro-action .

a) Fonction d'un régulateur

Un régulateur doit assurer certain nombre de fonctions nécessaires au bon comportement du système :

- concorder la valeur de la variable primaire avec une grandeur de référence .
- limitation des grandeurs critiques : comme le courant ou la tension d'induit .
- commande précise des variables de façon à éviter une rapidité excessive dans leurs évolutions . Par exemple, le contrôle du gradient de courant dans un induit est une nécessité pour obtenir une bonne commutation et par suite pour maintenir le collecteur en bonne état .

- transfert sans à coup d'un mode de fonctionnement à un autre .
- ajustement et optimisation aisés d'une boucle de commande indépendamment des autres . Cela est indispensable pour la période de mise en marche et aussi dans le cas où l'on serait amené à changer un régulateur ou même à modifier ses fonctions .

b) Principes de régulation

Il y a essentiellement trois (3) concepts de systèmes d'asservissement en usage aujourd'hui :

- la régulation en boucles convergentes,
- la régulation à boucles multiples, linéaire, ou en cascade,
- la régulation à boucles en parallèles, ou à commutation parallèle .

Ils permettent tous de contrôler la variable principale et de limiter les variables secondaires . Nous choisirons comme système de régulation : la régulation en boucles convergentes . Le signal de réaction venant de la variable asservie principale (vitesse) est constamment présent à l'entrée du régulateur . Celui qui provient de la variable secondaire (courant) est comparé à un seuil et combat le signal de retour de vitesse tendant ainsi à limiter le courant dans l'induit .

L'avantage de cette régulation est qu'elle demande peu de matériel, c'est une solution en principe peu coûteuse .

Inconvénients : les réglages résultent d'un compromis puisqu'il y a plus d'une variable pour un seul régulateur, la mise en service n'est donc pas simple . Voir figure VIII-1 .

c) Fonctionnement du dispositif de commande

L'asservissement de la vitesse sera assuré par un amplificateur qui présente l'avantage de disposer de plusieurs enroulements de travail :

- L'enroulement 1 représente la boucle d'asservissement de tension . Il fonctionnera simultanément avec le moteur . Il traduit la tension à la sortie du convertisseur, à tout instant, à un coefficient multiplicatif près .
- L'enroulement 2 sert à limiter le courant au delà d'une valeur égale à $I_L = 1,4 \cdot I_n$, la boucle est constituée de l'enroulement des pôles auxiliaires et du fil aux bornes desquels on prélève la chute de tension, de deux diodes, d'une batterie à courant continu qui servira de tension de référence pour cette boucle, et d'un enroulement de travail .
- L'enroulement 3 sert à détecter la variation de la f.e.m. du convertisseur . Il ne fonctionne qu'en régime transitoire . On sait qu'un transformateur ne fonctionne que s'il y a variation du flux ou de la tension . Avant que la F.e.m. ne s'établisse, il y a variation de cette dernière en fonction du temps, cette variation est détectée par l'enroulement ; elle est retranchée de la tension pilote ou tension de commande qui est donnée par l'opérateur .
- L'enroulement 4, qui est dit enroulement de travail est traversé par l'écart entre la tension pilote et les tensions asservies recueillies à la sortie des enroulements précédemment cités .

L'écart de tension dU' est appliqué à l'entrée du bloc de commande des gâchettes des thyristors .

$$dU' = U_p - U_t - U_i - U_s$$

U_p : tension pilote

U_t : tension asservie recueillie à la sortie de l'enroulement 1

U_i : tension asservie recueillie à la sortie de l'enroulement 2

U_s : tension asservie recueillie à la sortie de l'enroulement 3

Voir la figure VIII-2 .

VIII.2 Fonctions de transfert des organes du système

VIII.2.1 Fonction de transfert du moteur

$$u_m = e_m + du_m \quad \text{avec} \quad du_m = R'_m \cdot i + L_m \cdot \frac{di}{dt}$$

$$U_m(p) = E_m(p) + dU_m(p) \quad \text{avec} \quad dU_m(p) = (R'_m + L_m \cdot p) \cdot I(p)$$

$$dU_m(p) = R'_m \cdot (1 + T_m \cdot p) \cdot I(p) \quad \text{ou} \quad T_m = \frac{L_m}{R'_m}$$

A.N.

$$R'_m = 2 \cdot (R_{aux} + R_a) = 0,013 \text{ Ohm}$$

$$\underline{R'_m = 0,013 \text{ Ohm}}$$

$$L_m = \frac{10 \cdot U_{mn}}{2 \cdot p \cdot n_{mn} \cdot I_{mn}} = 0,94 \text{ mH}$$

$$\underline{L_m = 0,94 \text{ mH}}$$

$$T_m = \frac{L_m}{R'_m} = 0,94/13 = 0,072 \text{ s}$$

$$\underline{T_m = 0,072 \text{ s}}$$

$e_m = c_e \cdot n$ d'après la transformée de Laplace on tire :

$$E_m(p) = c_e \cdot N(p)$$

$$C_m = c_m \cdot i : \text{ couple moteur}$$

$$C_s = c_s \cdot i_s : \text{ couple statique}$$

$C_d = C_m - C_s = c_m \cdot (i - i_s) = J \cdot \frac{dn}{dt}$: couple dynamique,
d'où :

$$c_m \cdot I_d(p) = J \cdot p \cdot N(p)$$

$$I_d(p) = \frac{J \cdot R'_m}{c_m \cdot c_e} \cdot \frac{c_e}{R'_m} \cdot p \cdot N(p) = \frac{e_m \cdot c_e}{R'_m} \cdot p \cdot N(p) \quad \text{où} \quad e_m = \frac{J \cdot R'_m}{c_m \cdot c_e}$$

$$U_m(p) = c_e \cdot N(p) + R'_m \cdot (1 + T_m) \cdot \left(\frac{e_m \cdot c_e}{R'_m} \cdot p \cdot N(p) + I_s \right)$$

$$U_m(p) = (c_e + e_m \cdot c_e \cdot p \cdot (1 + T_m \cdot p)) \cdot N(p) + R'_m \cdot (1 + T_m \cdot p) \cdot I_s$$

$$U_m(p) = c_e \cdot (1 + e_m \cdot p + e_m \cdot T_m \cdot p^2) \cdot N(p) + R'_m \cdot (1 + T_m \cdot p) \cdot I_s$$

où : I_d : courant dynamique
 I_s : courant statique
 c_e, c_m : constantes

A.N.

$$e_m = 0,35 \quad (\text{voir fig.VIII-3})$$

$$K_m = 1/c_e = 1,12$$

VIII.2.2 Fonction de transfert du convertisseur

La fonction de transfert du convertisseur, avec une approximation, peut être la suivante : $\frac{K_c}{T_c \cdot p + 1}$

$$\text{où} \quad T_c = 2/w = 0,007 \text{ s}$$

$$K_c = \frac{dU_d}{dU_c}$$

$$U_{de} = 1082 \cdot \cos(\theta) - 63,83$$

e	0	10	20	25	30	40	45
U_{de}	1018	1005	965	936	900	811,5	758,5

a) Courbe de commande $U_c = f(\theta)$

Notre choix se portera sur la commande verticale linéaire dont

l'équation est définie selon les valeurs suivantes :

$$\theta = 0^\circ \quad U_c = 6 \text{ V}$$

$$\theta = 90^\circ \quad U_c = 0 \text{ V}$$

(voir ...)

