

5/80

UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
HOUARI BOUMEDIENE

1ea

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRICITÉ

(FILIÈRE D'INGÉNIEUR EN ÉLECTROTECHNIQUE)

PROJET DE FIN D'ÉTUDES



COMMANDE ÉLECTRIQUE
DU MOUVEMENT DE LEVAGE
D'UN EXCAVATEUR

PROPOSÉ ET DIRIGÉ PAR

Mr V. BOUTENKO



ÉTUDIÉ PAR

O. BOUDECHICHA

A. DERBALI

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
HOUARI BOUMEDIENE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRECITÉ

(FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTROTECHNIQUE)

PROJET DE FIN D'ETUDES

**COMMANDE ELECTRIQUE
DU MOUVEMENT DE LEVAGE
D'UN EXCAVATEUR**

PROPOSÉ ET DIRIGE PAR

Mr V. BOUTENKO

ETUDIÉ PAR

O. BOUDECHICHA

A. DERBALI

PROMOTION JUIN 1980

DEDICACES

OoOoOoOoOoOoO

A la mémoire de mon Père

A mes Parents

A ma Famille

A mes Amis

ALLAOUA. D.

A la mémoire de mon Père

qui m'a montré la porte de l'Ecole

A la mémoire de ma Mère

qui n'a pas eu la chance de me voir Sortir

A mon frère AZZOUZ

A mon oncle ESSAID

OMAR. B.

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

oOoOoOoOoOo

Nous remercions particulièrement notre professeur M. 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.

- INTRODUCTION -

L'industrie moderne nécessite l'utilisation de systèmes à vitesse variable doués de souplesse et de précision.

Les systèmes mécaniques et hydrauliques sont encore utilisés mais présentent des faiblesses par rapport aux systèmes électriques telles que: l'encombrement le coût élevé des installations, un grand temps de réponse, des pertes énergétiques et un rendement faible.

Le progrès que connaît le domaine de l'industrie est dû essentiellement à l'introduction massive des moteurs électriques pour l'entraînement des divers mécanismes tels que :

- les grues
- les pelles
- les roues-pelles
- les excavateurs à godets

parmi les plus importants nous distinguons l'excavateur qui est destiné à creuser profondément, à élever et à décharger.

Son fonctionnement est composé de quatre mouvements auxquels s'ajoute le déplacement de la machine sur des chenilles

- Ouverture du godet
- rotation du bras du godet autour de son axe de fixation à la flèche
- mouvement linéaire du bras du godet
- rotation de l'ensemble : cabine de commande flèche godet.

L'importance accordée à cet engin dans divers domaines tels que : carrières, Travaux publics et exploitation des puits de mine à ciel ouvert pour ne citer que ceux la est due particulièrement à l'application progressive de la commande électrique.

Notre étude portera sur la commande électrique du ^{mécanisme} (mécanisme) de levage du godet d'un excavateur.

Le fonctionnement de l'excavateur exige du moteur d'entraînement une vitesse réglable dans un très large domaine avec souplesse et précision.

En effet, l'engin travaillera en regime intermittent (cycle d'excavation) d'où des démarrages, des freinages et des réglages de vitesses fréquents.

Seul le moteur à courant continu est capable d'une telle performance de part sa nature même.

Nous utiliserons alors un moteur à courant continu à excitation indépendante. Sa vitesse sera contrôlée par le réglage de la tension aux bornes de son induit, son excitation restant constante.

Le réglage de la tension d'induit sera assuré par un groupe convertisseur à base de thyristors réversibles.

L'ambiance de travail est poussiéreuse et souvent humide nous choisissons un moteur à version fermée.

ETUDE ET CHOIX DU SYSTEME D'ENTRAINEMENT

Le choix du système d'entraînement pour une bonne adaptation de l'ensemble doit vérifier les critères suivants :

- La fréquence très élevée pendant le démarrage , le freinage ainsi que le changement du sens de rotation ne doit pas modifier sa constitution.
- Une grande capacité de surcharge doit être acceptée vu que le système sera soumis à des démarrages en charge .
- Grande stabilité mécanique et adaptation au travail de chantier (atmosphère poussiéreuse, humidité etc ...) .
- Une plage de variation de vitesse importante
- Le refroidissement doit être assuré

1°) Moteur à courant continu à excitation séparée

Ce type de moteur permet un réglage de vitesse dans de grandes limites . Cette variation peut se faire de deux manières .

- par variation du flux inducteur.
- par variation de la tension d'induit .

Le deuxième procédé est utilisé à chaque fois qu'il est nécessaire de faire varier, de régler ou d'asservir en vitesse. Vu les critères de choix nous prenons un moteur à courant continu à excitation séparée comme système d'entraînement de la partie de la machine à commander où le mode de régulation sera par variation de la tension d'induit, l'excitation restant constante .

Le démarrage s'effectue sans rhéostat par élévation progressive de la tension d'induit. Le freinage s'effectue avec récupération d'énergie à toutes les vitesses, on peut arrêter rapidement le groupe après une phase de travail .

Le freinage peut s'opérer à couple constant - Alimenté sous tension variable il s'apprête très bien au fonctionnement dans les quatre quadrants déterminés par les axes couple - vitesse (fig I - 1)

quadrant 1	$N > 0 , C > 0$	marche en moteur dans le sens positif.
quadrant 2	$N > 0 , C < 0$	freinage par marche en génératrice tournant dans le sens positif .
quadrant 3	$N < 0 , C < 0$	fonctionnement en moteur tournant dans le sens négatif .
quadrant 4	$N < 0 , C > 0$	freinage lors de la rotation dans le sens négatif .

2°) Réalisation de la tension variable .

Pendant longtemps on a créé la tension variable par une dynamo entraînée par un moteur à courant alternatif, le montage de base appelé WARD - LEONARD a fait l'objet pour les unités importantes de divers fonctionnements . Pour fournir au moteur la tension continue variable on utilise maintenant presque toujours un montage redresseur, celui-ci et son électronique de commande constitue un variateur de vitesse . Un tel redresseur peut jouer entièrement le rôle de la dynamo du groupe LEONARD .

L'emploi de deux montages redresseurs montés en parallèle inverse permet non seulement de réaliser la tension continue variable, mais aussi le réglage de la vitesse dans les quatre quadrants et assure le freinage par récupération d'énergie. Ces deux montages sont reliés aux bornes de l'induit, l'un lui fournit le courant quand la machine appelle un courant positif soit pour travailler soit pour freiner l'autre lui fournit le même courant quand la machine a besoin d'un courant négatif. Cette solution permet une inversion du couple c - a - d un passage du quadrant 1 au quadrant 2 ou de 3 à 4 beaucoup plus rapide .

3) Choix du système de commande .

La commande par convertisseurs à semi - conducteurs est de plus en plus employée , ils sont d'une fiabilité sûre, possèdent un rendement élevé, une grande sûreté de service et un encombrement moindre - En outre les gachettes actionnées par des dispositifs appropriés alimentés conformément aux variables de sortie permettent une régulation sûre de l'ensemble du système .

Le système que nous avons choisi sera composé de :

- Un redresseur alternatif - continu réversible formé de deux ponts tout thyristors montés en parallèle inverse (Montage double Greätz - antiparallèle) il alimente directement l'induit du moteur d'entraînement.
- Un moteur à courant continu à excitation séparée (fig I - 2).
- Un transformateur assurant la liaison au réseau et l'adaptation de la tension désirée .
- Un circuit de commande des thyristors que nous décrirons en détail plus loin .

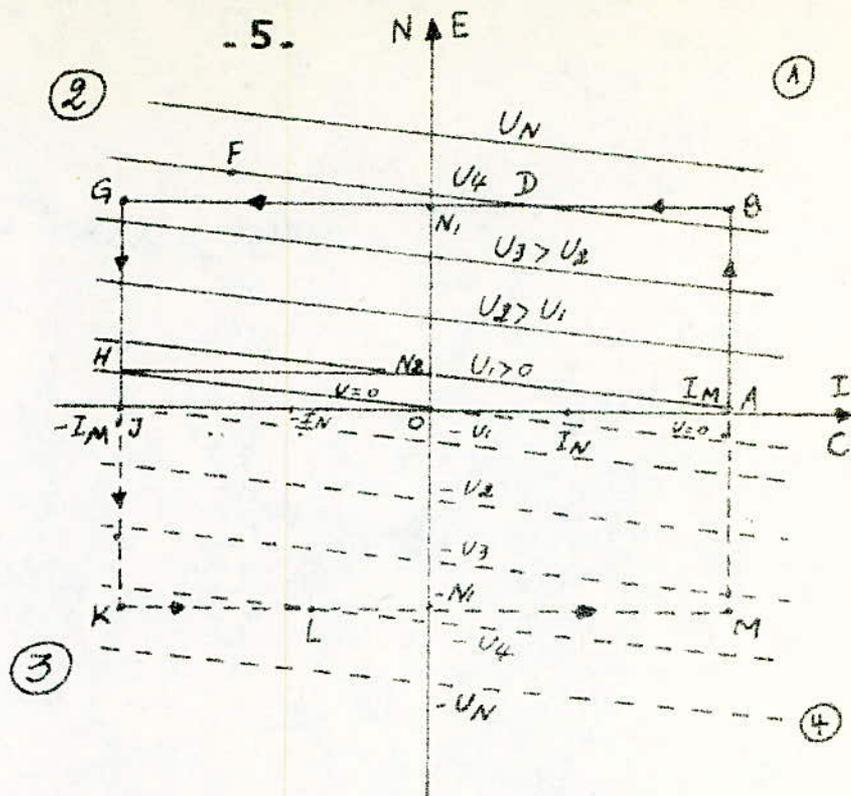


fig I-1 : Caractéristique de fonctionnement d'un moteur à c.c (excitation séparée).

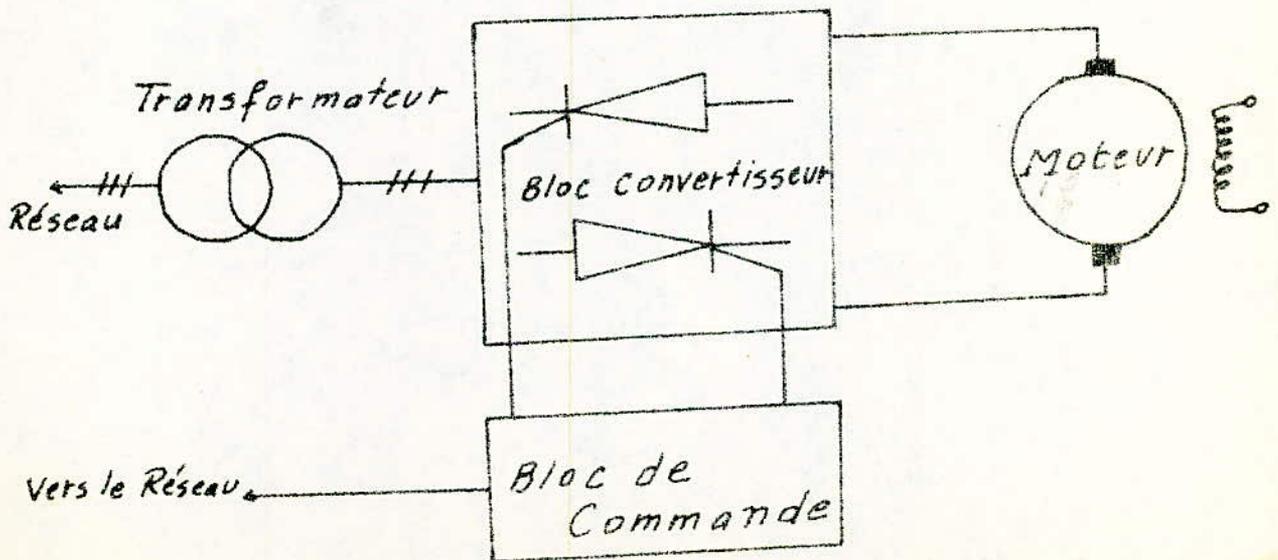


fig I-2 : schéma simplifié du système

4) Choix de la puissance

Le choix judicieux de la puissance des moteurs à une grande importance. L'utilisation d'un moteur de puissance insuffisante peut entraîner des pannes et des arrêts de travail fréquents ce qui se répercute par un déficit de l'installation .

L'emploi d'un moteur de puissance plus grande entraîne une utilisation non rentable de la machine du fait que les pertes d'énergie sont grandes et le rendement faible . Le moteur doit travailler sans échauffement excessif et supporter toute les contraintes mécaniques auxquelles il sera soumis. Le choix est basé sur la connaissance des caractéristiques ^{mécaniques} des couples ~~et vitesses~~ en fonction du temps . Pour un excavateur, un couple maximum est demandé au démarrage, il faudrait donc, choisir un moteur capable d'assurer les pointes de puissances et de couple.

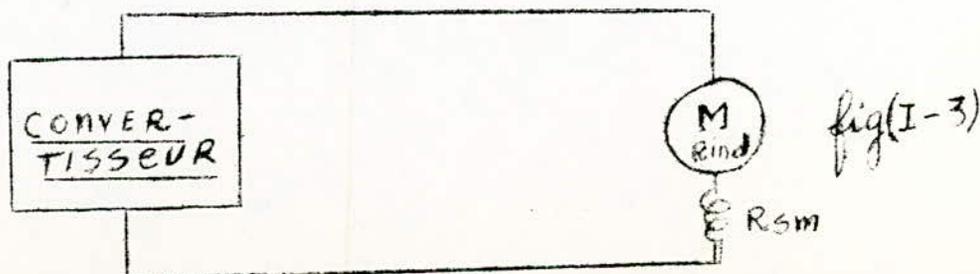
5°) Calcul des paramètres du moteur et du convertisseur.

L'excavateur que nous étudions est du type 32503 suivant la classification soviétique. Sa signification est la suivante :

C'est un excavateur de carrière dont le volume du godet est $2,5 \text{ m}^3$ pour assurer le mouvement de son godet (montée-descente) nous avons utilisé un moteur du type Δ II 372 dont les caractéristiques principales sont données dans le tableau suivant :

caractéristiques		
Puissance nominale	P_N	100 KW
Tension nominale	U_N	305 V
Courant nominal ϕ	I_N	360 A
Couple maximal	C_{MAX}	230 Kgf.m
Tension d'excitation	U_{exc}	30 V
Courant d'excitation	I_{exc}	16 A
Nombre de paire de pôles	$2 P$	4
Résistance de l'enroulement d'induit	R_a	$0,011 \Omega$
Résistance de l'enroulement d'excitation	R_{exc}	$5,1 \Omega$
Résistance des pôles auxilliaires	R_{pa}	$0,0086 \Omega$
Nombre de spires par pôle (excitation)	N_{exc}	470
" " " (auxilliaire)	N_{pa}	14
Cycle de travail	Cycle	35 à 45 <i>Sec</i>
Facteur de marche	t_m	100 %
Constante électromagnétique du système	C_o	0,3 sec
Vitesse de rotation nominale	N_n	750 tr / min.

Schéma de l'ensemble moteur - convertisseur. (fig I - 3)



a) Calcul des paramètres du moteur.

- rendement nominal

$$\eta_N = \frac{P_N}{U_N \cdot I_N} = \frac{100 \cdot 10^3}{305 \cdot 360} = 0,91 \quad \underline{\eta_N = 0,91}$$

- résistance nominal du moteur.

$$R_N = \frac{U_N}{I_N} = \frac{305}{360} = 0,847 \Omega \quad \underline{R_N = 0,847 \Omega}$$

- résistance total d'induit du moteur

En supposant que les pertes joules représentent 50 % des pertes totales dans le moteur on aura alors :

$$R_m I_N^2 = 50 \% \left(1 - \eta_N \right) U_N \cdot I_N$$

$$R_m = 50 \% \left(1 - \eta_N \right) \frac{U_N}{I_N}$$

$$R_m = 50 \% \left(1 - 0,91 \right) \frac{305}{360} = 0,0378 \quad \underline{R_m = 0,0378 \Omega}$$

- résistance d'induit du moteur.

$$R_{ind} = R_m - R_{pa} = 0,0378 - 0,0086 = 0,0294 \quad \underline{R_{ind} = 0,0294 \Omega}$$

b) Calcul des paramètres du convertisseur. (voir les calculs des caractéristiques du convertisseur)

- résistance du transformateur.

$$R_{TR} = 0,01 \Omega$$

- résistance interne du thyristor

$$2 R_{th} = 0,01 \Omega$$

- résistance d'empiètement.

$$R_{emp} = 0,0109 \Omega \approx 0,011 \Omega$$

- résistance de la bobine de limitation de courant .

$$R_y = 0,005 \Omega \quad R'y = \frac{R_y}{2} = 0,0025 \Omega .$$

- résistance du fil reliant convertisseur et moteur .

$$R_f = 0,001 \Omega .$$

- résistance totale du circuit d'induit du système convertisseur moteur

$$R_o = 2 R_{TR} + 2 R_{th} + R_{emp} + R_y + R_f + R_m .$$

$$R_o = 2 \cdot 0,01 + 0,014 + 0,0110 + 0,005 + 0,001 + 0,0378$$

$$R_o = 0,0848 \Omega .$$

- résistance de mesure du circuit d'induit pour l'asservissement en courant

$$R_i = R_{pa} + R_g$$

$$R_i = 0,0086 + 0,001$$

$$R_i = 0,0096 \Omega .$$

c) Diagramme approximatif du couple et de la vitesse pour un cycle .

Le cycle complet du mouvement de levage du godet d'un excavateur se compose de deux parties avec deux moments d'inerties différents .

- partie avec godet chargé
- partie avec godet vide .

Description de la partie du cycle avec pelle chargée

AA, : correspond au démarrage, le mouvement est accéléré et un couple important est exigé, la puissance croît linéairement avec la vitesse .

A, A₂ : fonctionnement à vitesse constante, le mouvement est uniforme et le couple moteur est égal au couple résistant .

A₂B : freinage, le mouvement est retardé, un couple négatif maximal est appliqué.

BB, : rotation de la cabine, le godet est maintenu en l'air .

B, C₁ : Démarrage pendant la descente . Un couple maximal négatif est appliqué

C, C₂ : Descente du godet chargé à vitesse uniforme . Le couple moteur est égal au couple statique négatif .