L'équation de la droite est :

$$U_c = -\frac{6}{90}\theta + 6 = -0,066.\theta + 6 \quad \begin{array}{l} U_c \text{ en Volts} \\ \theta \text{ en Degrés} \end{array}$$

b) Calcul de K_c

$$\theta = 20^\circ \quad U_c = 4,68 \text{ V}$$

$$\theta = 30^\circ \quad U_c = 4,02 \text{ V}$$

d'où

$$K_c = \frac{dU_d}{dU_c} = \frac{965 - 900}{4,68 - 4,02} = 98,5 \quad \underline{K_c = 98,5}$$

VIII.2.3 Fonction de transfert de l'amplificateur magnétique

L'amplificateur ayant pour but d'amplifier l'écart décelé entre la sortie et l'entrée, il sera représenté par son gain K_a qu'on le fixe à une valeur $K_a = 30$.

VIII.2.4 Fonction de transfert de la boucle de tension

La valeur du gain K_t est le quotient du gain K' comprenant uniquement le retour en tension sur le produit $K_a.K_c$:

$$K_t = 0,02$$

VIII.2.5 Fonction de transfert $\frac{N(p)}{E_c(p)}$

$E_c(p)$: force électromotrice du convertisseur

L'équation électrique du circuit s'écrit : $E_c(p) = E_m(p) + dU(p)$

$dU(p)$: chute de tension totale dans le circuit d'induit

$$dU(p) = R_o \cdot \left(1 + \frac{L_o}{R_o} \cdot p \right) \cdot I(p) = R_o \cdot \left(1 + T_o \cdot p \right) \cdot I(p)$$

$$E_m(p) = c_e \cdot N(p)$$

$$I(p) = I_d(p) + I_s(p)$$

$$I_d(p) = \frac{J}{c_m} \cdot p \cdot N(p) = \frac{J \cdot c_e \cdot R_o}{c_m \cdot c_e \cdot R_o} \cdot p \cdot N(p) = \frac{e_o \cdot c_e}{R_o} \cdot p \cdot N(p)$$

$$dU(p) = R_o \cdot (1 + T_o \cdot p) \cdot I_s(p) + e_o \cdot c_e \cdot (1 + T_o \cdot p) \cdot p \cdot N(p)$$

$$E_c(p) = c_e \cdot N(p) + e_o \cdot c_e \cdot (1 + T_o \cdot p) \cdot p \cdot N(p) + R_o \cdot (1 + T_o \cdot p) \cdot I_s(p)$$

$$E_c(p) = c_e \cdot (1 + e_o \cdot p + e_o \cdot T_o \cdot p^2) \cdot N(p) + R_o \cdot (1 + T_o \cdot p) \cdot I_s(p)$$

$$N(p) = \frac{K_m}{1 + e_o \cdot p + e_o \cdot T_o \cdot p^2} (E_c(p) - R_o \cdot (1 + T_o \cdot p) \cdot I_s(p))$$

(Voir figure VIII-4)

VIII.2.6 Détermination du gain de la boucle de courant K_i

a) Boucle de retour en courant

$$I_d/N(p) = \frac{J \cdot p}{c_m} = \frac{J \cdot R_o \cdot c_e}{c_e \cdot c_m \cdot R_o} \cdot p = \frac{e_o}{R_o} \cdot c_e \cdot p$$

$$\text{soit } U_{dy}/N(p) = \frac{e_o}{R_o} \cdot c_e \cdot R_u \cdot p$$

avec

I_d : courant dynamique

$$U_{dy} = R_u \cdot I_d$$

$$R_u = R_{p\delta l.aux.} + R_f = 1,985 \text{ mOhm}$$

Le courant d'induit est comparé au courant limite I_L , la chute de tension due à cet écart " $R_u \cdot (I - I_L)$ " est amplifiée par un coefficient K_i , et le résultat est composé à la tension pilote U_p .

(Voir fig.VIII-5)

b) Fonction de transfert globale du système asservi

$$N(p) = \frac{U_p \cdot W_1 \cdot W_2 - K_t \cdot W_1 \cdot W_2 \cdot W_m - K_i \cdot R_u \cdot I_s \cdot W_1 \cdot W_2 + I_L \cdot R_u \cdot K_i \cdot W_1 \cdot W_2 - W_o \cdot W_2}{1 + K_t \cdot c_e \cdot W_1 \cdot W_2 \cdot W_3 + K_i \cdot W_1 \cdot W_2 \cdot W_4}$$

avec

$$W_1 = \frac{K_a \cdot K_c \cdot (1 + T_s \cdot p)}{(1 + T_s \cdot p)(1 + T_c \cdot p) + K_s \cdot p}$$

$$W_2 = \frac{K_m}{1 + e_o \cdot p + e_o \cdot T_o \cdot p^2}$$

$$W_m(p) = R'_m \cdot I_s \cdot (1 + T_m \cdot p)$$

$$W_3(p) = e_m \cdot T_m \cdot p^2 + e_m \cdot p + 1$$

$$W_4(p) = \frac{R_u \cdot e_o}{R_o \cdot K_m} \cdot p$$

$$W_o(p) = R_o \cdot (1 + T_o \cdot p) \cdot I_s$$

$$T_s = 0,01 \text{ s}$$

$$K_s = 0,02$$

$$e_o = 0,45$$

$$T_o = 0,12$$

$$e_m = 0,35$$

$$T_m = 0,055 \text{ s}$$

$$K_a = 30$$

$$K_c = 98,5$$

$$K_t = 0,02$$

$$K' = 59$$

$$R'_m = 16,9 \text{ mOhm}$$

$$R_u = 1,985 \text{ mOhm}$$

$$I_L = 1,4 \cdot I_n = 2282 \text{ A}$$

$$I_{arr} = 1,8 \cdot I_n = 2934 \text{ A}$$

$$c_e = 0,89$$

$$K_m = 1,12$$

(Voir fig.VIII-6)

c) Tension pilote en boucle fermée

$$U_p = \frac{1 + K'}{K_a \cdot K_c} \cdot n_n + \frac{R'_m \cdot K' + R_o}{K_a \cdot K_c} \cdot I_n$$

avec

$$K' = K_a \cdot K_c \cdot K_t$$

d'où

$$\underline{U_p = 21 \text{ V}}$$

d) Détermination de K_i

$$K_i = \frac{U_p \cdot K_c \cdot K_m - K_t \cdot I_{arr} \cdot R'_m \cdot K_c \cdot K_m - I_{arr} \cdot R_o \cdot K_m}{(I_{arr} - I_L) \cdot R_u \cdot K_m \cdot K_c}$$

avec

I_{arr} : courant d'arrêt

I_L : courant limite

d'où

$$K_i = 13,8$$

$$\underline{K_i = 13,8}$$

e) Vitesse à vide

$$n_v = \frac{U_p \cdot K_a \cdot K_c}{1 + K'} = 1034 \text{ tr/min}$$

f) Détermination de la tension pilote en boucle ouverte

$$U'_p = \frac{n_v}{K_m \cdot K_a \cdot K_c} = 0,29 \text{ V}$$

g) Vitesse en boucle ouverte

$$n_{ov} = (U'_p \cdot K_a \cdot K_c - R_o \cdot I_n) \cdot K_m = 925,51 \text{ tr/min}$$

h) Chute de vitesse en boucle ouverte

$$n_n - n_{ov} = 74,49 \text{ tr/min}$$

d'où la chute de vitesse en valeur relative :

$$dn_{ov} = \frac{n_n - n_{ov}}{n_n} \cdot 100 = 7,45 \%$$

On trace alors les caractéristiques : $n = f(I_s)$, en boucle ouverte et en boucle fermée (voir fig.VIII-7) .

La figure VIII-7 montre très bien que la caractéristique $n = f(I_s)$ pour le système fermé, est plus rigide que celle pour le système ouvert, c'est une qualité recherchée .

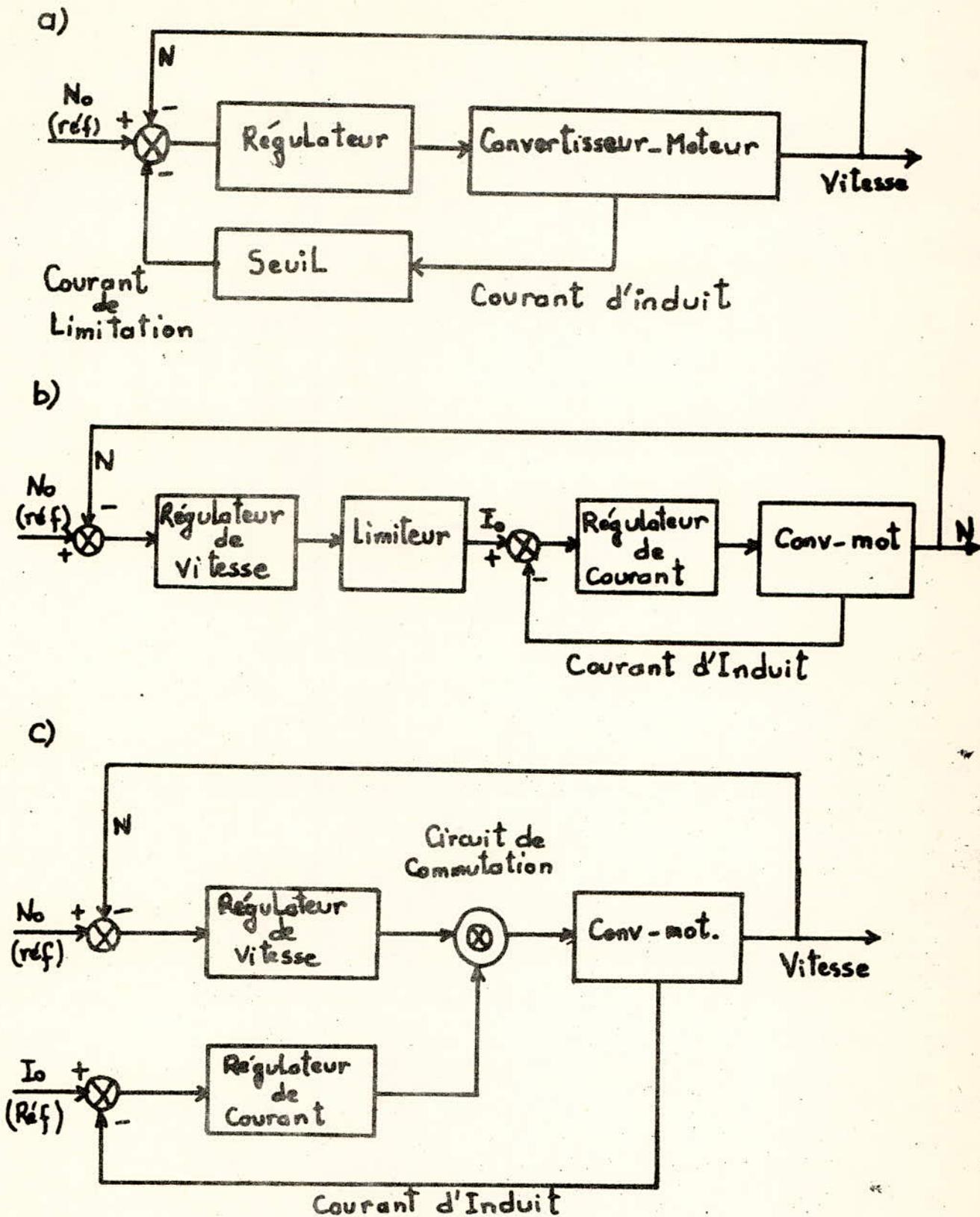
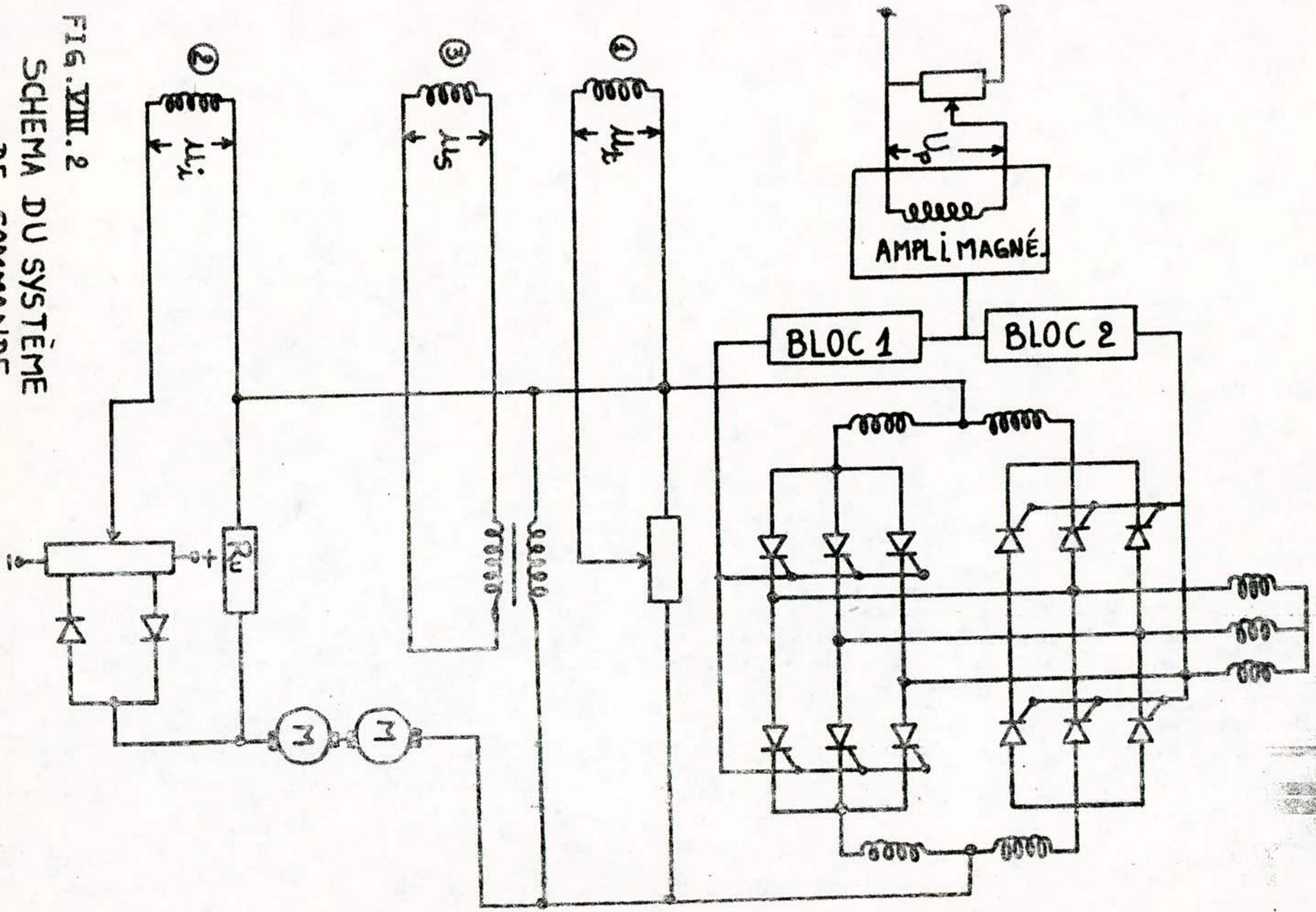