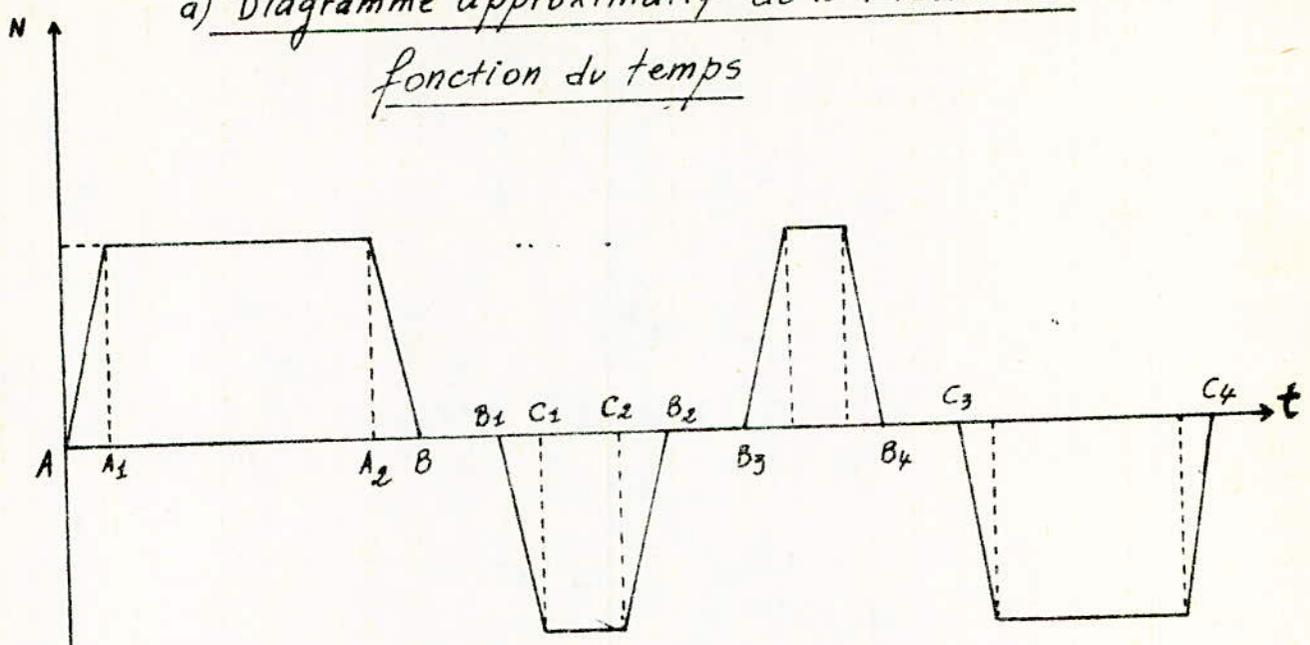
C₂ B₂ : freinage pendant la descente ; Le couple appliqué est le même que pendant le freinage en moteur mais son signe est opposé .

B₂B₃ : décharge du godet.

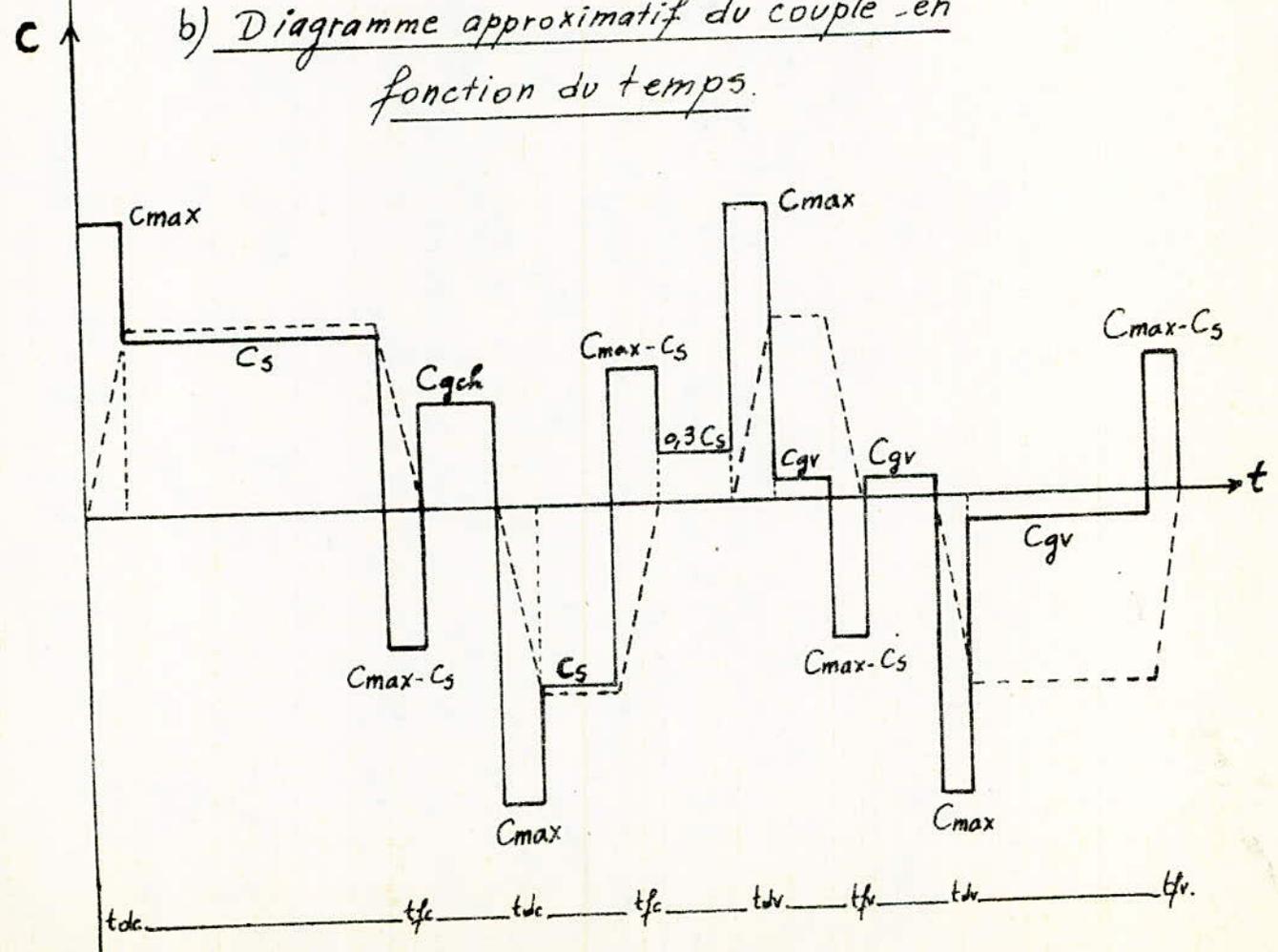
Pour revenir à sa position initiale l'engin décrit le cycle analogue. La pelle étant vide dans ce cas (fig I - 4 a et b)

fig(I-4)

a) Diagramme approximatif de la vitesse - en fonction du temps



b) Diagramme approximatif du couple - en fonction du temps.



d) Calcul du cycle .

- couple nominal :

$$C_N = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{P_N \cdot 60}{2 \pi N_N} = \frac{100 \cdot 10^3 \cdot 60}{2 \pi \cdot 750} = 129,8 \text{ Kgf.m}$$

- Couple maximal :

$$C_{max} = 1,8 C_N = 1,8 \cdot 129,8 = 233,6 \text{ Kgf.m .}$$

- Caractéristique électrique du moteur :

$$c_e = \frac{E'}{N_N} = \frac{U_N - R_m I_N}{N_N} = \frac{305 - 0,0378 \cdot 360}{750} = 0,3885 \frac{\text{Vmin}}{\text{tr}}$$

- Vitesse à vide :

$$N_0 = \frac{U_N}{c_e} = \frac{305}{0,3885} = 785 \text{ tr/min}$$

- Caractéristique mécanique du moteur :

$$C_m = \frac{C_e}{1,03} = 0,3772 \text{ V min / .tr}$$

- Moment d'inertie des parties tournantes

En charge il est donné par la formule :

$$J_{ch} = \frac{\theta_0}{\pi \omega} C_e C_m = \frac{0,3}{0,0847} \cdot 0,3885 \cdot 0,3772 = 0,519 \text{ Kg.m}^2$$

à vide le moment d'inertie est pris égal à 80 % Jch

$$J_v = 80 \% \cdot 0,519 = 0,415 \text{ Kg. m}^2$$

- Force statique

c'est la force de creusé, elle est donnée par la formule

empirique suivante :

$$F_s = f \cdot \frac{V}{K_p \cdot H} \quad \text{avec :}$$

f : résistivité du matériau par unité de surface $f = (5+30) \cdot 10^3 \text{ Kgf/m}^2$

v : volume du godet .

Kp : Coefficient de fiabilité (Kp = 1,2)

H : Hauteur du chantier (H = 15 m) .

$$F_s = 18 \cdot 10^3 \frac{2,5}{1,2 \cdot 15} = 2500 \text{ Kgf.}$$

- Poids du (godet + bras) :

$$P_{GB} = 2000 \text{ Kgf.}$$

- Poids du minerai :

$$P_{min} = \frac{VG}{K_p} = \frac{2,5 \cdot 2 \cdot 10^3}{1,2} = 4167 \text{ Kgf}$$

G : poids spécifique du minerai (2 tonnes. f / m³)

- Couple statique :

$$C_s = \frac{(F_s + P_{GB} + P_{min}) Dt \cdot \eta}{2j} = 156 \text{ Kgf.m.}$$

Dt : diamètre du tambour (0,9 m)

η : rendement (0,8) .

j : Coefficient de réduction de la vitesse (j = 20)

- Couple de maintien du godet en l'air

En charge ce couple est donné par

$$C_{gch} = \frac{(P_{GB} + P_{min}) Dt \cdot \eta}{2j} = 111 \text{ Kgf.m.}$$

à vide on a :

$$C_{gv} = \frac{P_{GB} \cdot Dt \cdot \eta}{2j} = 36 \text{ Kgf.m.}$$

- temps de démarrage en charge

La formule générale est :

$$C = J \frac{d\Omega}{dt} \Rightarrow dt = \frac{J}{C} d\Omega .$$

$$t_{dc} = \frac{J_{ch} \cdot N_N}{C_{max} - C_s} = \frac{0,519 \cdot 750}{(233,6 - 156)9,81} = 0,51 \text{ sec}$$

- temps de freinage en charge

$$t_{fc} = \frac{J_{ch} \cdot N_N}{C_{max}} = \frac{0,519 \cdot 750}{233,6 - 9,81} = 0,17 \text{ sec}$$

- temps de démarrage (Godet à vide).

$$t_{dv} = \frac{Jv \cdot NN}{C_{max} + C_{gv}} = \frac{0,415 \cdot 750}{(233,6 - 36) 9,81} = 0,16 \text{ sec}$$

- temps de freinage (Godet à vide).

$$t_{fv} = \frac{Jv \cdot NN}{C_{max} + C_{gv}} = \frac{0,415 \cdot 750}{(233,6 + 36) 9,81} = 0,12 \text{ sec}$$

Evaluation des durées des différentes phases du cycle . (Voir fig I - 4)

- la durée de charge du godet est évaluée à 15 sec $t_{AB} = 15 \text{ sec}$
- la durée de rotation de la cabine est de 5 sec $t_{BB_1} = 5 \text{ sec}$
- positionnement du godet au dessus du wagon est 5 sec $t_{B_1B_2} = 5 \text{ sec}$
- la durée de décharge est de 2 sec $t_{B_2B_3} = 2 \text{ sec}$
- temps de remontée du godet est 5 sec $t_{B_3B_4} = 5 \text{ sec}$
- temps de rotation à vide est 3 sec $t_{B_4C_3} = 5 \text{ sec}$
- le godet revient à sa position initiale en 5 sec $t_{C_3C_4} = 5 \text{ sec}$

Méthode du courant , du couple et de la puissance équivalents

La méthode du courant équivalent, consiste à remplacer le courant réel variable passant dans le moteur par un courant équivalent qui provoquerait dans le moteur les mêmes pertes que le courant réel .

On détermine la valeur du courant équivalent en partant des considérations suivantes :

- Pertes dans le moteur

$$Q \text{ moy} = K + R_m I_{eq}^2 \quad (1)$$

K : pertes constantes indépendantes de la charge.

- Pertes moyennes sont données par :

$$Q \text{ moy} = \frac{\sum Q_i t_i}{\sum t_i} \quad (2) \quad \text{avec } Q = K + R_m I_i^2$$

de (1) et (2) on a

$$K + R_m I_{eq}^2 = \frac{(K + R_m I_1^2) t_1 + \dots + (K + R_m I_p^2) t_p}{t_1 + \dots + t_p}$$

de cette expression on tire :

$$I_{eq} = \left(\frac{\sum I_i^2 t_i}{\sum t_i} \right)^{1/2}$$

Le calcul de I_{eq} nécessite la connaissance de i_i et t_i pour chaque portion du cycle . c.a.d pendant le démarrage, freinage, mouvement uniforme et la pause.

La condition suivante . doit être vérifiée.

$$I_{eq} \leq I_N .$$

Des calculs analogues permettent de déterminer le couple et la puissance équivalents

$$C_{eq} = \sqrt{\frac{\sum C_i^2 t_i}{\sum t_i}} \quad \text{il faut que } C_{eq} \leq C_N .$$

$$P_{eq} = \sqrt{\frac{\sum P_i^2 t_i}{\sum t_i}} \quad \text{il faut que } P_{eq} \leq P_N$$

La méthode du courant, du couple et de la puissance équivalents convient parfaitement pour le moteur dont le flux est constant. (moteur à excitation séparée) ce qui est notre cas .

Application numérique .

$$C_{eq} = \sqrt{\frac{\sum C_i^2 t_i}{\sum t_i}}$$

$$C_{eq} = \sqrt{\frac{2 \cdot (233,6)^2 \cdot 0,67 + (156)^2 \cdot 18,64 + 2(77,6)^2 \cdot 0,29 + (111)^2 \cdot 0,5 + (0,3 \cdot 156)^2 \cdot 2 + (36)^2 \cdot 12,44}{40}}$$

$$C_{eq} = 123,73 \text{ Kgf.m.}$$

$$C_N = 129,8 \text{ Kgf.m.}$$

$$C_{eq} \leq C_N$$

$$P_{eq} = C_{eq} \cdot \Omega_N = 123,73 \cdot 2\pi \cdot \frac{750}{60} \cdot 9,81 = 95,33 \text{ Kw.}$$

$$P_N = 100 \text{ Kw.}$$

$$P_{eq} \leq P_N .$$

de la relation suivante .

$$C_i = C_m I_i$$

on tire . $I_i = \frac{C_i}{C_m}$

$$\text{donc } I_{eq} = \frac{C_{e q}}{C_m} = \frac{123,73}{0,3772} = 344 \text{ A} .$$

$$I_{eq} \leq I_N \quad (I_N = 360 \text{ A}) !$$

C H A P I T R E I I

ETUDE DU CONVERTISSEUR ALTERNATIF - CONTINU REVERSIBLE

1) Description et mode de fonctionnement du convertisseur

L'entraînement que nous devons assurer exige des inversions de marche rapides et des freinages contrôlés, nous utilisons alors un redresseur onduleur non autonome réversible, il sera constitué de deux ponts tout thyristors montés en antiparallèle et reliés aux bornes de l'induit (fig II - 1). La force électromotrice et le courant peuvent s'inverser avec la convention indiquée sur la (fig II-2) où les quadrants 1 et 3 correspondent à des fonctionnements en moteur et les quadrants 2 et 4 à des fonctionnements en génératrice. Les convertisseurs réversibles peuvent fonctionner selon deux types principaux différents, la différence réside dans la séquence de commande, on distingue :

a) Un fonctionnement avec courant de circulation : dans ce cas les deux groupes redresseurs sont commandés en permanences c.a.d que tous les thyristors reçoivent des impulsions de commande périodiques de manière que leurs tensions soient égales et opposées $U_{d1} = - U_{d2}$. Il suffit pour cela que les angles de retard à l'amorçage α_1 et α_2 respectivement du pont 1 et du pont 2 soient déphasés symétriquement par rapport à l'angle 90° (angle qui correspond à une tension moyenne nulle sur charge inductive). A chaque instant un groupe fonctionne en redresseur, l'autre en onduleur, les angles doivent respecter la relation $\alpha_1 + \alpha_2 = \pi$

Pour un fonctionnement en redresseur on doit avoir $0 < \alpha < 90^\circ$

Pour un fonctionnement en onduleur on doit avoir $90^\circ < \alpha < 180^\circ$

Les valeurs instantanées des tensions U_{d1} et U_{d2} n'étant pas égales leur différence crée un courant unidirectionnel appelé courant de circulation, la valeur de ce courant dépend des angles de retard à l'amorçage et peut atteindre une valeur élevée ce qui nécessite l'inversion d'une bobine appelée bobine de limitation de courant de circulation.

b) Un fonctionnement sans courant de circulation obtenu par l'un des procédés de commande réglé de telle sorte que la différence des tensions ne soit pas génératrice de courant; l'un des groupes fonctionne pendant que l'autre est bloqué. Le premier mode de fonctionnement permet l'inversion du couple du moteur sans temps mort alors que le deuxième introduit un certain temps mort, comme nous avons besoin d'une inversion rapide du sens de rotation du moteur nous utiliserons le premier procédé avec bobine de limitation du courant de circulation (fig II - 3) et l'autre (fig II - 4)

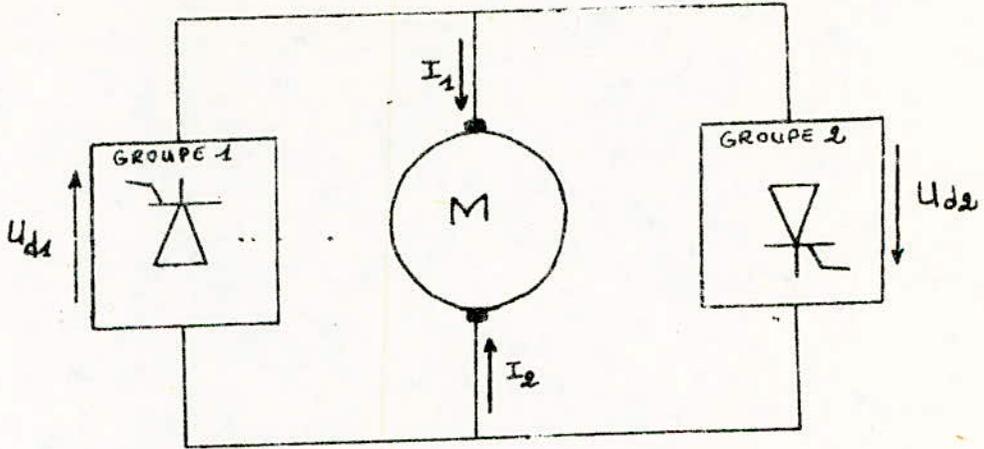


Fig II-1 : schéma simplifié d'une commande réversible d'un moteur à courant continu par l'induit

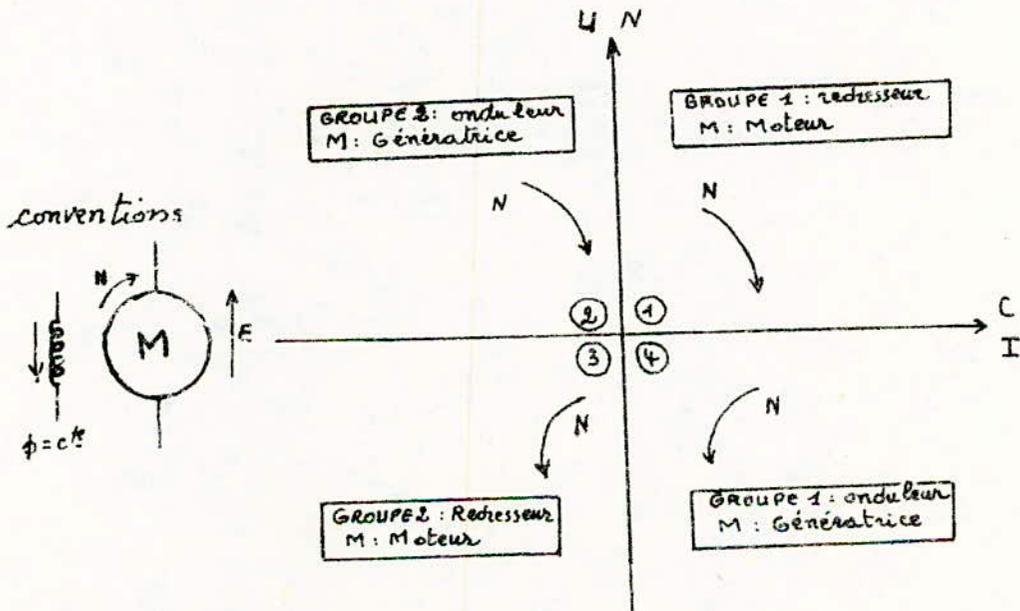


Fig II-2 : Modes de fonctionnement d'un convertisseur réversible dans un système d'axes $N = f(C)$