FIG. VIII.1

- a) Régulation à boucles convergentes.
 b) Régulation à boucles multiples.
 c) Régulation à boucles en parallèle.

FIG. VIII. 2
SCHEMA DU SYSTEME
DE COMMANDE



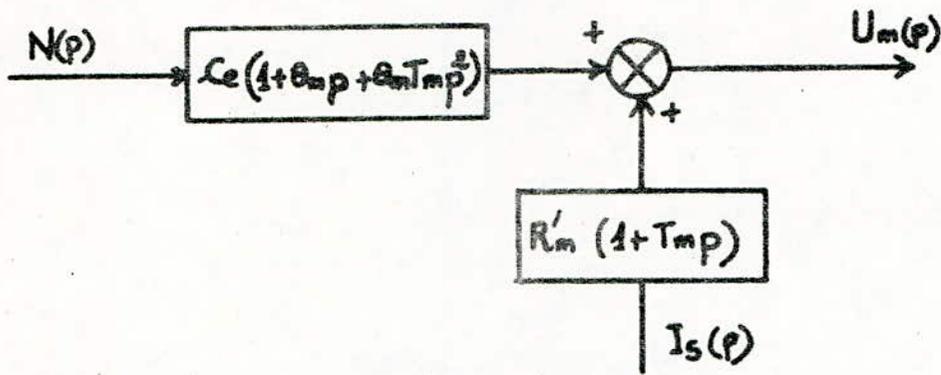


FIG. VIII.3

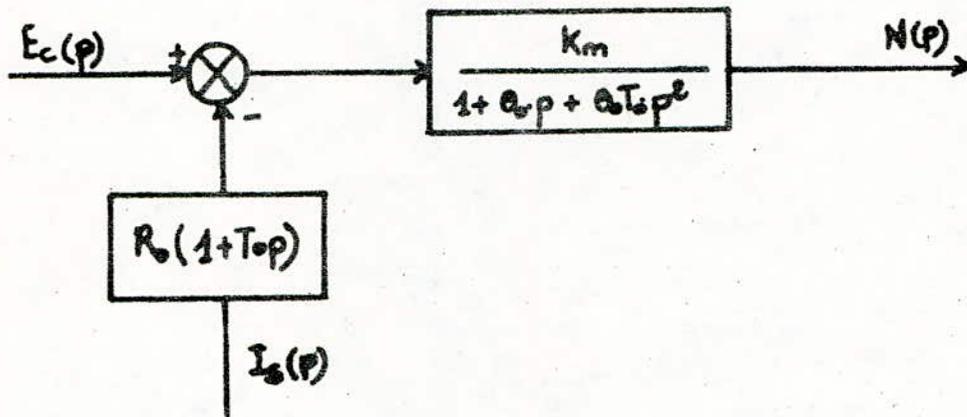


FIG. VIII.4

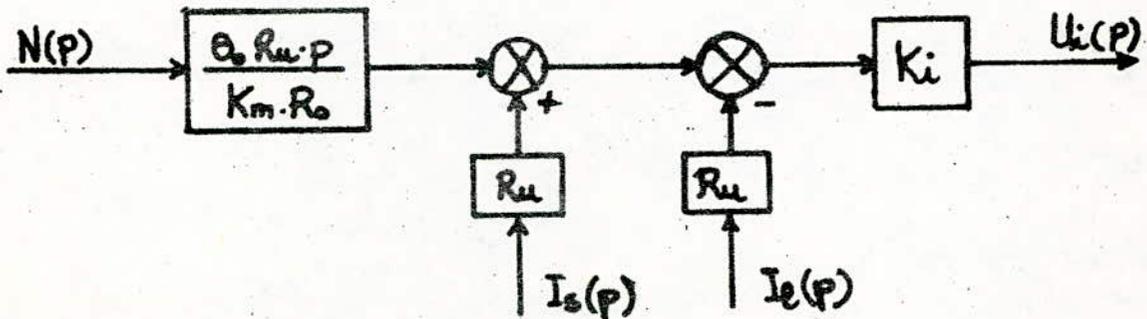


FIG. VIII.5

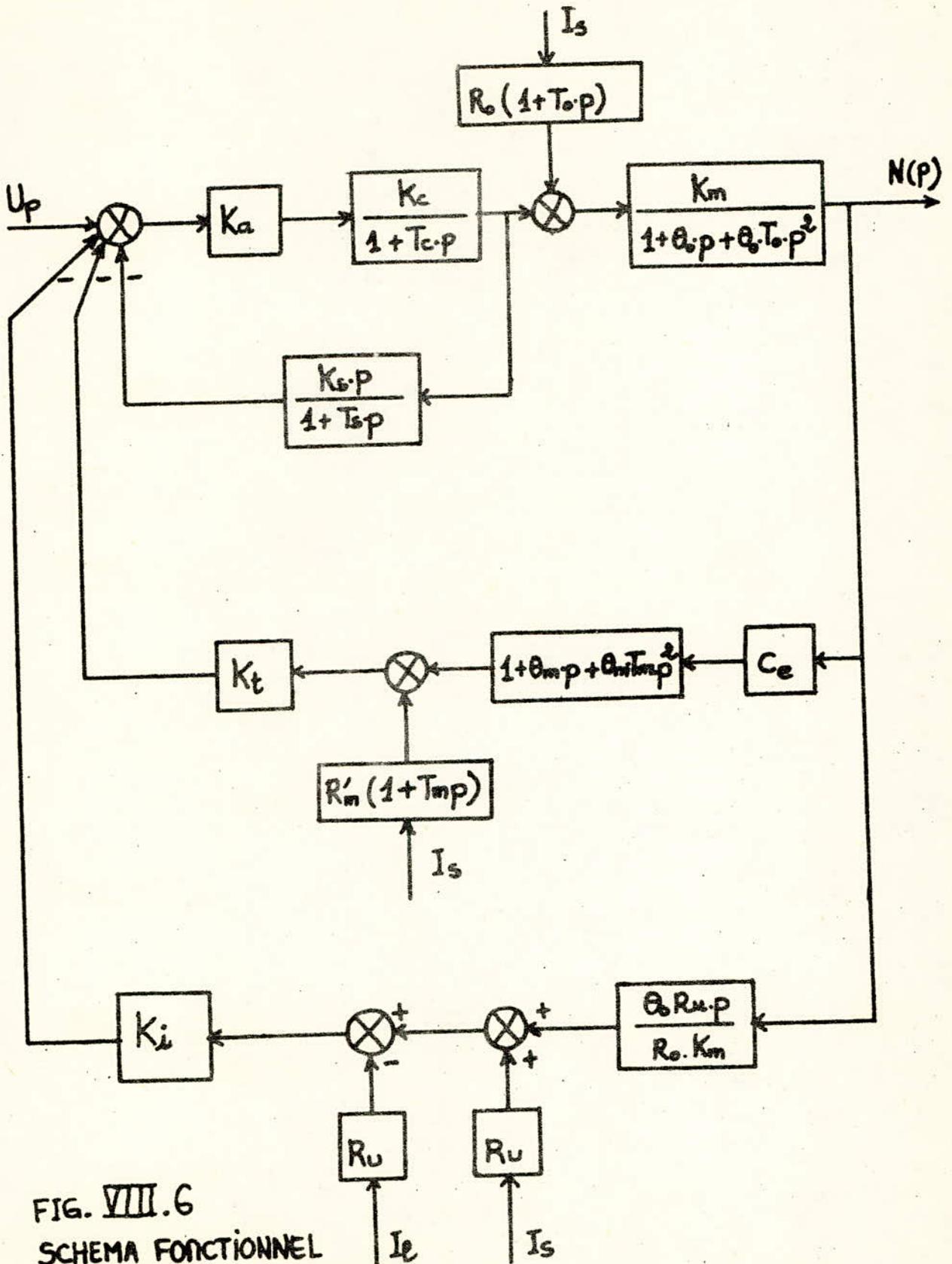


FIG. VIII.6
 SCHEMA FONCTIONNEL
 DU SYSTEME DE COMMANDE

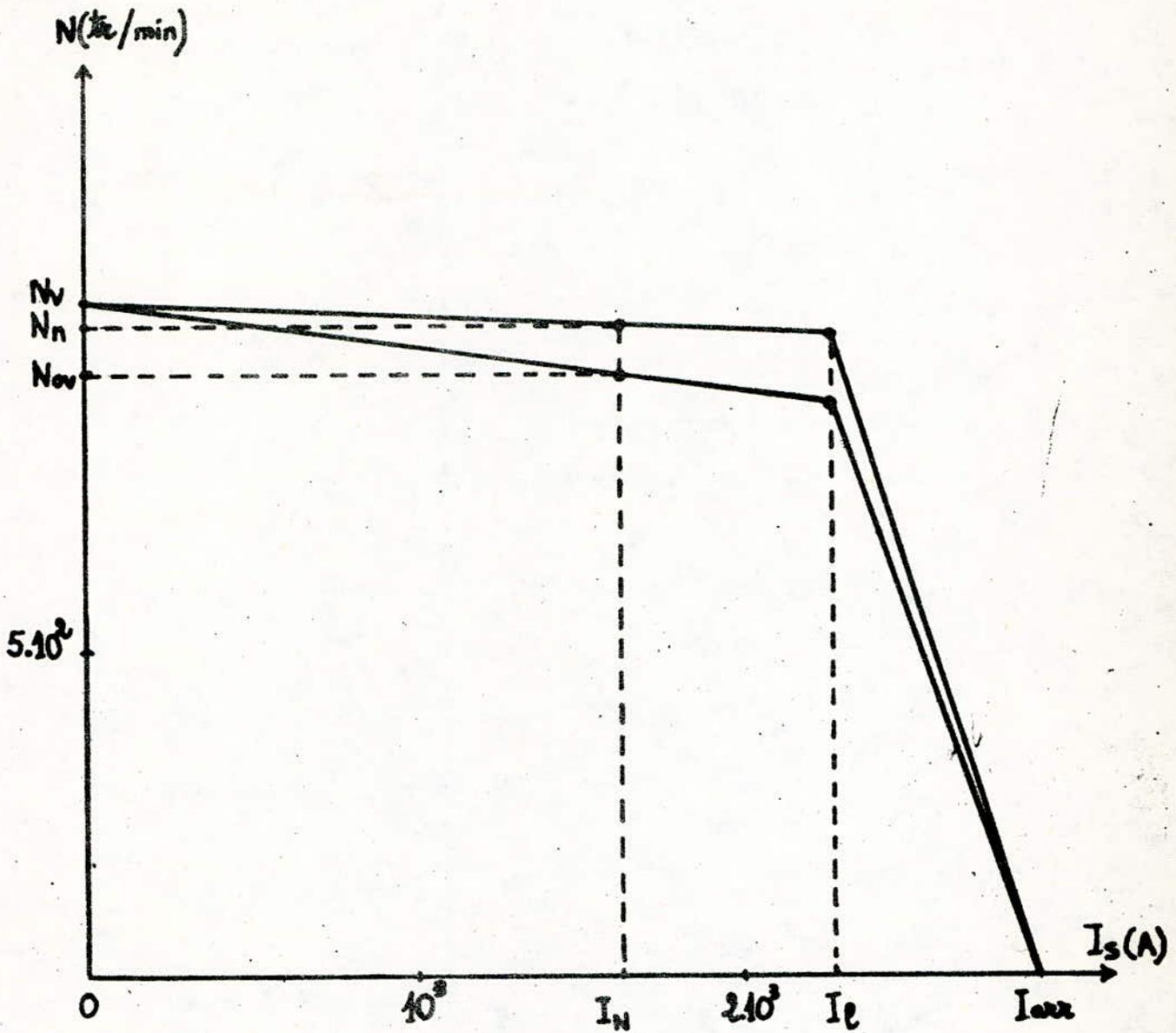


FIG. VIII.7

Chapitre IX

ETUDE DU REGIME TRANSITOIRE

IX.1 Généralités

Au cours du régime transitoire peuvent apparaître des pointes dangereuses des variables (le courant dans ce cas) de même, si le régime transitoire est trop lent, le système met trop de temps à être adopté à son entrée .