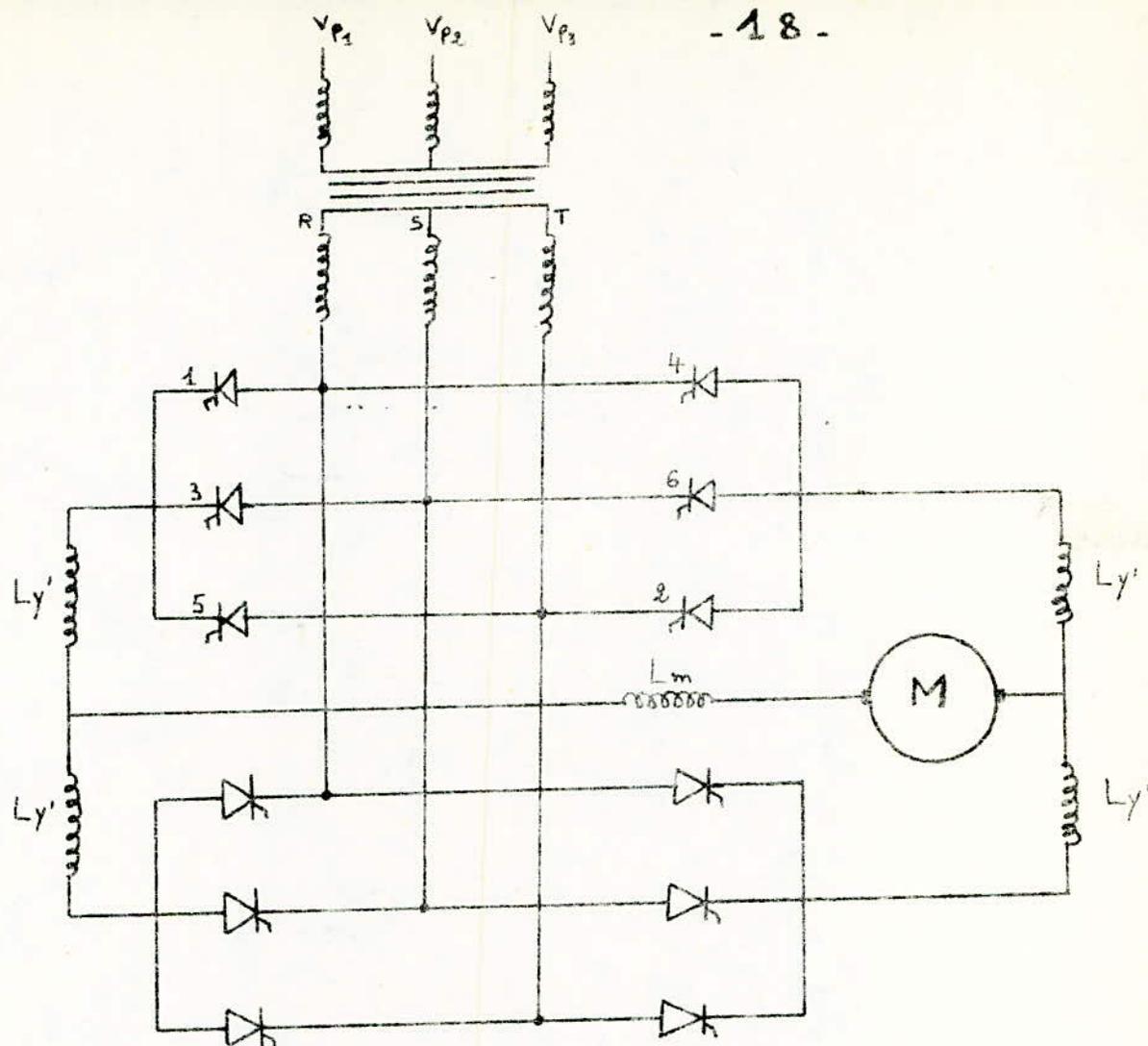


Fig II - 3 : Montage antiparallèle

— GROUPE 1
 - - - GROUPE 2

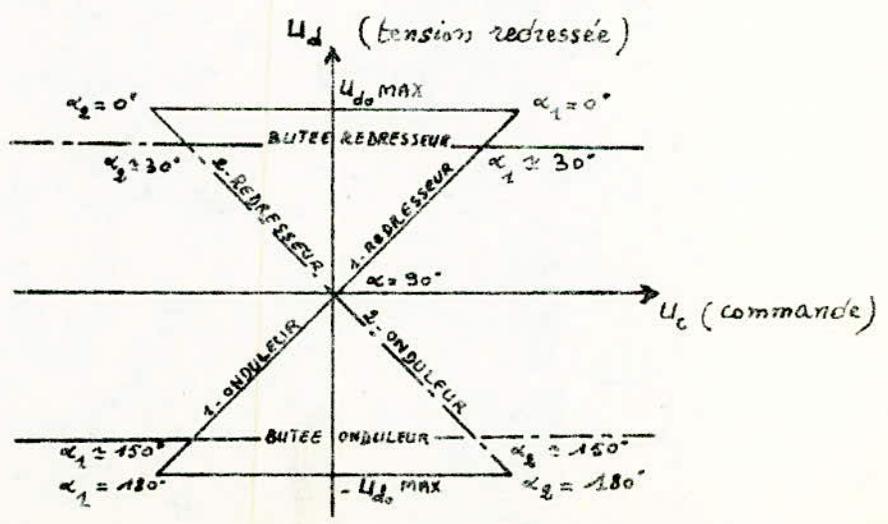


Fig II - 4 : Caractéristiques $U_d = f(U_c)$ d'un convertisseur réversible antiparallèle « à circulation de courant »

La caractéristique de commande $U_d = f (U_c)$ est tracée sur la (fig II - 4)

2°) Tension redressée

Le convertisseur étant constitué d'un redresseur et d'un onduleur identiques, on simplifiera l'étude en prenant un seul montage (fig II - 5)

Soient R, S et T les tensions simples aux bornes du secondaire du transformateur monté en étoile alimentant le convertisseur, en posant $x = \omega t$ on peut écrire

$$\begin{aligned} R &= V_{2m} \sin x \\ S &= V_{2m} \sin \left(x - \frac{2 \pi}{3} \right) \\ T &= V_{2m} \sin \left(x + \frac{2 \pi}{3} \right) \end{aligned}$$

V_{2m} : amplitude maximale de la tension simple dans une phase secondaire du transformateur.

Les tensions composées ^{sont} valent :

$$V_1 = RS = U_{2m} \cos \left(x - \frac{\pi}{3} \right)$$

$$V_2 = ST = U_{2m} \cos \left(x - \pi \right)$$

$$V_3 = TR = U_{2m} \cos \left(x + \frac{\pi}{3} \right)$$

U_{2m} : amplitude maximale de la tension composée au secondaire du transformateur.

$$U_{2m} = \sqrt{3} V_{2m} \quad \text{et} \quad V_{2m} = \frac{U_{2m}}{\sqrt{3}}$$

a) Forme de la tension redressée.

La tension appliquée côté continu est à chaque instant celle entre phases la plus élevée quel que soit le sens de cette tension positif ou négatif. En effet prenons le moment où la tension V_1 passe par son maximum (sens de la flèche de S vers R) elle est alors appliquée au circuit d'induit par l'intermédiaire des soupapes 1 et 6 qui sont parcourues dans le sens direct (chute de tension négligée)

Prenons maintenant le moment où cette même tension passe par son minimum (maximum négatif) elle est encore appliquée aux bornes de la charge par l'intermédiaire des soupapes 3 et 4 . Le système permet alors de redresser les alternances négatives des tensions composées .

La forme de la tension redressée résultera donc de toutes les alternances positives et celles négatives (changées de signe), d'une même tension entre phases prenant une valeur supérieure aux autres aux même instant (fig II - 6)

Soient A, B et C les points d'intersection des courbes comme l'indique la figure (fig II 6).

de A à B $\overset{6}{R}$ et $\overset{1}{S}$ sont les plus grandes en valeur absolue il y a alors conduction des soupapes 6 et 1.

de B à C pour la même raison les soupapes 1 et 2 conduisent et l'ordre de conduction des soupapes est alors le suivant :

$$(6,1) - (1,2) - (2,3) - (3,4) - (4,5) - (5,6) - (6,1) - \dots$$

En bas de la figure sont représentées les soupapes par groupe, en effet chaque thyristor conduit pendant $\frac{1}{3}$ de la période soit $\frac{2\pi}{3}$.

la tension redressée se compose de six calottes de sinusôides par période du réseau. C'est donc une tension andulée de fréquence $f = 6 \text{ fa}$.

La commutation se produit à chaque passage de l'une des tensions composées. par zéro. en effet ce moment correspond à l'égalité des tensions simples.

pour $x = \pi/6$ la tension redressée est $(V_1)_{\pi/6}$

$$(V_1)_{\pi/6} = U_{2m} \cos(\pi/6 - \pi/3) = U_{2m} \cos \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{2m}.$$

C'est la valeur minimale de la tension redressée.

$$U_{dmin} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{2m} = \frac{3}{2} V_{2m}$$

b) Valeur moyenne de la tension redressée.

La tension moyenne redressée est calculée pour un angle de retard α et dans le cas le plus simple.

- charge purement resistive.
- chutes de tension négligeable.

dans l'intervalle $(-\frac{\pi}{6} + \alpha, \frac{\pi}{6} + \alpha)$ la tension redressée instantanée est

$$-V_2 \quad u_d = -V_2 = -U_{2m} \cos(x - \pi) = U_{2m} \cos x.$$

La valeur moyenne de la tension dans cet intervalle est donnée par :

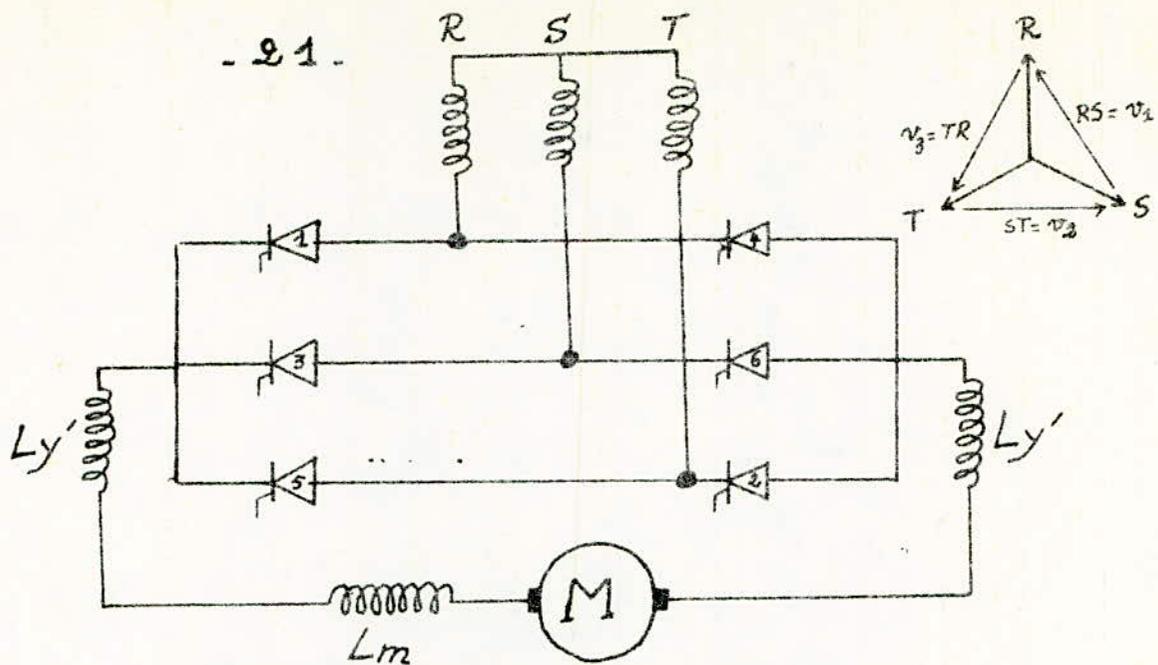


fig II-5 : schéma du montage

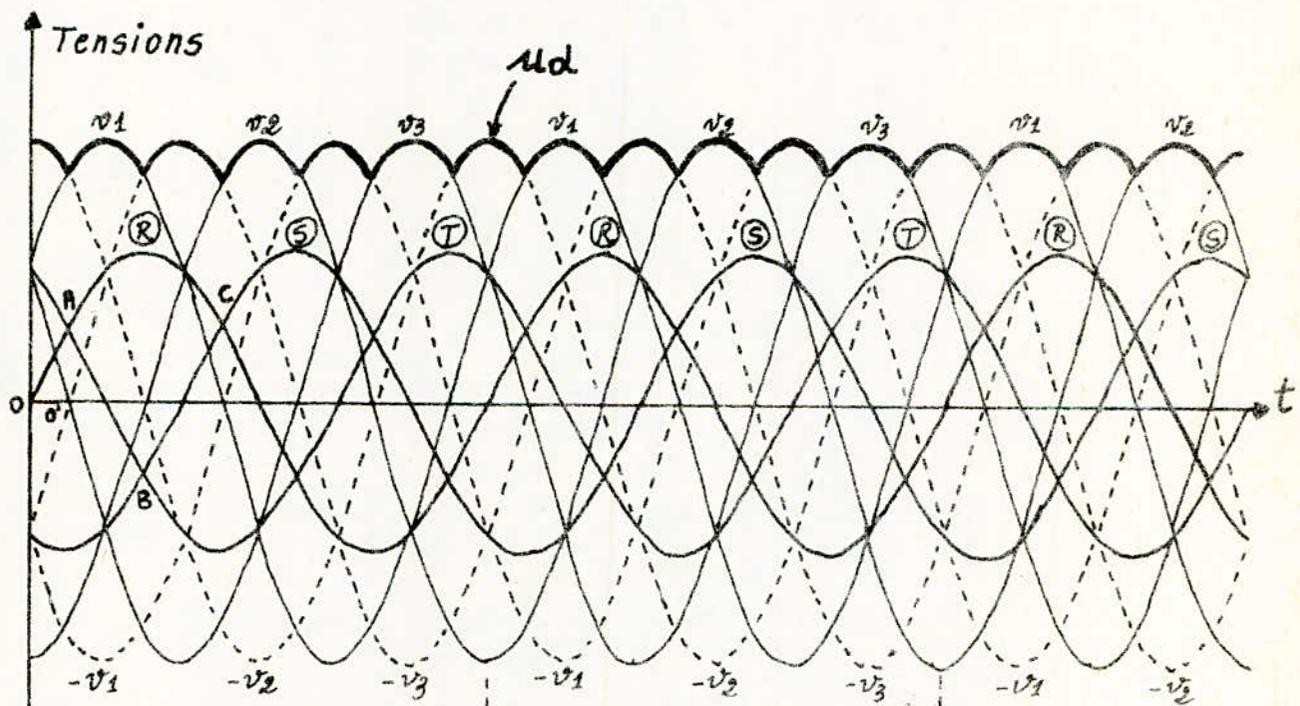


fig II-6 Courbe de tension redressée et Ordre de Conduction des soupapes.

Courants

	1	3	5	1	3	5	Groupe impair
							t
	6	2	4	6	2	4	Groupe pair
							t

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{-\frac{\pi}{2} + \alpha} U_{2m} \cos x \, dx$$

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} U_{2m} \cos \alpha$$

La tension moyenne redressée est fonction de l'angle de retard à l'amorçage α .

Si $0 < \alpha < \pi/2 \Rightarrow \cos \alpha > 0 \Rightarrow U_d > 0 \Rightarrow$ le montage fonctionne en redresseur.

Si $\pi/2 < \alpha < \pi \Rightarrow \cos \alpha < 0 \Rightarrow U_d < 0 \Rightarrow$ le montage fonctionne en onduleur.

dans le cas particulier ou $\alpha = 0 \Rightarrow \cos \alpha = 1$ on aura :

$U_{d0} = \frac{3}{\pi} U_{2m}$, la tension redressée prend sa valeur la plus grande (onde pleine) pour $\alpha = 0$. On peut écrire d'une manière générale .

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha \quad \text{fig II - 6'}$$

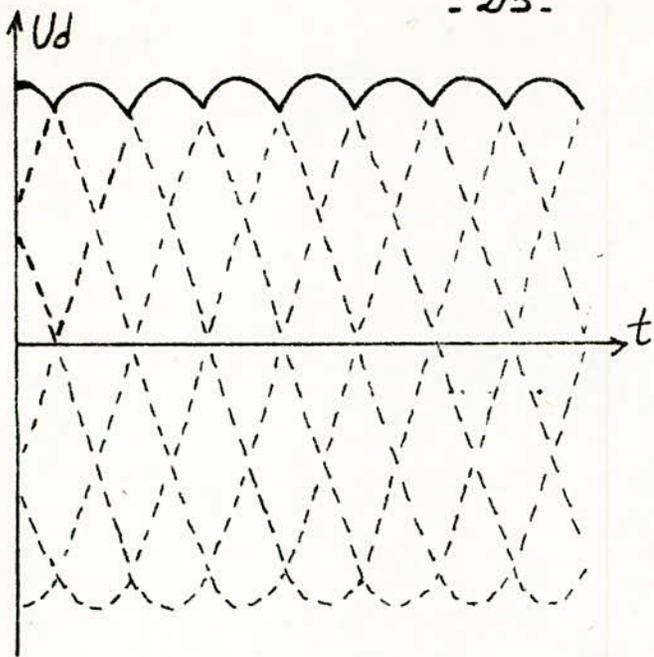
$$U_{d0} = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} V_{2m} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{V_2}{\sqrt{2}} \Rightarrow U_{d0} = 2,34 V_2$$

c) Valeur efficace de la tension redressée.

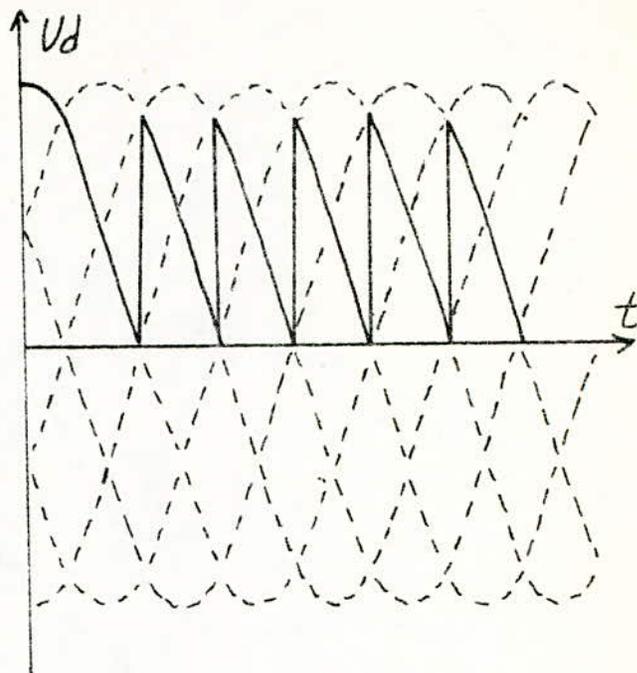
En tenant compte de l'angle de retard à l'amorçage . On a :

$$U_{deff}^2 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{+\frac{\pi}{2} + \alpha} (U_{2m} \cos x)^2 \, dx \quad \text{avec } T = \pi/3$$

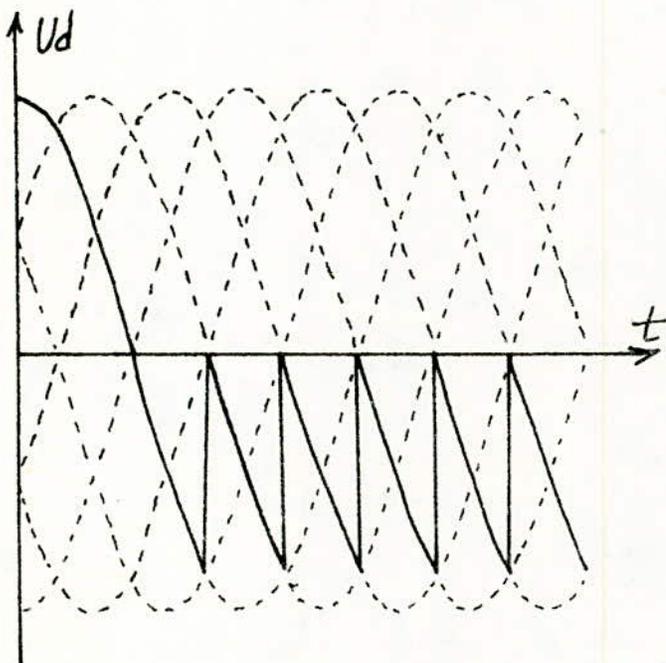
$$U_{deff} = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\alpha}$$



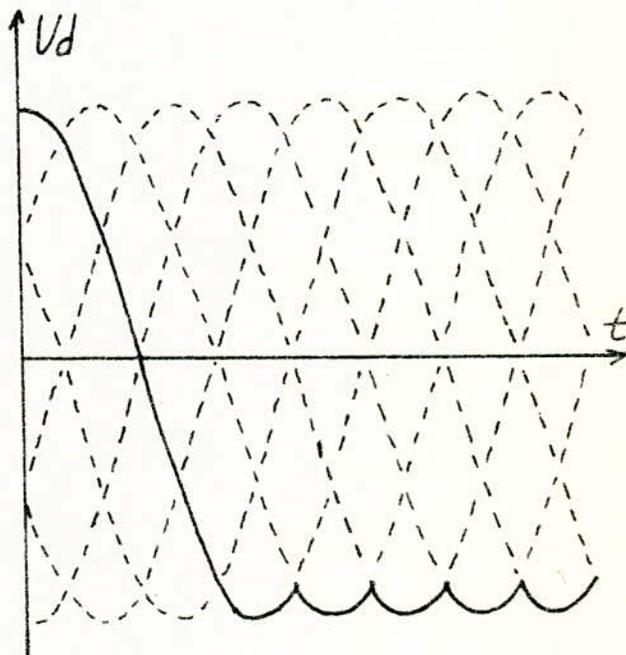
(a) $\alpha = 0^\circ$



(b) $\alpha = 60^\circ$



(c) $\alpha = 120^\circ$



(d) $\alpha = 180^\circ$

fig II-6' Courbes de tension redressée pour différentes valeurs de α

pour $\alpha = 0$ $U_{\text{deff}} = 0,956 U_{2m}$, $U_{d0} = \frac{3}{\pi} U_{2m} = 0,955 U_{2m}$

- Facteur de forme

$$F_x = \frac{U_{\text{deff}}}{U_{d0}} = \frac{0,956}{0,955} = 1,00088$$

- Taux d'indulation

$$T_x = \sqrt{F_x^2 - 1} = 4,2 \%$$

d) Harmoniques de la tension du circuit continu

L'amplitude de l'harmonique de rang n est :

$$(U_{\text{max}})_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} = \frac{2}{6^2 n^2 - 1} \sqrt{1 + 6^2 n^2 \text{tg}^2 \alpha} U_{d0} \text{Cos} \alpha$$

On remarque que le réglage de phase multiplie l'amplitude des harmoniques par le facteur $\sqrt{1 + 6^2 n^2 \text{tg}^2 \alpha}$ en commutation naturelle ($\alpha = 0$)

$$(U_{\text{max}})_n = \frac{2}{6^2 n^2 - 1} U_{d0}$$

On peut calculer alors le rapport U^* en fonction du rang n et de l'angle de retard α $U^* = \frac{(U_{\text{max}})_n}{U_{d0}} = \frac{2}{6^2 n^2 - 1} \sqrt{1 + 6^2 n^2 \text{tg}^2 \alpha} \text{Cos} \alpha$

Le tableau suivant donne les valeurs du rapport $\frac{(U_{\text{max}})_n}{U_{d0}}$ en fonction

de n et $\text{Cos} \alpha$.

	n	1	3	5
Cos α	0,3	0,336	0,1	0,063
	0,5	0,298	0,096	0,058
	0,7	0,245	0,07	0,047
	0,96	0,1	0,029	0,017
fn		300	900	1500

$$f_n = 6 n f_0$$

f_0 : fréquence du réseau

f_n : fréquence de l'harmonique de rang n de la tension redressée .

Les courbes qui représentent U^* en fonction de $\text{Cos } \alpha$ pour différents Valeurs de n sont sur la (fig II - 7)

3°) Courant redressé

L'étude portera sur la forme réelle du courant dans le circuit qui contient une résistance (Résistance du circuit d'induit), une inductance (inductance du moteur et de la bobine de limitation de courant de circulation) ainsi qu'une f-c-e-m (celle du moteur). Pour voir la forme du courant dans le circuit d'induit on utilise les expressions de la tensions continue à ses bornes qui sont valables tant que le courant continue est ininterrompu.

On peut opérer séparément sur la composante continue et la composante alternative de la tension. Chacune se comportant comme si elle était seule. Pour ce qui est de la composante alternative on pourra utiliser.

- Soit son développement en séries de Fourier
- Soit sa valeur instantanée

a) Composante continue du courant redressé :

La valeur moyenne du courant continu à pour expression :

$$I_d = \frac{U_{d\alpha} - E}{R} = \frac{U_{d0} \text{Cos } \alpha - E}{R}$$

- $U_{d\alpha}$: tension moyenne redressée
- E : f - c - e - m du moteur
- R : résistance du circuit de charge .

Dans tous les cas I_d doit être positif, on distingue deux cas :

- redresseur : U_d et E positifs $U_d > E$
- onduleur : U_d et E négatifs $/ U_d / < / E /$

b) Composante alternative du courant continu

Elle est donnée par la composante alternative de la tension redressée débitant sur une charge R, L_d et E ! Dans la plupart des applications R est tellement faible qu'on puisse la négliger devant $L_d \omega_1$ ($\omega_1 = 6 \omega_0$), ω_1 étant la pulsation du premier harmonique régulier de la tension continue. Dans ces conditions la composante alternative du courant continu ne dépend que de L_d , les harmoniques étant indépendants de R .

La composante alternative de la tension continu u_{da} est telle que :

$$u_{da} = u_d - U_{d\alpha}$$

- u_d : Valeur instantanée de la tension redressée.
- u_{da} : Composante alternative de la tension redressée.
- $U_{d\alpha}$: Valeur moyenne de la tension redressée.

dans l'intervalle $\left(\alpha - \frac{\pi}{6}, \alpha + \frac{\pi}{6} \right)$ on a :

$$u_d = - \frac{V_2}{2} = U_{2m} \cos x$$

$$u_{da} = U_{2m} \cos x - U_d = U_{d0} \left(\frac{\pi}{3} \cos x - \cos \alpha \right)$$

u_{da} apparait alors aux bornes de l'inductance puisque R est négligée

$$u_{da} = L_d \frac{d i_{da}}{dt} = U_{d0} \left(\frac{\pi}{3} \cos x - \cos \alpha \right)$$

$$i_{da} = \frac{U_{d0}}{L_d \omega} \int_{\alpha - \pi/6}^{\alpha + \pi/6} \left(\frac{\pi}{3} \cos x - \cos \alpha \right) dx = \frac{U_{d0}}{L_d \omega} \left(\frac{\pi}{3} \sin x - x \cos \alpha \right) + A$$

$$x \cos \alpha + A$$

La constante d'intégration se calcule en écrivant que la valeur moyenne du courant i_{da} est nulle pendant une période $\left[\alpha - \frac{\pi}{6}, \alpha + \frac{\pi}{6} \right]$

$$A = \frac{U_{d0}}{L_d \omega} \left(\alpha \cos \alpha - \sin \alpha \right)$$

$$\text{Enfin } i_{da} = \frac{U_{d0}}{L_d \omega} \left(\frac{\pi}{3} \sin x + (\alpha - x) \cos \alpha - \sin \alpha \right)$$

c) Extrémums du courant continu

Les extremums du courant continu sont obtenus pour $\frac{d i_{da}}{dt} = 0$ où $u_{da} = 0$

deux cas se présentent suivant la valeur de α

1^{er} cas : α est nul ou faible u_{da} s'annule en deux points (fig II 8 a)

le premier correspond au maximum négatif $i_{da \min}$. le second correspond au maximum positif $i_{da \max}$.

2^{eme} cas : α est suffisamment grand, u_{da} s'annule seulement en un point correspondant au maximum positif $i_{da \max}$, les minimums se produisent aux extrémités de l'intervalle et correspondent à des points anguleux, car la discontinuité de la tension provoque une variation brusque de $\frac{d i_{da}}{dt}$ (fig II 8 b)

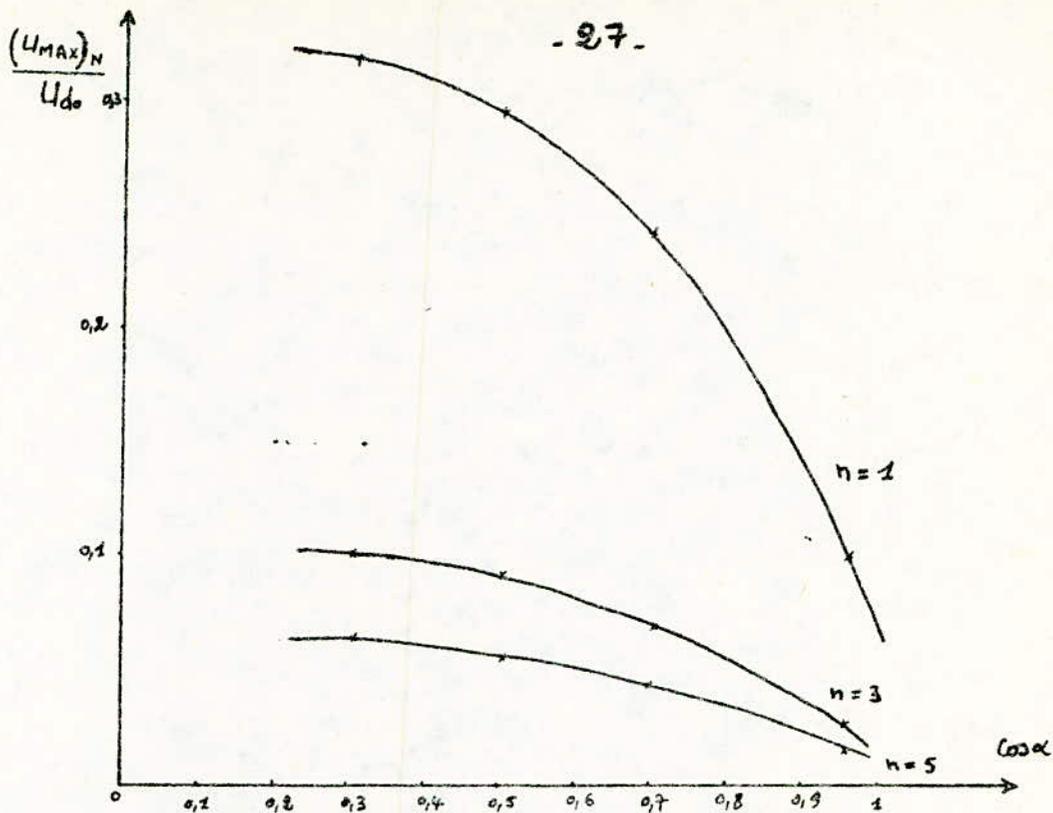


fig II - 7 : $U^* = f(\cos \alpha)$. pour différentes valeurs de n

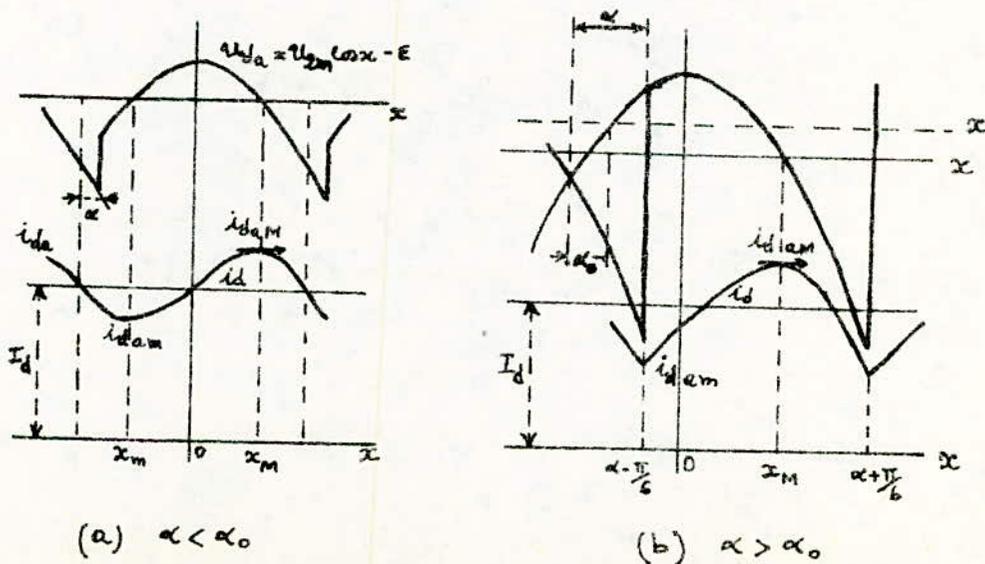


fig II - 8 : Formes possibles de la courbe de courant redressé

Indépendement de l'angle α la composante alternative u_{da} s'annule pour un angle α_0 tel que $u_d = E$ (fig II 8), deux cas sont alors à envisager suivant que $\alpha < \alpha_0$ ou $\alpha > \alpha_0$.

La tension u_{da} s'annule pour $\alpha = \alpha_0$ or $u_{da} = \frac{U_{d0}}{3} (\frac{\pi}{3} \cos \alpha - \cos \alpha)$

α_0 est tel que $\frac{U_{d0}}{3} (\frac{\pi}{3} \cos (\alpha_0 - \frac{\pi}{6}) - \cos \alpha_0) = 0$ qui se réduit à

$$\text{tg } \alpha_0 = \frac{6}{\pi} - \sqrt{3} \implies \alpha_0 = 10^\circ.$$

Dans tous les cas l'extrémum α_{\max} compris entre 0 et $\frac{\pi}{3}$ est donné

par $u_{da} = 0$ c.a.d $U_{2m} \cos \alpha_{\max} = \frac{3}{\pi} U_{2m} \cos \alpha \implies \cos \alpha_{\max} = \frac{\pi}{3} \cos \alpha$

pour $\alpha < \alpha_0$ $\alpha_{\min} = -\alpha_{\max}$
 pour $\alpha > \alpha_0$ $\alpha_{\min} = \alpha - \frac{\pi}{6}$

$$i_{d\max} = \frac{U_{d0}}{Ld\omega} \left[\frac{\pi}{3} \sin \alpha_{\max} + (\alpha - \alpha_{\max}) \cos \alpha - \sin \alpha \right]$$

$$\text{- pour } \alpha < \alpha_0 : i_{d\min} = -\frac{U_{d0}}{Ld\omega} \left[\frac{\pi}{3} \sin \alpha_{\max} - (\alpha + \alpha_{\max}) \cos \alpha + \sin \alpha \right]$$

$$\text{- pour } \alpha > \alpha_0 : i_{d\min} = \frac{U_{d0}}{Ld\omega} \left[\frac{\pi}{3} \sin (\alpha - \frac{\pi}{6}) + \frac{\pi}{6} \cos \alpha - \sin \alpha \right]$$

$$i_{d\min} = -\frac{U_{d0}}{Ld\omega} \left[\sin \alpha \left(1 - \frac{\pi \sqrt{3}}{6} \right) \right]$$

L'allure de la composante alternative est portée à la partie inférieure des figures II 8 a et b, on obtient le courant continu instantané en ajoutant la composante continue I_d . Lorsque cette valeur varie sous l'action de l'une des variables E , U_{d0} ou R la courbe du courant continu se déplace sans changer sensiblement de forme en s'éloignant ou se rapprochant de l'axe des temps, elle coupe cet axe pour

$$I_d = I_{dk} = -i_{d\min}$$

I_{dk} : Valeur critique du courant.

d) Coefficients d'ondulation du courant continu

On appelle coefficient d'ondulation positive du courant continu le rapport suivant :

$$\frac{id_{max}}{Id} = \frac{U_{d0}}{Id L_d \omega} \left[\frac{\pi}{3} \sin \alpha_{max} + (\alpha - \alpha_{max}) \cos \alpha - \sin \alpha \right]$$

On appelle coefficient d'ondulation négative du courant continu le rapport $-\frac{id_{amin}}{Id}$

$$\alpha > \alpha_0 : -\frac{id_{amin}}{Id} = \frac{U_{d0}}{Id L_d \omega} \left(1 - \frac{\pi \sqrt{3}}{6} \right)$$

$$\alpha < \alpha_0 : -\frac{id_{amin}}{Id} = \frac{U_{d0}}{Id L_d \omega} \left[\frac{\pi}{3} \sin \alpha_{max} - (\alpha + \alpha_{max}) \cos \alpha + \sin \alpha \right]$$

$$\alpha = 0 : \frac{id_{max}}{Id} = -\frac{id_{amin}}{Id} = \frac{U_{d0}}{L_d \omega Id} \left(\operatorname{tg} \alpha_{max} - \alpha_{max} \right)$$

On peut donc connaître la valeur de L_d connaissant les valeurs de U_{d0} , α ainsi que du taux d'ondulation négative τ_0

$$L_d = \frac{U_{d0}}{\omega Id \tau_0} \left(1 - \frac{\pi \sqrt{3}}{6} \right) \sin \alpha$$

4^e) Temps de commutation

Supposons que l'inductance du circuit est suffisamment grande pour considérer que le courant redressé soit parfaitement lissé. Considérons le cas de la commutation binaire et supposons que cette inductance est remplacée par deux inductances égales L_5 et L_1 placées en série avec les thyristors 5 et 1 (fig II - 9) supposons que le thyristor 5 soit conducteur et qu'à l'instant t_0 on amorce le thyristor 1, son courant ne peut augmenter instantanément pour atteindre la valeur I_d , L_1 provoque une augmentation du courant alors que L_5 en provoque une diminution de sorte que les thyristors conduisent simultanément jusqu'à ce que i_5 soit nul et i_1 atteint la valeur I_d , à l'instant t_1 on a $i_5 + i_1 = I_d$.