IX.2 Calcul du régime transitoire

1°) Quand I inférieur à I_L, pour I_S=0 et K₁=0

$$N(p) = \frac{U_p \cdot K_a \cdot K_c \cdot K_m \cdot (1 + T_s \cdot p)}{p \cdot (A_1 \cdot p^4 + A_2 \cdot p^3 + A_3 \cdot p^2 + A_4 \cdot p + A_5)}$$

avec :

$$A_1 = T_s \cdot T_c \cdot e_o \cdot T_o$$

$$A_2 = e_o \cdot T_s \cdot T_c + e_o \cdot T_o \cdot (T_s + T_c + K_s) + K_a \cdot K_c \cdot K_t \cdot e_m \cdot T_m \cdot T_s$$

$$A_3 = T_s \cdot T_c + e_o \cdot (T_o + T_s + T_c + K_s) + K_a \cdot K_c \cdot K_t \cdot e_m \cdot (T_m + T_s)$$

$$A_4 = e_o + T_s + T_c + K_s + K_a \cdot K_c \cdot K_t \cdot e_m \cdot (T_m + T_s)$$

$$A_5 = 1 + K_a \cdot K_c \cdot K_t$$

T_S et K_S étant les paramètres de la boucle souple représentée par un transformateur :

on définit le gain K_S comme étant la racine carrée du rapport des inductances primaire et secondaire :

$$K_s = (L_2/L_1)^{1/2}$$

on définit la constante de temps T_S comme étant le rapport de l'inductance primaire et de la résistance primaire :

$$T_s = L_1/R_1$$

On prend $K_s = 0,02$ et $T_s = 0,01$ s , d'où :

$$\Delta_1 = 3,78 \cdot 10^{-5}$$

$$\Delta_2 = 0,011$$

$$\Delta_3 = 1,4$$

$$\Delta_4 = 21,76$$

$$\Delta_5 = 60,1$$

On constate que Δ_1 est négligeable relativement aux autres coefficients, le système est alors d'ordre 3 .

$$W(p) = \Delta_2 \cdot p^3 + \Delta_3 \cdot p^2 + \Delta_4 \cdot p + \Delta_5 = \Delta_2 \cdot (p^3 + a_3 \cdot p^2 + a_4 \cdot p + a_5)$$

où : $a_3 = \Delta_3 / \Delta_2 = 127$

$$a_4 = \Delta_4 / \Delta_2 = 1982$$

$$a_5 = \Delta_5 / \Delta_2 = 5464$$

$$W(p) = 0,011 \cdot (p^3 + 127 \cdot p^2 + 1982 \cdot p + 5464)$$

Les racines de $W(p)$ sont :

$$p_1 = -14,136$$

$$p_2 = -3,54$$

$$p_3 = -109,32$$

Si l'on écrit :

$$N(p) = \frac{H(p)}{p \cdot W(p)}$$

avec : $H(p) = U_p \cdot K_a \cdot K_c \cdot (1 + T_s \cdot p)$

$$H(p) = 620,55 \cdot p + 62055$$

la méthode d'Heaviside nous permet d'écrire :

$$N(p) = \frac{H(0)}{W(0)} + \sum_{i=1}^3 \frac{H(p_i)}{p_i \cdot W'(p_i)} \cdot \frac{1}{(p - p_i)}$$

$n(t)$ l'originale de $N(p)$ est alors égale à :

$$n(t) = \frac{H(0)}{W(0)} + \sum_{i=1}^3 \frac{H(p_i)}{p_i \cdot W'(p_i)} \cdot e^{p_i \cdot t}$$

Calcul des $H(p_i)$ et $W'(p_i)$:

$$H(p_1) = 53282,9$$

$$H(p_2) = 59855,25$$

$$H(p_3) = -5783,52$$

$$p_1 \cdot W'(p_1) = 156,8$$

$$p_2 \cdot W'(p_2) = -43,65$$

$$p_3 \cdot W'(p_3) = -12107,6$$

$$H(0) = 62055$$

$$W(0) = 60,1$$

d'où

$$n(t) = 1032,5 + 339,8 \cdot e^{-14,136 \cdot t} - 1371 \cdot e^{-3,54 \cdot t} + 0,477 \cdot e^{-109,32 \cdot t}$$

$$i(t) = \frac{e_0 \cdot c_e}{R_0} \cdot \frac{d(n)}{d(t)}$$

$$i(t) = -27187 \cdot e^{-14,136 \cdot t} + 27470 \cdot e^{-3,54 \cdot t} - 294 \cdot e^{-109,32 \cdot t}$$

d'où

$$i(0,0079) = 2272$$

$$n(0,0079) = 3,87$$

$$n'(0,0079) = 401,31$$

$$n''(0,0079) = 46396,844$$

2°) Quand $I > I_L$ pour $I_s = 0$; $K_i = 13,8$

$$N(p) = \frac{H(p)}{p \cdot W(p)}$$

$$H(p) = K_a \cdot K_c \cdot K_m \cdot (U_p + K_i \cdot R_u \cdot I_L) + (A'_2 \cdot p^3 + A'_3 \cdot p^2 + A'_4 \cdot p) \cdot n_{01} \\ + (A'_2 \cdot p^2 + A'_3 \cdot p) \cdot n'_{01} + A'_2 \cdot p \cdot n''_{01}$$

$$W(p) = A'_2 \cdot p^3 + A'_3 \cdot p^2 + A'_4 \cdot p + A'_5$$

$$n_{01} = n(0,0079)$$

$$n'_{01} = n'(0,0079)$$

$$n''_{01} = n''(0,0079)$$

$$A'_2 = A_2 = 0,011$$

$$A'_3 = A_3 + \frac{K_i \cdot K_a \cdot K_c \cdot R_u \cdot e_0}{R_0} \cdot T_s = 596,55$$

$$A'_4 = A_4 + \frac{K_i \cdot K_a \cdot K_c \cdot R_u \cdot e_0}{R_0} = 536,98$$

$$A'_5 = A_5 = 60,1$$

$$H(p) = 4,41 \cdot p^2 + 3138,9 \cdot p + 276154,84$$

$$W(p) = 0,011 \cdot (p^3 + 595,45 \cdot p^2 + 48816,36 \cdot p + 5463,63)$$

$W(p)$ admet comme racines :

$$p_1 = - 0,112$$

$$p_2 = - 98,024$$

$$p_3 = - 497,317$$

$$H(0) = 276387,43$$

$$W(0) = 60,1$$

$$n_{02} = n(2,18)$$

$$n'_{02} = n'(2,18)$$

$$n''_{02} = n''(2,18)$$

3°) Quand $I < I_L$ pour $I_s = 0, K_i = 0$

$$H(p) = 4,437.p^2 + 564,26.p + 2137,1$$

$$W(p) = 0,011.(p^3 + 127,27.p^2 + 1981,81.p + 5463,63)$$

W(p) admet comme racines :

$$p_1 = -14,136$$

$$p_2 = -3,54$$

$$p_3 = -109,32$$

$$p_1 \cdot W'(p_1) = 156,8$$

$$p_2 \cdot W'(p_2) = -43,65$$

$$p_3 \cdot W'(p_3) = -12107,6$$

$$H(p_1) = -4952,65$$

$$H(p_2) = 195,22$$

$$H(p_3) = -6521,83$$

$$W(0) = 60,1$$

d'où

$$n(t) = 1032,53 - 31,59.e^{-14,136.t} - 4,47.e^{-3,54.t} + 0,534.e^{-109,32.t}$$

$$i(t) = 2527,19.e^{-14,136.t} + 89,54.e^{-3,54.t} - 333,5.e^{-109,32.t}$$

IX.3 Allure du courant et de la vitesse en régime transitoire

t(s)	0	0,005	0,0079	0,03	0,04	0,05	2,18	2,48	2,98
i(A)	0	1494	2836,5	2897,5	2899	2887	2283	67	5,26
n(tr/min)	0	2,8	5,25	16,16	21,22	26,28	997	1030,5	1032,3

On Remarque sur la caractéristique $i=f(t)$, $K_i=0$:

d'après la courbe, on constate que le courant dynamique croît rapidement pour atteindre en 0,14 s la valeur 13005 A qui est une valeur plus grande que le courant maximum admissible, ceci endomagerait le système d'entraînement . Mais en réalité, dès que ce courant dépasse la valeur limite $I_L = 2282$ A, la boucle de limitation de courant entre en fonctionnement pour le ramener à sa valeur limite .

Par suite, le courant diminuera jusqu'à s'annuler lorsque la vitesse du moteur atteind son régime nominal, fig. IX-1 et IX-2 .

IX.4 Stabilité

Dans chacun des trois cas vus précédement dans l'étude du régime transitoire, on avait obtenu, à chaque fois, trois racines réelles négatives, ce qui justifie la stabilité de notre système .

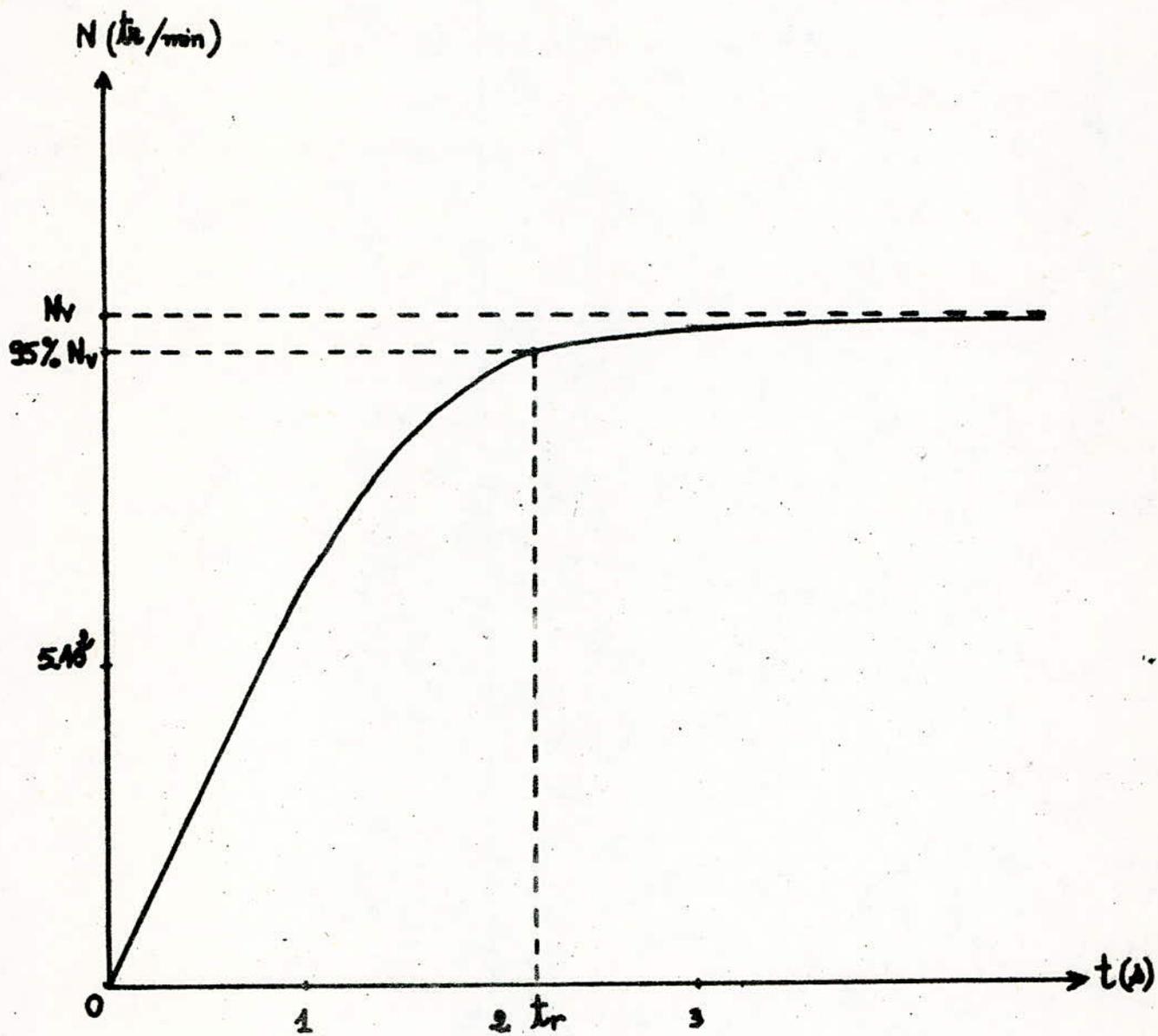


FIG. IX. 1

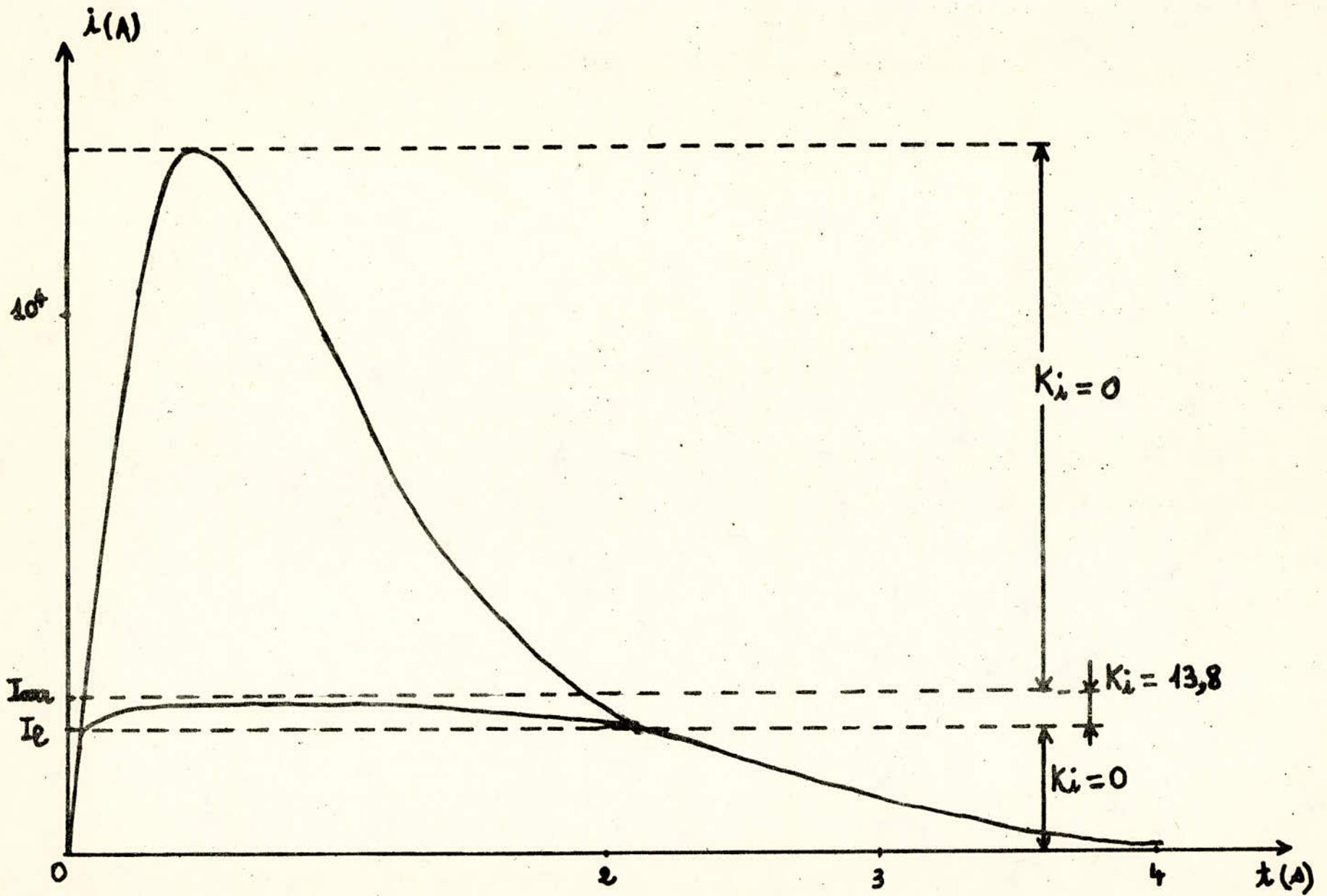


FIG. IX. 2

-o- C O N C L U S I O N -o-

Les entraînements électriques des moteurs à courant continu sont arrivés aujourd'hui à maturité, leur fiabilité est telle qu'ils peuvent être utilisés avec confiance .

Leur évolution se poursuivra avec celle des composants de base qui les constituent .

Les efforts de recherches s'orientent vers des asservissements digitaux qui permettent de traiter les systèmes complexes entièrement en technique numérique, depuis les régulations de processus jusqu'à la commande des thyristors . Ceci grâce aux progrès remarquables, accomplis dans le domaine des micro-calculateurs et des automates programmables .

-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

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

AUTEURS

TITRES

- R. Chauprade : "Commande électrique des moteurs à courant continu" édition Eyrolles 78 .
- M. Tchilikine : "Cours de commande électrique" édition Mir Moscou .
- P. Naslin : "Technologie et calcul pratique des systèmes asservis" édition DUNOD 68 .
- Heiny-Naudy-Martel : "Machines électriques ; traction électrique ; Générateurs électrochimiques" édition FOUCHER 76 .
- R. Mascarin : "Redresseurs industriels à semi-conducteurs" édition Eyrolles 73 .
- Hansruedi Bühler : "Électronique industrielle
Électronique de puissance"
Tome XV, édition GEORGI 78 .
- Projets de fin d'études : " E.N.P.A. "

-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

Chapitre I

I.1 Description de la machine d'extraction

- a) Calcul de la puissance
- b) Construction des diagrammes de charge

I.2 Etude du système de commande

I.2.1 Caractéristique mécanique des moteurs à courant continu
à excitation indépendante

I.2.2 Réglage de la vitesse

- a) Réglage Rhéostatique
- b) Réglage par flux
- c) Réglage par la tension

I.2.3 Démarrage du moteur à c.c. à excitation indépendante

I.2.4 Freinage du " " " " " "

I.2.5 Conclusion sur le choix du système de commande et du
réglage de la vitesse

Chapitre II

II.1 Eléments de puissance

II.1.1 Généralités

II.1.2 Diodes

II.1.3 Thyristors

II.1.4 Triacs

II.2 Classification selon le mode de conversion

II.2.1 Redresseurs

II.2.2 Onduleurs

II.2.3 Convertisseurs de courant

II.2.4 Convertisseurs de courant bidirectionnels

II.3 Choix de l'alimentation

II.4 Etude du montage en pont triphasé

II.4.1 Tension continue d'un convertisseur de courant idéalisé

II.4.2 Fonctionnement idéalisé

II.4.3 Phénomène d'empiètement

a) Angle d'empiètement d'un groupe de commutation

b) Dépendance de l'angle d'empiètement

c) Tension continue pendant l'empiètement