Les tensions apparaissant aux bornes des inductances de commutation sont égales et opposées puisque $\frac{di_1}{dt} = -\frac{di_5}{dt}$ $L_1 \frac{di_1}{dt} = -L_5 \frac{di_5}{dt}$

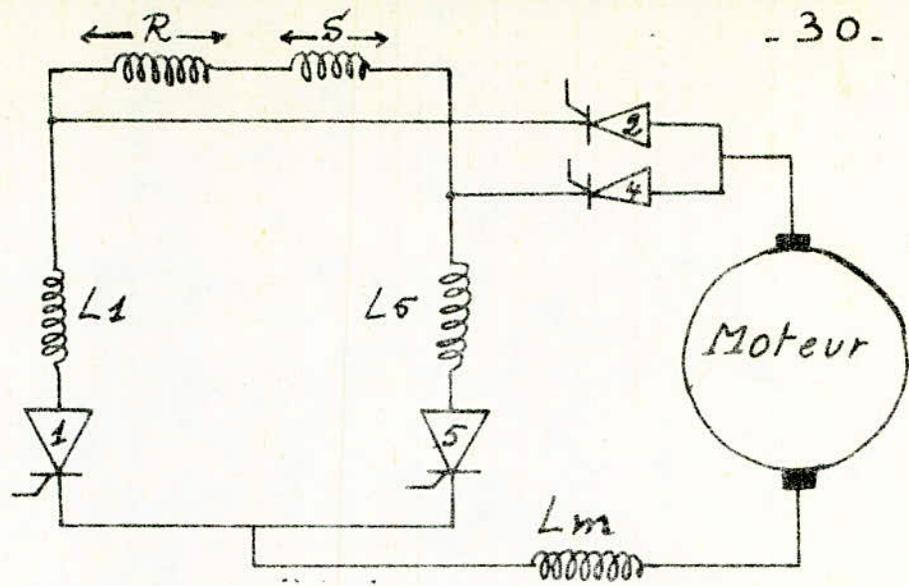


fig II-9

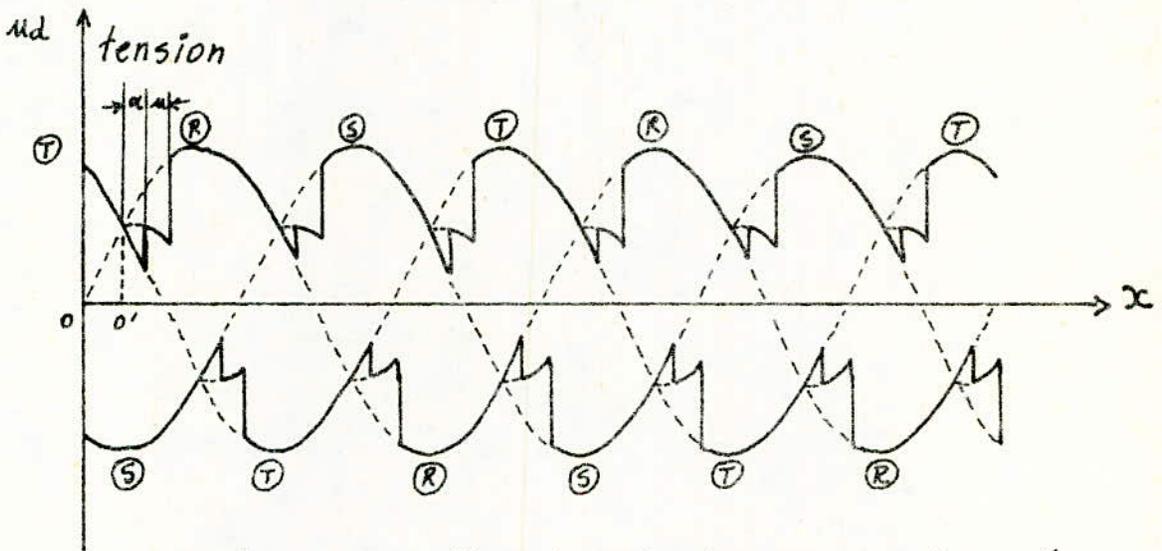


fig II-10 Courbe de tension redressée pour un angle de retard α et un angle de commutation μ

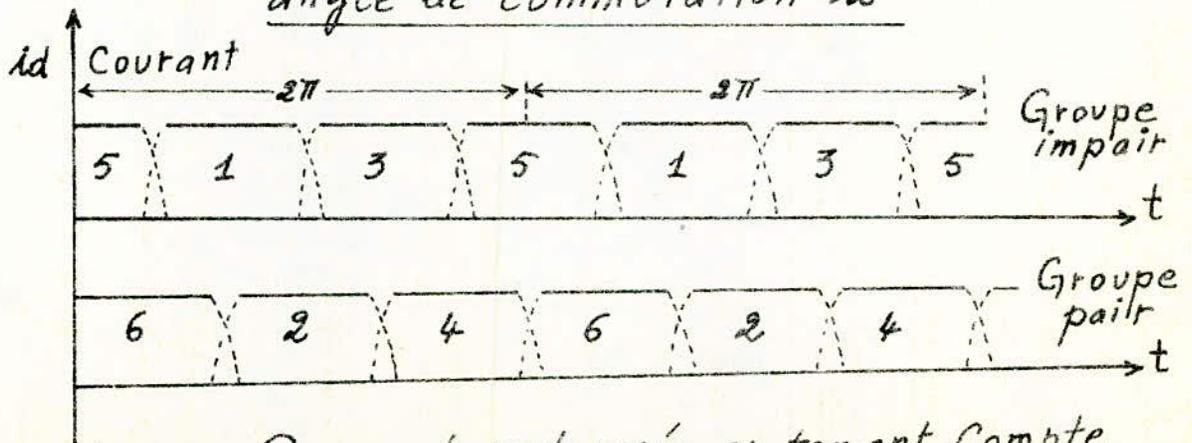


fig II-11 Courant redressé - en tenant compte de la Commutation.

Les cathodes des thyristors sont au même potentiel on a alors :

$$R - L_1 \frac{di_1}{dt} = T - L_5 \frac{di_5}{dt} \implies R - T = -V_3 = (L_1 + L_5) \frac{di_1}{dt}$$

en prenant comme nouvelle origine $0'$ (fig II - 6) on a

$$-V_3 = U_{2m} \sin \alpha \quad \text{donc} \quad (L_1 + L_5) \frac{di_1}{dt} = U_{2m} \sin \alpha$$

$$(L_1 + L_5) \int_0^{I_c} di_1 = \int_{\alpha}^{\alpha+u} U_{2m} \sin \alpha \, dt \quad \alpha = \omega t$$

$$(L_1 + L_5) I_d = \frac{U_{2m}}{\omega} (\cos \alpha - \cos(\alpha + u))$$

$$\text{en posant } (L_1 + L_5) \omega = X_c \quad \text{on a} \quad \cos \alpha - \cos(\alpha + u) = \frac{3}{II} \frac{X_c I_d}{U_{do}}$$

a) Relation entre la chute inductive de tension et l'angle de commutation

Pendant la durée de commutation les anodes commutantes 5 et 1 sont en court circuit, un courant de commutation circule entre ces anodes, il en résulte qu'elles sont au même potentiel $\frac{R + T}{2}$ (fig II - 12) la chute inductive vaut donc $R - \frac{R + T}{2}$

$$= \frac{R - T}{2} = \frac{-V_3}{2} \quad \text{en prenant pour origine } 0' \quad V_3 = -U_{2m} \sin \alpha \quad (\text{ fig II . 10 }).$$

L'intervalle de commutation est $(\alpha, \alpha + u)$ et la chute inductive vaut donc :

$$E_x = \frac{3}{II} \int_{\alpha}^{\alpha+u} \frac{V_3}{2} dx \quad E_x = \frac{U_{do}}{2} (\cos \alpha - \cos(\alpha + u))$$

La relation entre la chute inductive de tension et la réactance du circuit de limitation du courant est donc la suivante compte tenu des deux relations précédentes

$$E_x = \frac{3}{2 II} X_c I_d$$

b) Forme des courants anodiques pendant la commutation

$$i_1 = - \frac{U_{2m}}{X_c} \cos \alpha + \frac{U_{2m}}{X_c} = \frac{U_{2m}}{X_c} (1 - \cos \alpha)$$

$$i_5 = I_d - i_1 .$$

5°) Tensions et courants dans les thyristors

a) Tension directe : jusqu'à présent nous avons considéré que lorsqu'un thyristor conduit la tension à ses bornes est nulle. En réalité la chute de tension varie avec le courant, elle est de 1,5 V pour un redresseur simple, 3V pour un pont.

b) Tension inverse : pratiquement dans les montages redresseurs on néglige le courant inverse par contre on doit se préoccuper de la tension inverse appliquée car si elle dépasse des limites bien précises risque de provoquer une augmentation considérable du courant qui détériore le thyristor. La tension inverse appliquée à un thyristor est la différence entre le potentiel de celui-ci lorsqu'il est bloqué et les potentiels successifs de ceux qui débitent pendant son repos. La tension inverse appliquée au thyristor th 1 (état bloqué) est donnée par la différence de sa tension anodique (R) et sa tension cathodique qui est égale à la tension des thyristors en conduction

- th² et th³ conduisent $U_{inv} = R - S = \sqrt{1}$
- th 3 et th 4 conduisent $U_{inv} = R - S = \sqrt{1}$
- th 4 et th 5 conduisent $U_{inv} = R - T = -\sqrt{3}$
- th 5 et th 6 conduisent $U_{inv} = R - T = -\sqrt{3}$

On peut donc tracer la courbe de la tension inverse U_{inv} (fig II - 13)

c) Courant dans les thyristors

- courant moyen : chaque thyristor conduit pendant $\frac{1}{3}$ de période un courant I_d . Le courant moyen dans un thyristor est alors :

$$I_{moy} = \frac{I_d}{3}$$

- courant efficace :

$$I_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{T/3} i_d^2(t) dt = \frac{I_d^2}{3} \quad I_{eff} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

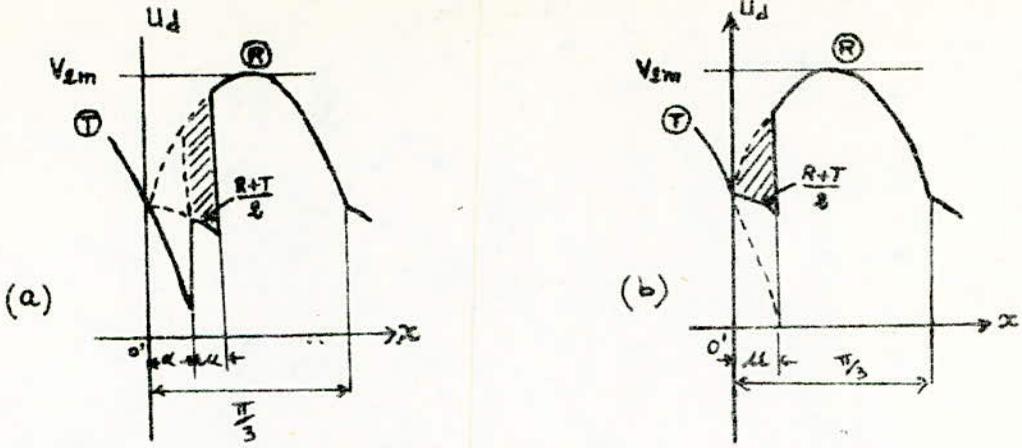


Fig II - 12 chute de tension inductive (a) : $\alpha \neq 0$
(b) : $\alpha = 0$

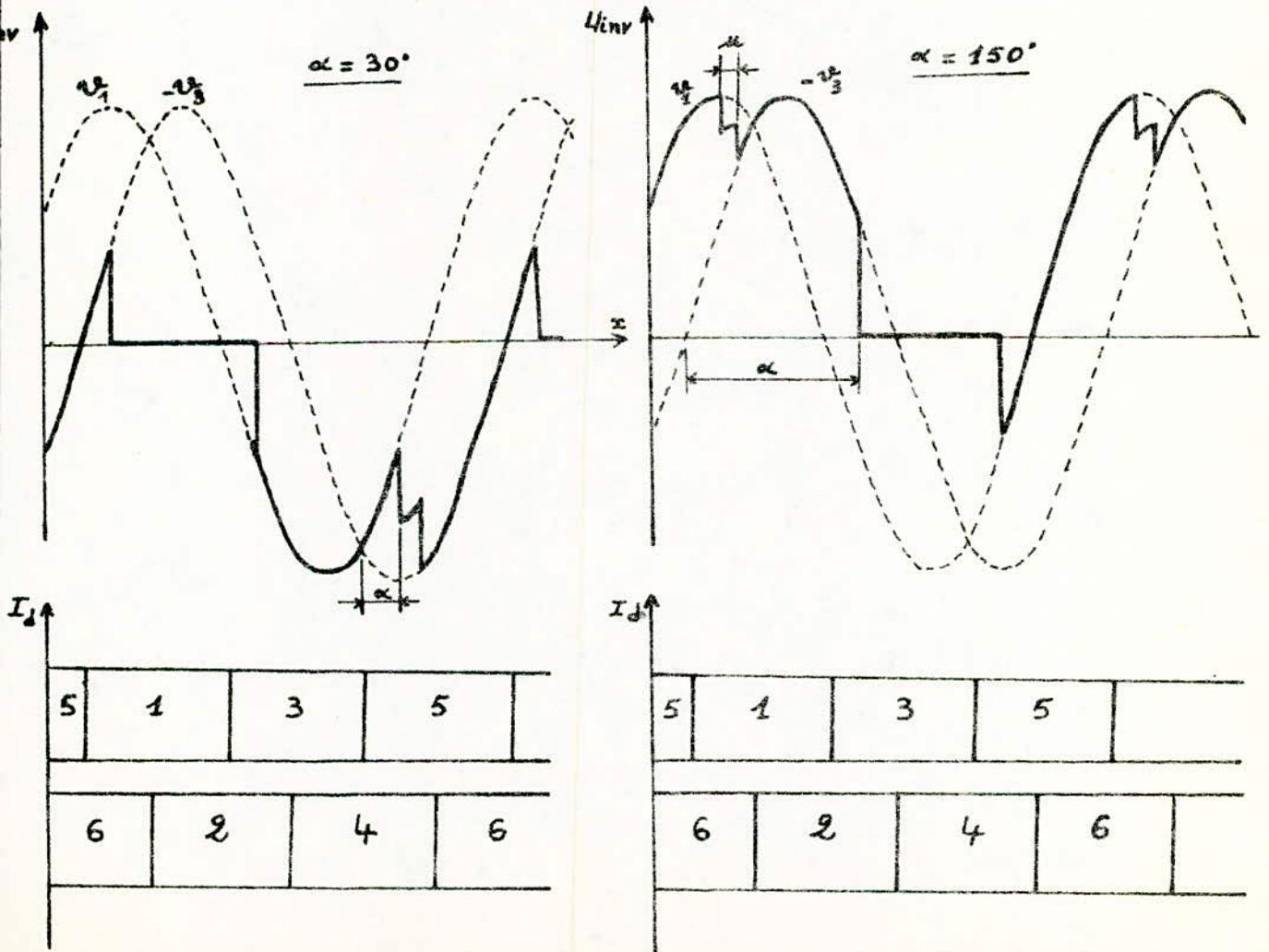


Fig II - 13 Tension inverse aux bornes du Thyristor ①

C H A P I T R E III

ETUDE DU TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION
=====

Le Transformateur est un appareil très important pour la détermination des caractéristiques d'ensemble d'un groupe redresseur. Il a plusieurs rôles, tous importants :

- Il procure le nombre de phases nécessaires, par exemples six phases au secondaire à partir du réseau triphasé
- Il élève ou abaisse la tension du réseau d'alimentation pour qu'on obtienne la tension redressée désirée
- Il évite qu'une composante continues parcoure le réseau alternatif .
- Il réduit les harmoniques renvoyés sur le réseau alternatif.
- Il évite toute liaison directe entre le réseau continu et le réseau alternatif.
- Il amortit les courants de court - circuit du côté continu

I^{er}) Enroulements secondaires

a) Tension secondaires : Elle se deduit de la formule :

$$U_{dc} = \frac{3}{\pi} U_{2m} \implies U_{2m} = \frac{\pi}{3} U_{dc}$$

b) Courant secondaire : Le courant secondaire est parfaitement déterminé puisqu'il est le même alimentant le bloc redresseur. Il parcourt l'enroulement secondaire deux fois par période sa valeur efficace est :

$$I_s^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{2\pi}{3} \cdot id^2 dx = \frac{2}{3} Id^2 \quad I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} Id$$

c) facteur de puissance : pour une tension sinusoidale et un courant déformé (contenant des harmoniques de l'onde fondamentale) le facteur de puissance est le rapport Z :

$$Z = \frac{\text{Puissance active}}{\text{Puissance aparente}}$$

d) facteur de déphasage : c'est le rapport de la puissance active de l'onde fondamentale à la puissance aparente de l'onde fondamentale .

$$\cos \varphi = \frac{\text{Puissance active de l'onde fondamentale}}{\text{Puissance apparente de l'onde fondamentale.}}$$

e) facteur de déformation : la tension étant purement sinusoïdale la puissance est celle de l'onde fondamentale. Le facteur de déformation est :

$$D_f = \frac{Z}{\cos \varphi} \quad \text{on a alors } Z = D_f \cos \varphi.$$

f) facteur de dimensionnement : quand les tensions secondaires sont obtenues par des enroulements bobinés sur le même noyau il y a identité entre la puissance apparente fournie par le secondaire et la puissance de dimensionnement. On appelle facteur de dimensionnement le rapport :

$$D_s = \frac{I}{Z_s}$$

Il détermine la section à donner par rapport à celle nécessaire pour des courants sinusoïdaux.

g) Harmoniques des courants secondaires.

$$i_h = \frac{2}{\pi} \sqrt{3} I_d \left[\cos x - \frac{\cos 5x}{5} + \frac{\cos 7x}{7} - \frac{\cos 11x}{11} + \dots \right]$$

Ces harmoniques ne contiennent pas l'ordre 3 et ses multiples.

2°) Enroulements primaires

- forme des courants primaires

généralement les courants dans les enroulements primaires

dépendent pour une tension donnée :

- des courants secondaires
- des connexions entre enroulements
- du circuit magnétique.

En supposant que l'inductance du circuit sera suffisamment grande pour considérer les courants parfaitement lissés (rectangulaires en commutation naturelle). La forme des courants primaires ne pourra être constituée que par des segments de droites (eux mêmes rectangulaires)

- Si le primaire est en étoile : Le courant primaire égal au courant de ligne est le même que le courant secondaire, c'est un courant rectangulaire symétrique de longueur $\frac{T}{3}$ et de hauteur I_d ($K = \frac{n_1}{n_2} = I$)

- Si le primaire est en triangle : le courant primaire est de forme identique au précédent, seul la hauteur est réduite à $\frac{I_d}{\sqrt{3}}$.

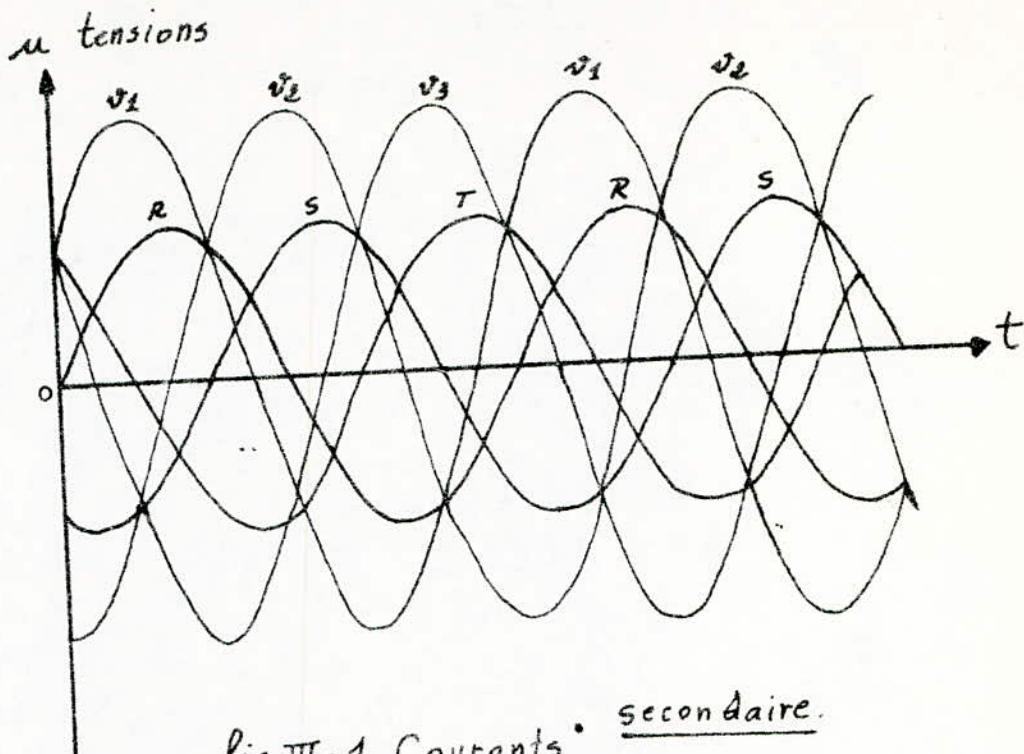
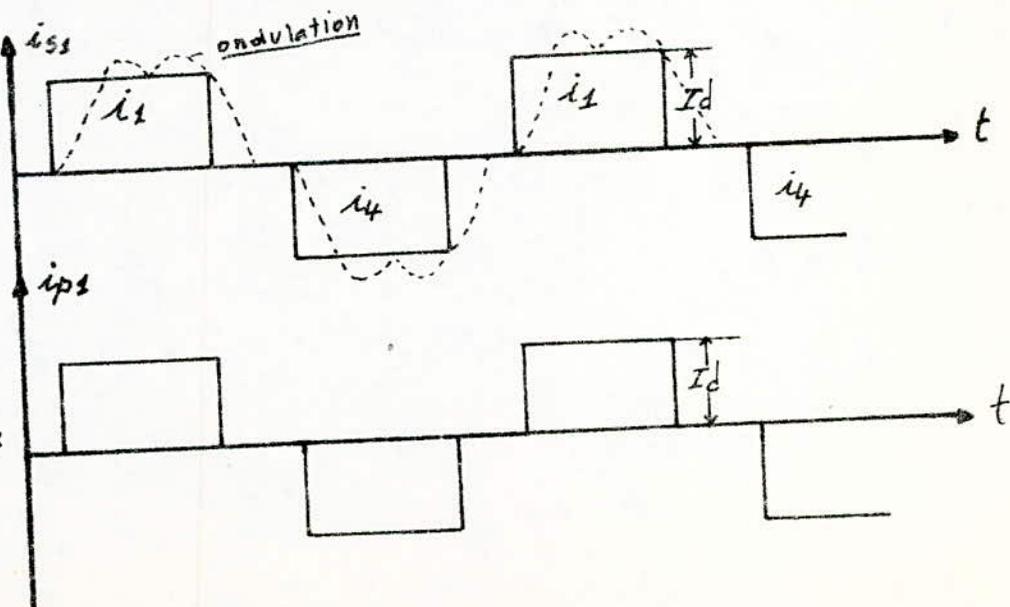
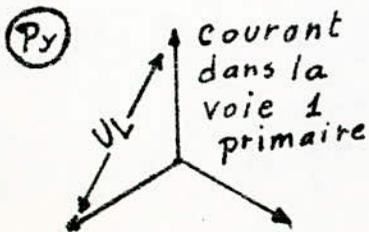
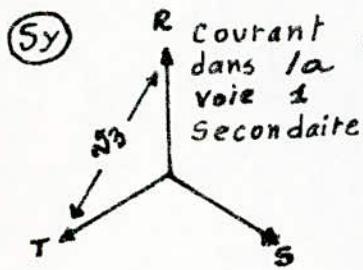
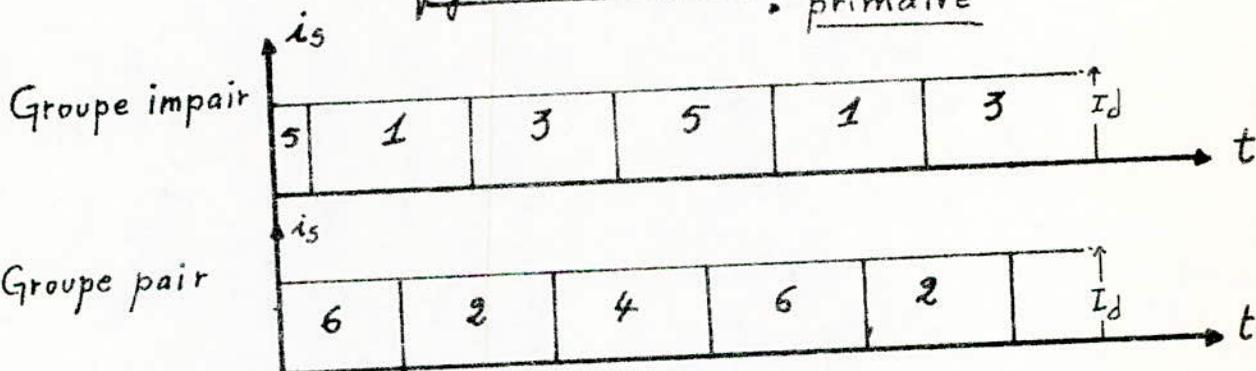


fig III-1 Courants • secondaire.
• primaire



Vu la tension élevée du réseau d'alimentation on choisira un transformateur Y - Y . La tension entre phases sera alors réduite à $U_L/\sqrt{3}$ et le courant efficace $I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$. L'allure du courant est donné par la (fig III-I)

- facteur de déformation primaire .

$$v_p = v_s$$

C H A P I T R E I V

C A R A C T E R I S T I Q U E S D U G R O U P E T R A N S F O R M A T E U R C O N V E R T I S S E U R

1er) Calcul des tensions.

a) Valeur maximale de la tension redressée

On considère que les chutes de tension représentent 20 % de la tension maximale redressée U_{do} en tenant compte des chutes de tension on peut écrire:

$$U_N = U_{do} - 20 \% U_{do} = 0,8 U_{do}$$
$$U_{do} = \frac{U_N}{0,8} = \frac{305}{0,8} = 381,25 \text{ V} \qquad \underline{U_{do} = 381,25 \text{ V}}$$

b) Tension maximale entre phases secondaire du transformateur

$$U_{do} = \frac{3}{\sqrt{3}} U_{2m}$$

$$U_{2m} = \frac{\sqrt{3}}{3} U_{do} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot 381,25 = 399,24 \text{ V} \qquad \underline{U_{2m} = 399,24 \text{ V}}$$

c) Tension maximale dans une phase secondaire

$$V_{2m} = \frac{U_{2m}}{\sqrt{3}} = \frac{399,24}{\sqrt{3}} = 230,5 \text{ V} \qquad \underline{V_{2m} = 230,5 \text{ V}}$$

d) Tension composée efficace .

$$U_{2eff} = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{399,24}{\sqrt{2}} = 282,3 \text{ V} \qquad \underline{U_{2eff} = 282,3 \text{ V}}$$

e) Tension simple efficace .

$$V_{2eff} = \frac{V_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{230,5}{\sqrt{2}} = 162,99 \text{ V} \qquad \underline{V_{2eff} = 162,99 \text{ V}}$$

f) Tension inverse aux bornes d'un thyristor

$$U_{inv} = U_{2m} = 399,24 \text{ V} \qquad \underline{U_{inv} = 399,24 \text{ V}}$$

2) Calcul des courants

a) Valeur moyenne du courant dans le thyristor

$$I_{th} = \frac{I_s}{3} \qquad \text{avec } I_s = (I_N + I_{cir}) \cdot K_i$$

I_s : courant moyen redressé

I_N : courant nominal passant dans le moteur

I_{cir} : courant de circulation $I_{cir} = 5\% I_N = 18 \text{ A}$

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

$$I_s = (360 + 18) \cdot 1,25 = 472,5 \text{ A} \quad I_s = 472,5 \text{ A}$$

donc
$$I_{th} = \frac{I_s}{3} = \frac{472,5}{3} = 157,5 \text{ A} \quad \underline{I_{th} = 157,5 \text{ A}}$$

Chaque thyristor conduit pendant $\frac{1}{3}$ de période un courant I_s

b) Courant efficace dans un thyristor

$$I_{theff} = \frac{I_s}{\sqrt{3}} = \frac{472,5}{\sqrt{3}} = 272,8 \text{ A} \quad \underline{I_{theff} = 272,8 \text{ A}}$$

c) Courant efficace dans le secondaire du transformateur

$$I_{2eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_s = 385,8 \text{ A} \quad \underline{I_{2eff} = 385,8 \text{ A}}$$

3°) Calcul des inductances

a) Inductance du circuit (L_d)

$$L_d = \frac{U_{do}}{I_N} \cdot \frac{1}{6 \omega_0 \left(1 - \frac{I_{camin}}{I_N} \right)} \sin \alpha \left(1 - \frac{\pi \sqrt{3}}{6} \right)$$

pour un montage comme le nôtre le taux d'ondulation négative du courant est de 5%. L_d sera calculée dans le cas le plus défavorable $\alpha = \frac{\pi}{2}$

$$L_d = \frac{381,25}{360} \cdot \frac{1}{6 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,05} \cdot 1 \cdot \left(1 - \frac{\pi \sqrt{3}}{6} \right) = 1,046 \text{ mH}$$

$$\underline{L_d = 1,046 \text{ mH}}$$

b) Inductance de limitation du courant (L_y)

Elle est calculée dans le cas le plus défavorable

($K_y = 0,19$) par la formule suivante:

$$L_y = \frac{V_{2m}}{I_{cir}} \cdot \frac{1}{\omega_0} \cdot K_y = \frac{230,5}{18} \cdot \frac{0,19}{100 \cdot \pi} = 7,74 \text{ mH} \quad \underline{L_y = 7,74 \text{ mH}}$$

$$L'_y = \frac{L_y}{2} = 3,87 \text{ mH} \quad \underline{L'_y = 3,87 \text{ mH}}$$

c) Inductance de l'induit du moteur

$$L_m = \frac{U_N}{2P \cdot N_N \cdot I_N} \cdot K_m = \frac{305.10}{4.750 \cdot 360} = 2,82 \text{ mH} \quad \underline{L_m = 2,82 \text{ mH}}$$

K_m : coefficient ayant pour valeur 8 à 12 si la machine n'est pas compensée .

d) Inductance du transformateur

La réactance du transformateur ramenée au secondaire est déterminée par un essai en court - circuit qui donne les chutes de tension actives et réactives dans notre cas :

$$U_{cca} \% = 2,5$$

$$U_{ccr} \% = 5,5$$

$$L_{TR} = \frac{U_{ccr} \%}{100} \cdot \frac{V_{2eff}}{\omega_0 I_{seff}} = \frac{5,5 \cdot 162,99}{100 \cdot 385,8 \cdot 100 \text{ II}} = 0,074 \text{ mH}$$

$$\underline{L_{TR} = 0,074 \text{ mH}}$$

$$X_{TR} = L_{TR} \cdot \omega_0 = 0,023 \ \Omega$$

$$\underline{X_{TR} = 0,023 \ \Omega}$$

e) Inductance de lissage du courant .

La somme $L_o = 2 L_{TR} + L_y + L_m = 10,708 \text{ mH}$ est plus grande que la valeur de L_d , il n'est donc pas nécessaire d'ajouter une inductance de lissage .

f) Inductance totale du circuit

$$L_o = 2 L_{TR} + L_y + L_m$$

$$\underline{L_o = 10,708 \text{ mH}}$$

$$L_o = 10,708 \text{ mH}$$

4°) Calcul des résistances

a) résistance du transformateur

$$R_{TR} = \frac{U_{cca} \%}{100} \cdot \frac{V_{2m}}{\sqrt{2} I_{eff}} = \frac{2,5}{100} \cdot \frac{230,5}{\sqrt{2} \cdot 385,8} = 0,01 \ \Omega$$

$$\underline{R_{TR} = 0,01 \ \Omega}$$

U_{cca} : tension de court circuit active . $U_{cca} \% = 2,5 \%$.

b) résistance interne du thyristor

pour un montage en pont on considère que la chute de tension directe est de 3V . $\Delta V = 3V$.

$$2R_{th} = \frac{\Delta V}{I_{theff}} = \frac{3}{272,8} = 0,01 \Omega \quad \underline{2R_{th} = 0,01 \Omega .}$$

c) résistance d'empiètement

$$R_{emp} = \frac{3}{2 \text{ II}} \quad X_{TR} = \frac{3}{2 \text{ II}} \quad L_{TR} \omega = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{2 \text{ II}} \cdot 0,074 \cdot 2 \text{ II} \cdot 50 =$$

0,011

$$\underline{R_{emp} = 0,011 \Omega .}$$

d) résistance de la bobine de limitation de courant .

On prend $R_y = 0,005 \Omega$

$$\underline{R_y = 0,005 \Omega}$$

e) résistance du fil .

On prend $R_g = 0,001 \Omega$

$$\underline{R_g = 0,001 \Omega}$$

f) résistance du moteur (déjà calculée)

$$R_m = 0,0378 \Omega .$$

$$\underline{R_m = 0,0378 \Omega}$$

g) résistance de tout le circuit .

$$R_o = 2 R_{TR} + 2 R_{th} + R_{emp} + R_y + R_m + R_g$$

$$R_o = 2 \cdot 0,01 + 0,01 + 0,001 + 0,005 + 0,0378 + 0,001 = 0,0848 .$$

$$R_o = 0,0848 \Omega$$

$$\underline{R_o = 0,0848 \Omega .}$$

h) Constante de temps du système

$$T_o = \frac{L_o}{R_o} = \frac{10,708}{0,0848} = 126 \text{ ms}$$

$$\underline{T_o = 0,126 \text{ s} .}$$

$$R_o = 0,0848$$

5°) Détermination des chutes de tension

a) chute de tension due à la commutation

$$E_x = \frac{3}{2 \text{ II}} \quad X_{TR} I_s = \frac{3}{2 \text{ II}} \cdot 0,023 \cdot 472,5 = 5,2V \quad \underline{E_x = 5,2V}$$

$$2 \text{ II}$$

$$2 \text{ II}$$

b) chute de tension ohmique dans les phases secondaires du transformateur et dans la bobine de limitation de courant.

$$E_R = (2 R_{TR} + R_y) I_s = (2 \cdot 0,01 + 0,005) 472,5 = 11,8V \quad \underline{E_R = 11,8V}$$

c) chute de tension dans le thyristor

pour un pont $E_{th} = 3V$

$$\underline{E_{th} = 3V}$$

d) chute de tension totale

$$E_t = E_x + E_R + E_{th} = (5,2 + 11,8 + 3) V = 20V \quad \underline{E_t = 20V}$$

$$E_t \% = \frac{20}{381,25} \cdot 100 = 5,246 \% \text{ de } U_{do}$$

la différence $20 \% - 5,246 \% = 14,754 \%$ représente une marge de sécurité en cas de surcharge .

$$U_{do} = U_N + E_t + E_{sécurité}$$

U_{do} : tension redressée à vide .

6a) Détermination de la caractéristique externe du convertisseur

Elle représente la variation de la tension redressée U_d en fonction du courant redressé I_d pour différentes valeurs de α

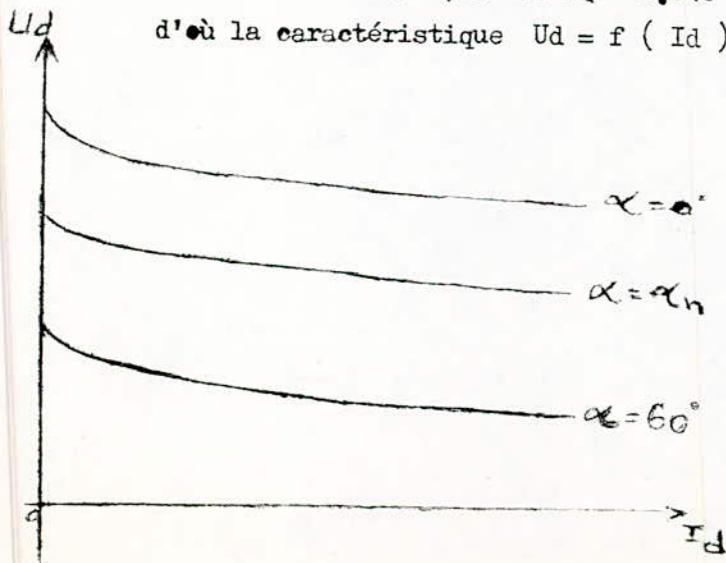
Soit $R_c = R_o - (R_m + R_f) = 0,0348 - (0,0378 + 0,001) = 0,046 \Omega$

la tension redressée s'écrit :

$$U_d = U_{do} \cos \alpha - R_c I_d$$

$$U_d = 381,25 \cos \alpha - 0,046 I_d$$

d'où la caractéristique $U_d = f (I_d)$ fig IV - 1



Id (A)	Ud (V)		
	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = \alpha_n$	$\alpha = 60^\circ$
0	381,25	321,54	220,63
90	377,11	317,24	186,5
180	372,97	313,26	182,35
270	368,83	309,12	178,2
360	364,69	304,98	174

7^o) Détermination des angles de retard à l'amorçage

a) angle nominal.

$$U_N = U_{do} \cos \alpha_n - R_c I_N$$

$$\cos \alpha_n = \frac{U_N + R_c I_N}{U_{do}} = \frac{305 + 0,046 \cdot 360}{381,25} = 0,843 \quad \alpha_n = 32,5^\circ$$

d) angle minimal .

C'est l'angle à partir duquel l'amorçage des redresseurs est possible , sa valeur est calculée précédemment .

$$\alpha_o = 10^\circ.$$

c) angle maximal .

Le calcul de l'angle de commutation permet de préciser la condition de stabilité de l'onduleur. La commutation est retardée d'un angle α supérieur à 90° . par rapport à la commutation naturelle, elle s'étend sur un angle u . Pour qu'il n'y ait pas de danger de réamorçage intempestif des soupapes provoquant un court - circuit

On doit laisser une durée suffisante (temps de repos) entre la fin de la commutation et le point pour lequel les tensions de phases commutantes deviennent égales . Le temps de repos doit être supérieur au temps de blocage t_b des thyristors

en posant $wtr = \delta$ on doit avoir :

$$\alpha + u < \Pi - \delta \Rightarrow \cos (\alpha + u) > - \cos \delta$$

d'autre part on a $\cos \alpha - \cos (\alpha + u) = \frac{3}{\Pi} \frac{X_c I_s}{U_{do}}$ avec $X_c = X_{tr}$

l'angle de blocage $\delta = \delta_b + \delta_s + \delta_d$

pour le thyristor choisi ces angles sont tels que :

- $\delta_b = 10^\circ$ angle de blocage
- $\delta_s = 5^\circ$ angle de sécurité
- $\delta_d = 3^\circ$ angle de déviation

enfin on a :

$$\delta = 18^\circ \text{ et } \alpha_{\max} \text{ est tel que :}$$

$$\cos \alpha_{\max} = \frac{3}{\Pi} \frac{X_c I_s}{U_{do}} - \cos \delta = \frac{3}{\Pi} \cdot \frac{0,023 \cdot 472,5}{381,25} - \cos 18^\circ = -0,923$$

$$\cos \alpha_{\max} = - 0,923$$

$$\alpha_{\max} = 157,5^\circ$$

d) angle de commutation maximal .