d) Empiètement dans un montage en pont triphasé

II.5 Chute de tension inductive et caractéristique de charge

II.5.1 Chute de tension inductive

II.5.2 Chute de tension inductive relative

II.5.3 Résistance interne d'un convertisseur de courant

II.5.4 Tension continue d'un convertisseur de courant

II.5.5 Caractéristique de charge

II.5.6 Contraintes sur l'élément redresseur

a) Généralités

b) Contraintes en tension

c) Contraintes en courant

II.6 Fonctionnement en onduleur

II.6.1 Angle d'extinction

II.6.2 Limite de fonctionnement

II.7 Convertisseurs de courant bidirectionnels

II.7.1 Généralités

II.7.2 Montage en antiparallèle (montage en pont triphasé)

Chapitre III

III.I Transformateur alimentant un convertisseur de courant en montage en pont triphasé

III.1.1 Courants efficaces

III.1.2 Puissances apparentes

III.2 Réaction des convertisseurs de courant sur le réseau
d'alimentation

III.2.1 Introduction

III.2.2 Courants de réseau

a) Développement en série de Fourier pour un montage
en pont triphasé

b) Influence de l'empiètement

III.3 Puissance active et réactive

III.3.1 Relations de base

III.3.2 Influence de l'angle de retard d'allumage

III.3.3 Facteur de puissance

III.3.4 Influence de la commutation

III.3.5 Déphasage de l'onde fondamentale

Chapitre IV Calcul relatif au convertisseur et au transformateur

IV.1 Calcul des tensions

IV.2 Calcul des courants

IV.3 Calcul des inductances

IV.4 Calcul des résistances

IV.5 Calcul des chutes de tension

IV.6 Détermination de la caractéristique externe du convertisseur

IV.7 Calcul des angles

IV.8 Dimensionnement du transformateur de couplage

Chapitre V Alimentation de l'excitation

V.I Généralités

V.2 Etude du convertisseur

V.2.1 Tension continue idéale

V.2.2 Chute de tension inductive

V.2.3 Angle de commutation

V.3 Courants de réseau

V.3.1 Valeur efficace des courants de réseau

V.3.2 Développement en série de Fourier pour montage
étoile triphasé

V.4 Etude du transformateur

V.4.1 Courants efficaces et puissances apparentes

V.5 Calcul relatif au système

V.5.1 Calcul des courants

V.5.2 Calcul des tensions

V.5.3 Calcul des puissances

Chapitre VI

VI.1 Protection du groupe convertisseur-transformateur

VI.1.1 Cause des surintensités

VI.1.2 Cause des surtensions

Chapitre VII Commande de la gâchette

VII.1 Distribution des impulsions

VII.2 Technologie du circuit de commande des gâchettes

Chapitre VIII Système de commande et de régulation

VIII.1 Introduction

VIII.2 Fonctions de transfert des organes du système

VIII.2.1 Fonction de transfert du moteur

VIII.2.2 Fonction de transfert du convertisseur

VIII.2.3 Fonction de transfert de l'amplificateur magnétique

VIII.2.4 Fonction de transfert de la boucle de tension

VIII.2.5 Fonction de transfert $N(p)/E_c(p)$

VIII.2.6 Détermination du gain de la boucle de courant K_i

Chapitre IX Etude du régime transitoire

IX.1 Généralités

IX.2 Calcul du régime transitoire

IX.3 Allure du courant et de la vitesse en régime transitoire

IX.4 Stabilité

Conclusion

-o- Fin -o-