La relation $\alpha + u < \Pi - \delta$ est écrite avec l'égalité pour la commutation maximale :

$$\alpha_{\max} + u_{\max} = \Pi - \delta$$

$$u_{\max} = \Pi - \delta - \alpha_{\max} = \Pi - 18 - 157,5 = 4,5^\circ$$

$u_{\max} = 4,5^\circ$

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

l'hypothèse d'une inductance infinie dans le circuit d'utilisation n'est jamais totalement vérifiée, il en résulte une certaine ondulation du courant (fig III . 1) en pointillés.

Le calcul de $\cos \varphi$ en fonction de l'angle de commutation fait intervenir le rapport de la valeur efficace de l'onde fondamentale des courants anodiques pour l'angle d'empiètement u a celle des mêmes courants pour un empiètement nul .

La décomposition en séries de Fourier (courant magnétisant négligé) donne:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{2} \frac{2u + \sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + u)}{\cos^2 \alpha - \cos^2 (\alpha + u)}$$

Cette expression étant compliquée, une bonne approximation consiste à remplacer φ par $\frac{\alpha + u}{2}$

En régime nominal on a :

$$\varphi_N = \alpha_n + \frac{u_{\max}}{2} = 32,5 + \frac{4,5}{2} = 34,75^\circ \quad \underline{\varphi_N = 34,75^\circ}$$

8°) Dimensionnement du transformateur

- Courant dans l'enroulement primaire du transformateur

Les puissances théoriques des enroulements et la puissance théorique du transformateur qui leur est égale sont :

$$S_2 = S_1 = S_{TR}$$

$$S_2 = 3 V_2 I_s = 3 \frac{V_{2m}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = \frac{\Pi}{3} P_d \quad \text{avec } P_d = U_d I_d$$

$$S_1 = 3 V_p I_p = \sqrt{3} U_L I_p \quad U_L = 6 \text{ Kv}$$

$$I_p = \frac{II}{3 \sqrt{3}} = \frac{U_{do} I_d}{U_L} = \frac{II}{3 \sqrt{3}} = \frac{305,360}{6000} = 13,83 \text{ A} \quad \underline{I_p = 13,83 \text{ A}}$$

- Puissance active nominale.

$$P_{1N} = 3 V_p I_p \cos \varphi_N = \sqrt{3} U_L I_p \cos \varphi_N = \sqrt{3} \cdot 6000 \cdot 13,83 \cos 34,75$$

$$\underline{P_{1N} = 118 \text{ KW .}}$$

- Puissance réactive nominale .

$$Q_{1N} = 3 V_p I_p \sin \varphi_N = \sqrt{3} U_L I_p \sin \varphi_N \quad \underline{Q_{1N} = 82 \text{ KVAR}}$$

- Facteur de puissance nominal

$$Z_N = \frac{1}{\cos \varphi_N} = \frac{1}{\cos 34,75} \quad \underline{Z_N = 0,785}$$

- Puissance apparente nominale .

$$S_{1N} = \frac{P_{1N}}{Z_N} = \frac{118}{0,785} = 150,4 \text{ KVA} \quad \underline{S_{1N} = 150,4 \text{ KVA}}$$

Conclusion :

Le transformateur choisi sera du type T - 150 selon la classification Soviétique .

C H A P I T R E V

PROTECTION DU GROUPE CONVERTISSEUR - TRANSFORMATEUR

PROCEDE DE DECLENCHEMENT ET DE COMMANDE

A - PROTECTION DU GROUPE CONVERTISSEUR - TRANSFORMATEUR .

Le thyristor étant l'élément fondamental dans la conversion de l'énergie et la commode électrique, pour lui assurer les meilleures conditions de travail, nous devons le protéger contre tous les défauts possibles fig V - I

I) Les surintensités

Les thyristors peuvent être détruits par des surintensités vu leur faible inertie thermique. Les surintensités peuvent avoir des causes multiples :

- claquage des thyristors (défaillance)
- amorçages intempestifs
- dérèglement des circuits de régulation
- courts circuits divers
- manque de tension

Dans le cas de court - circuit le groupe doit être mis hors service le plus rapidement possible . On distingue deux catégories

- court - circuit externe : Un disjoncteur placé généralement coté alternatif peut supprimer l'alimentation en un temps très court.

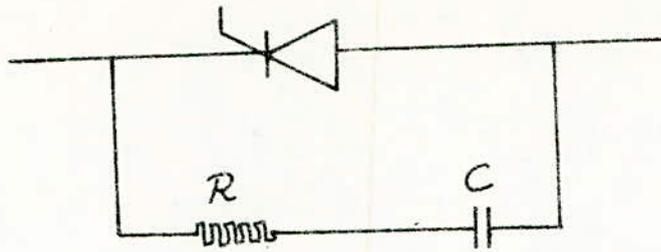
- court circuit interne : on peut utiliser un " court - circuitteur" qui provoque un court-circuit entre les bornes secondaires du transformateur il aura pour effet : de supprimer l'alimentation du défaut dans le bloc, de faire déclencher le disjoncteur côté réseau du transformateur

Les thyristors exigent des moyens de protection très rapides (vu leur inertie) qui sont les fusibles associés à chaque thyristors, les disjoncteurs ultra rapide, les dispositifs électroniques supprimant les impulsions.

2°) Les surtensions :

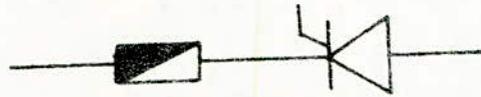
Les thyristors sont très sensibles aux tensions inverses qui se présentent à leurs bornes . Les surtensions proviennent :

- du côté alternatif : par coupures de courants à l'aide de disjoncteur rapide ou par production et libération d'énergie magnétisante du transformateur.

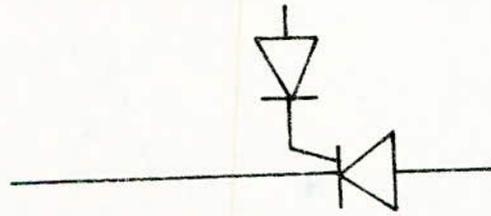


(a) Protection contre les surtensions

fig: V-1

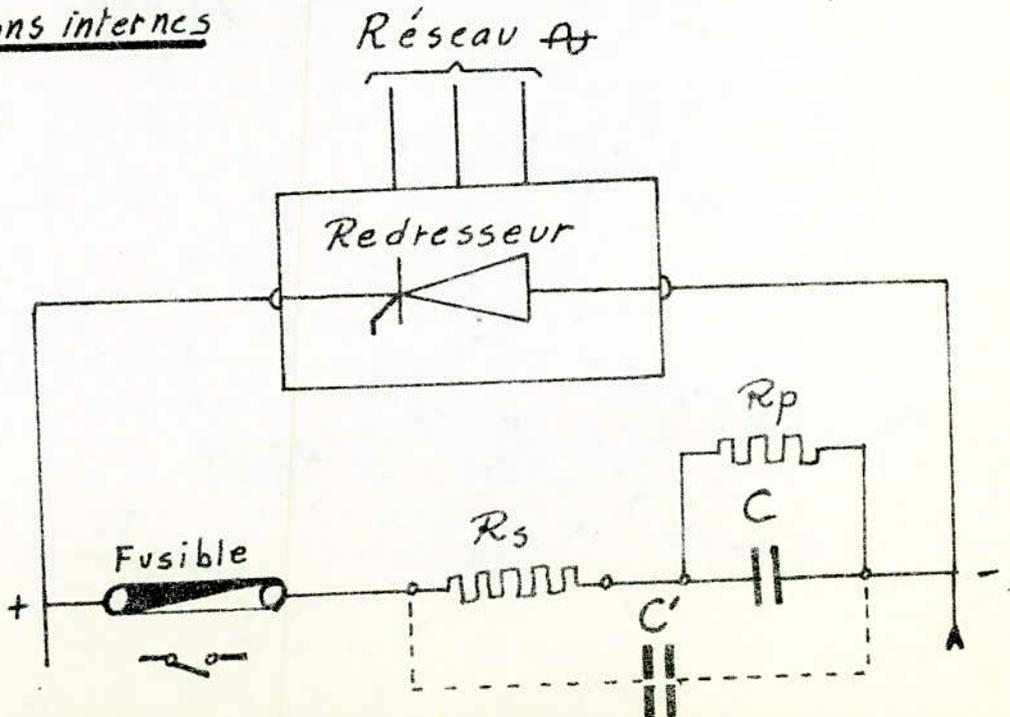


(b) Protection contre les surintensités



(c) Protection de la gachette contre la tension inverse.

(d) Circuit de Protection complet contre les surtensions internes



- du côté continu : Manœuvres de commutation sur le circuit et réaction du moteur à courant continu (Variation du flux)

- des commutations des soupapes : Elles sont engendrées par l'énergie de recouvrement au moment du désamorçage. Un circuit R,C série connecté en parallèle avec thyristor permet l'écoulement du courant inverse et évite ainsi au moment du blocage des surtensions importantes fig V - I - a

B) Procédé de déclenchement des thyristors

Les fonctions assurées par un système de commande, consistent à injecter dans le circuit de commande des thyristors une impulsion positive de tension ou de courant débloquant la soupape.

1°) Les circuits de commandes

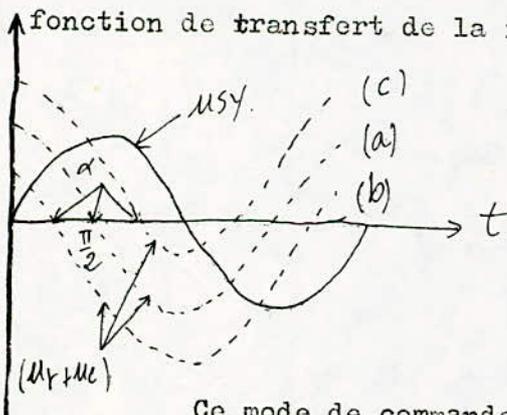
Il sont nombreux et variés, ils dépendent des sources utilisées (courants continu ou alternatif et impulsions) . Il comportent deux éléments essentiels :

a) Un générateur d'impulsions :

Il produit les impulsions à introduire dans le circuit de commande de la soupape. Le schéma simplifié d'un générateur d'impulsions à thyristors est celui de la fig (V 2a)

b) Un déphaseur .

Le déphasage arc - cosinus est obtenu par la superposition de deux tensions : la première est de référence (U_r) est cosinusoidale la seconde est la tension de commande du déphaseur (U_c) ce qui donne une fonction de transfert de la forme (fig V . 3) $\alpha = \arccos \mu_c / U_{cmax}$



- (a) $\mu_c = 0 \quad \alpha = 90^\circ$
- (b) $\mu_c < 0 \quad \alpha \rightarrow 0^\circ$
- (c) $\mu_c > 0 \quad \alpha \rightarrow 180^\circ$

Ce mode de commande est particulièrement bien adapté aux convertisseurs alternatifs continu entièrement commandés appliqués à des systèmes nécessitant de grandes performances de régulations. Le gain du convertisseur est le produit des gains partiels.

$$G = G_1 \cdot G_2 = \frac{U_d}{U_c} = \frac{U_{do}}{U_{cmax}}$$

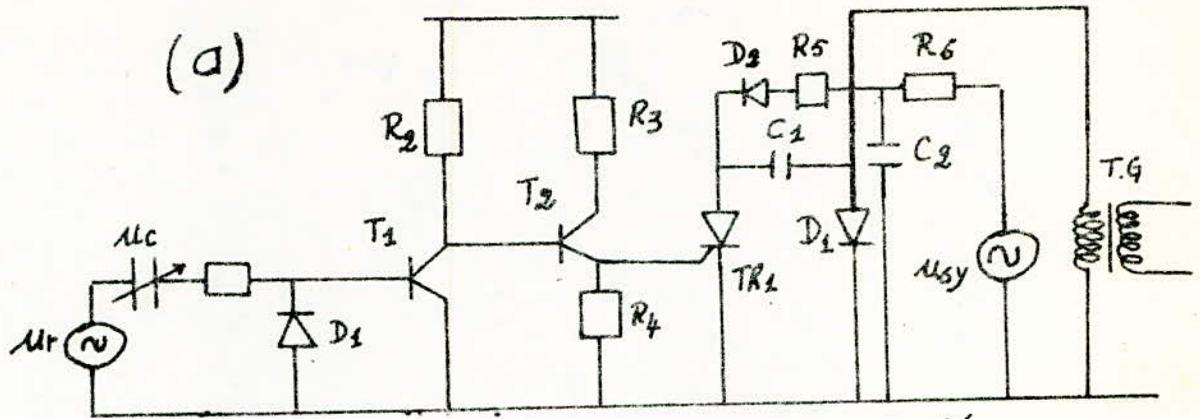
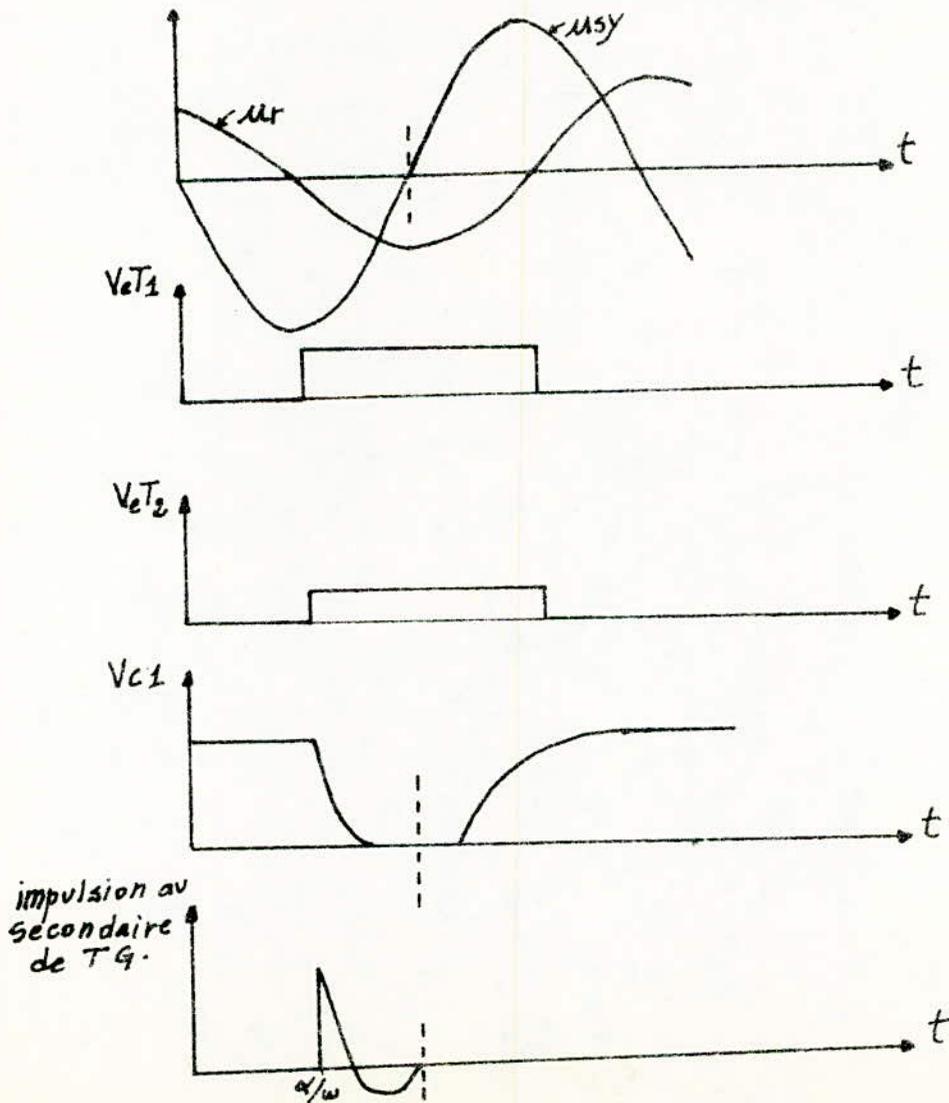


fig II2(a): Schéma simplifié d'un
Générateur d'impulsion à thyristors
(b): Diagramme de Fonctionnement



G_1 : gain du redresseur

G_2 : gain du circuit de commande .

2°) Choix du circuit de commande .

Dans le cas d'un montage en pont de Greatz chaque thyristor contrôlé conduit pendant 120° pour cela l'ordre de distribution des impulsions de commande est tel qu'il se produit toujours une impulsion d'un côté 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. Le système doit alors appliquer deux impulsions par période sur chaque thyristor décalées de $\frac{2\pi}{6}$. Le schema d'un circuit assurant deux impulsions est celui de la (fig V . 4) . Le circuit de commande complet est formé de six circuits identiques au précédent chacun d'entre eux comporte deux sorties, l'une commande le thyristor correspondant à sa propre phase, l'autre celui de la phase décalée de 60° (fig V.5)

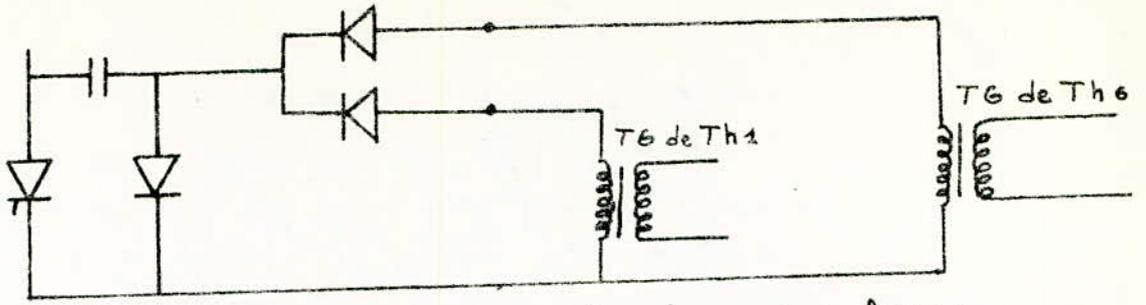


Fig V-4 Circuit assurant deux impulsions

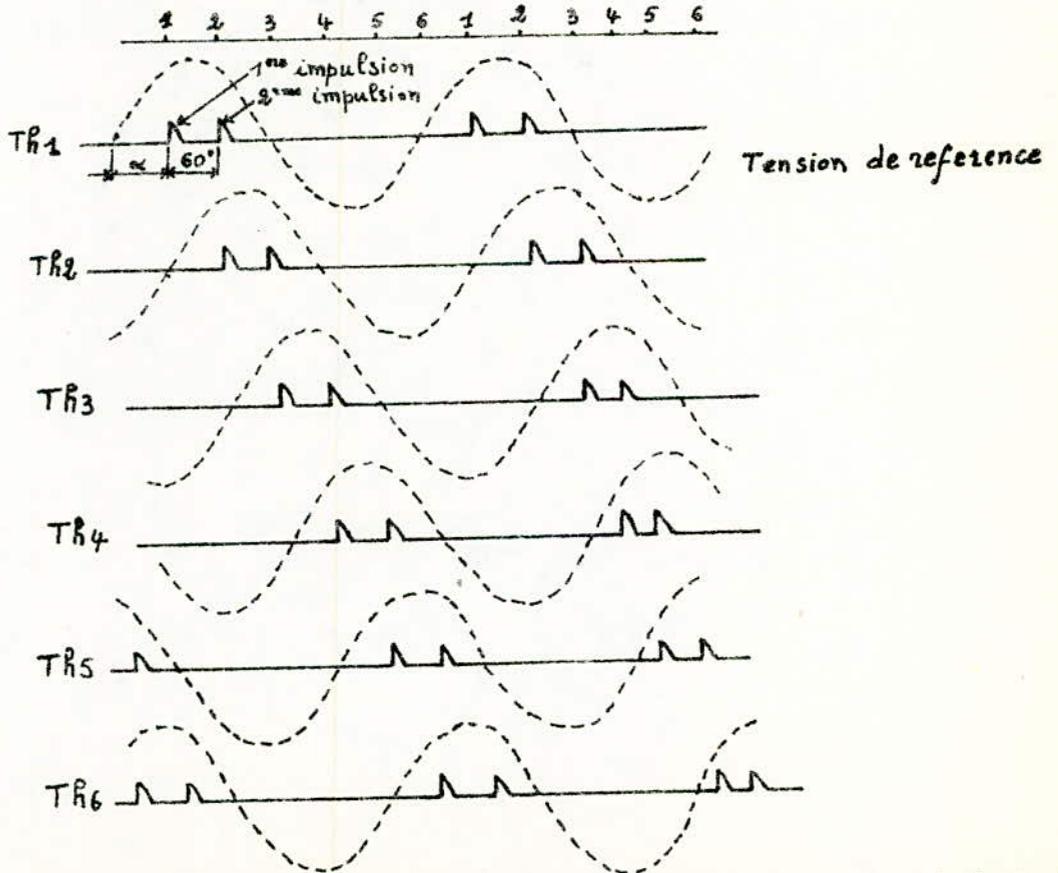
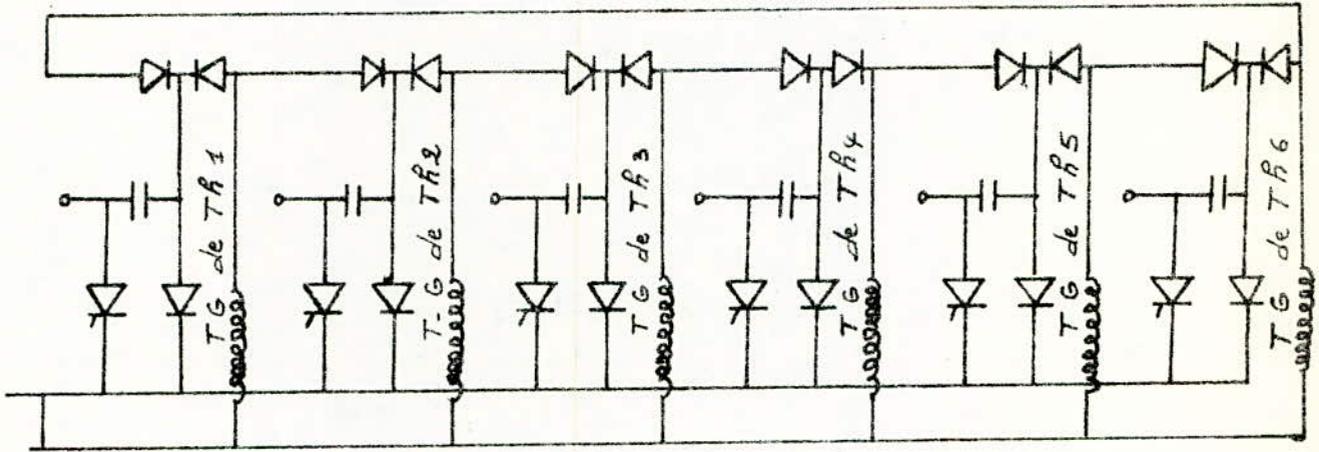


Fig V-5 Interconnexion des circuits et diagramme de distribution des impulsions

C H A P I T R E VI

COMMANDE ET REGULATION

Introduction

Pour effectuer un travail avec des performances données, le système doit être asservi: le premier rôle d'un système de régulation est d'obliger les grandeurs asservies (Sortie 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 ».

Si l'on s'arrange pour utiliser des fonctions des grandeurs de sortie comme entrées supplémentaires, on a créé une boucle fermée ou commande à retro-action.

Il y a trois raisons de se servir de la commande à retro-action.

- C'est le moyen le plus commode de réaliser les relations désirées entre entrée et sortie.
- Il permet de compenser de façon interne les imprécisions et les dérives des caractéristiques des composants du système.
- C'est le point le plus important car il diminue les effets des perturbations qui, nées hors du système en affectant la sortie.

1^{er}) Fonctions d'un régulateur

Le rôle d'un régulateur ne doit pas se limiter à faire concorder la valeur de la variable primaire avec une grandeur de référence mais il doit assurer un certain nombre de fonctions nécessaires au bon comportement du système.

- Limitation des grandeurs critiques : comme le courant ou la tension d'induit c'est une fonction de protection.
- 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 bon état.

- Transfert sans à coup d'un mode de fonctionnement à un autre.

La commutation de la régulation de vitesse avec limitation de courant à la régulation de courant doit se faire sans brutalité.

- 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.

2°) Principes de régulation

Il y a essentiellement trois concepts de systèmes d'asservissement en usage aujourd'hui. 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 (fig VI - 1). 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, il atteint l'entrée du régulateur quand sa valeur dépasse le 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.

3°) 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 fig VI.2

- 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 $1,4 I_N$ 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 dans le cas d'un moteur qui tourne dans les deux sens, d'une batterie à courant continu qui servira de tension de référence pour cette boucle et d'un enroulement de travail.

Pour simplifier l'interprétation du fonctionnement de cette boucle de courant on limitera le dispositif à une seule diode lorsque le moteur tourne dans un seul sens fig VI -3 soit U la chute de tension aux bornes de la résistance R_i , I le courant d'induit la traversant.

$$\Delta U = R_i I \quad \text{avec} \quad R_i = R_{pa} + R_f$$

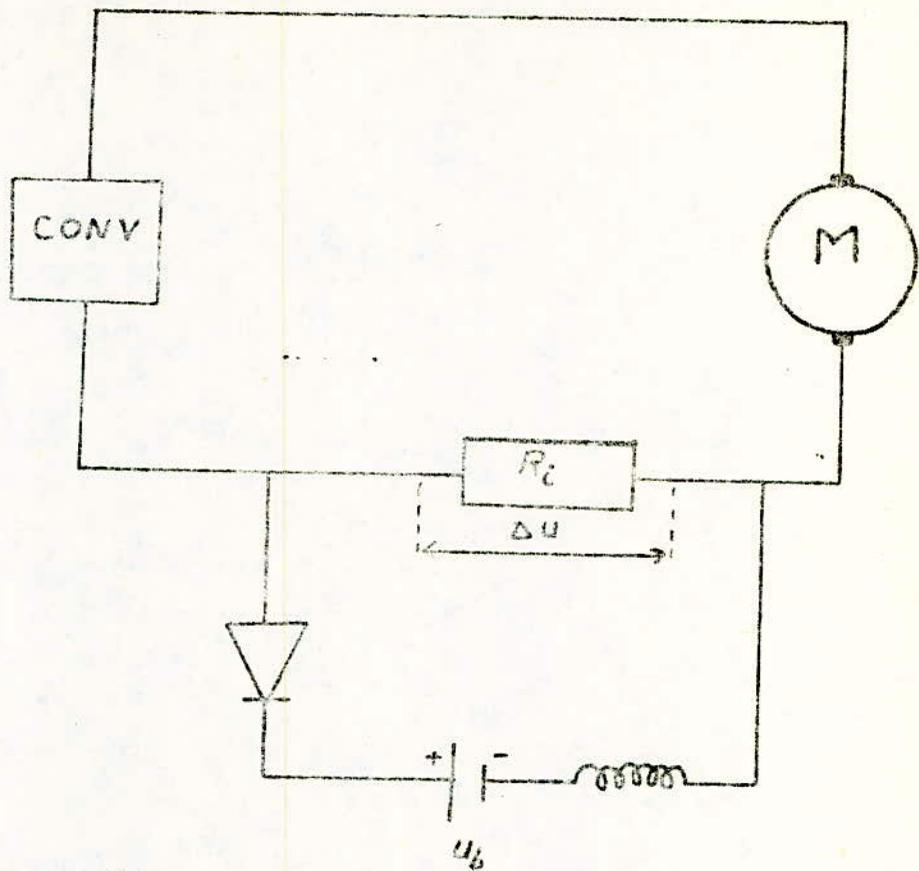


fig II - 3 schéma simplifié du système de commande.

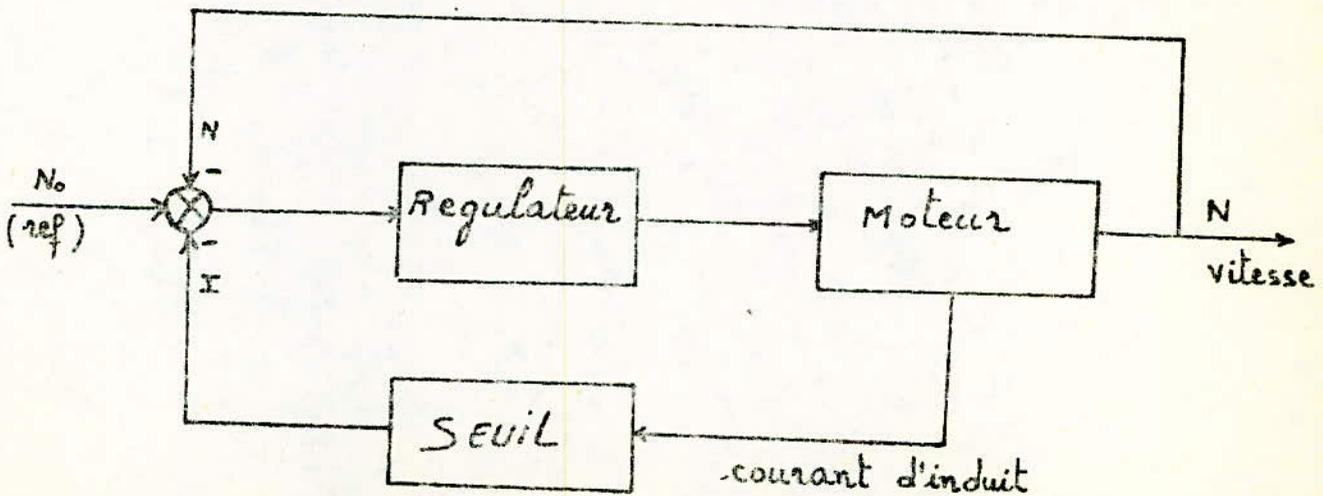


fig II - 4 Régulation convergente

quand le courant I est inférieur au courant limite $I_1 = 1,4 I_N$

La tension aux bornes de la résistance R_1 est inférieure à la tension de la batterie, la diode est alors bloquée; il n'y a pas de passage de courant.

Lorsque le courant I dépasse la valeur limite, la diode est alors conductrice puisque la tension de la batterie est inférieure à la tension aux bornes de la résistance R_1 , Un courant est alors dérivé dans cette boucle, il amoindrit le courant d'induit jusqu'à sa valeur limite, une inductance située dans le circuit de la boucle de courant temporise le courant dérivé jusqu'à établissement du fonctionnement en régime permanent; le courant de la boucle est égale à

$$I_b = \frac{\Delta U - U_p}{\sum r}$$

$\sum r$: Somme des résistances dans la boucle de courant

- 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 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 précédents cités. L'écart de tension ΔU est appliqué à l'entrée du bloc de commande des gachettes des thyristors.

$$\Delta U = U_p - U_t - U_i + U_s$$

U_p : tension pilote

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

U_i : " " " " " " 2

U_s : " " " " " " 3

4°) Fonctions de Transfert des Organes du Système :

a) Fonction de Transfert du moteur

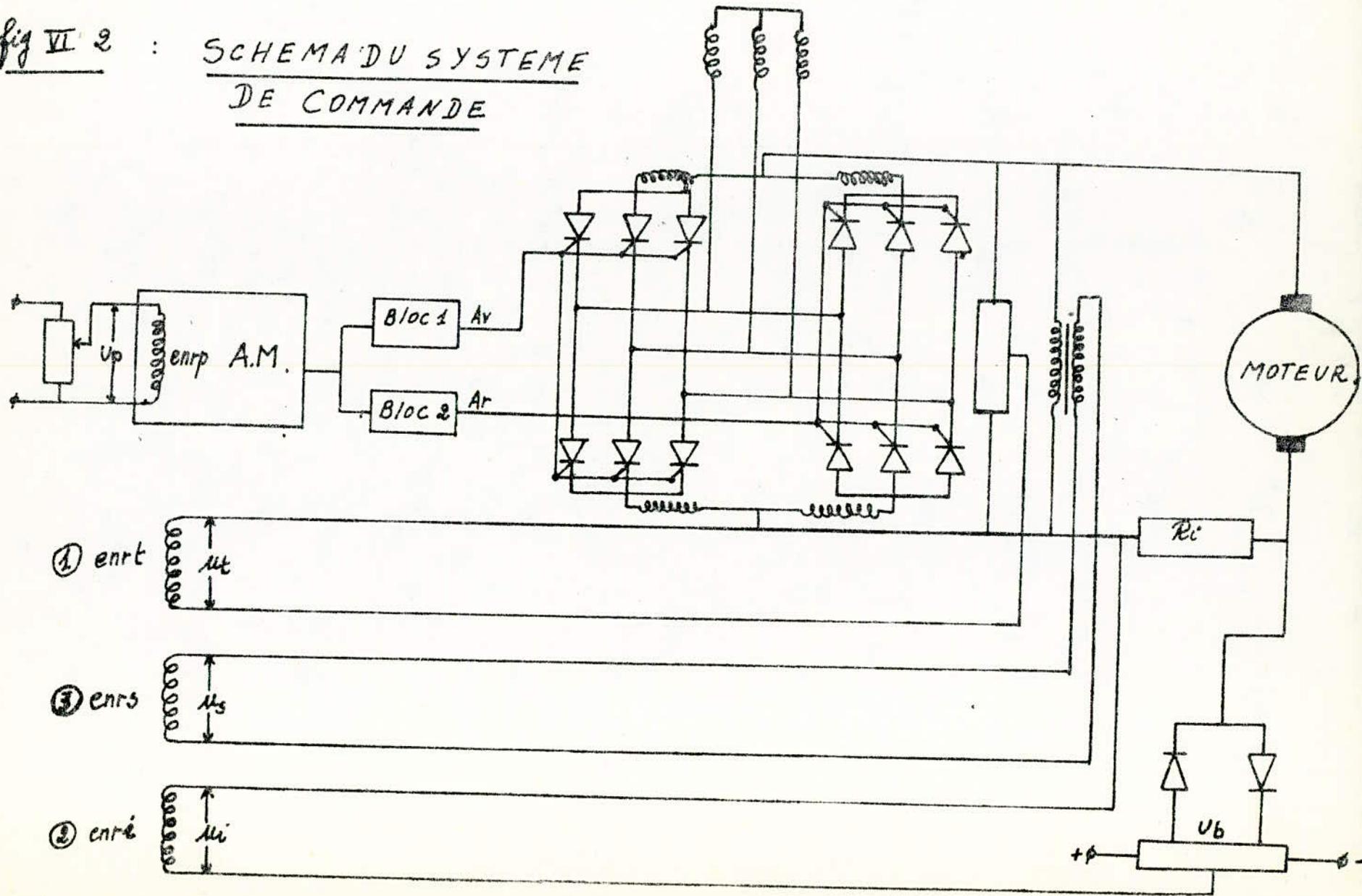
L'équation électrique du circuit de l'induit du moteur est :

$$U_m = E_m + \Delta U_m \quad \text{avec} \quad E_m = C_e N \quad , \quad \Delta U_m = R_m i + L_m \frac{di}{dt}$$

ΔU_m : chute de tension dans le circuit d'induit

fig VI 2 : SCHEMA DU SYSTEME DE COMMANDE

- 56 -



En appliquant la transformée de Laplace on a :

$$U_m(p) = E_m(p) + (R_m + L_m P) I(p) \quad (1)$$

équation du mouvement :

$$C_m - C_s = J \frac{dN}{dt}$$

avec

$$C_m = c_m i$$

i : courant d'induit

$$C_s = c_s i_{st}$$

i_{st} : courant statique

$$i_{dy} = i - i_{st}$$

i_{dy} : courant dynamique.

On peut alors écrire :

$$c_m (i - i_{st}) = c_m i_{dy} = J \frac{dN}{dt} \implies I_{dy}(p) = \frac{J}{\omega_n} PN(p) \quad (2)$$

la relation (1) devient

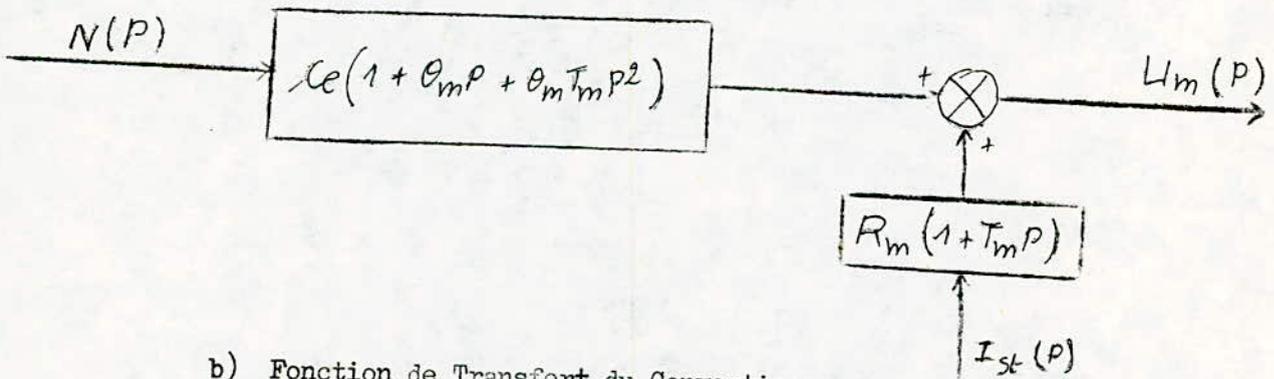
$$U_m(p) = c_e N(p) + (R_m + L_m P) \left[\frac{J}{c_m} PN(p) + I_{st}(p) \right]$$

$$U_m(p) = c_e N(p) + \frac{J R_m}{c_m} P N(p) + \frac{J L_m}{c_m} P^2 N(p) + (R_m + L_m P) I_{st}(p)$$

$$U_m(p) = c_e N(p) \left[1 + \theta_m P + \theta_m T_m P^2 \right] + R_m (1 + T_m P) I_{st}(p)$$

avec $\theta_m = \frac{J R_m}{c_e c_m} = 0,135$, $T_m = \frac{L_m}{R_m} = 0,0746 \text{ s}$, $K_m = \frac{1}{c_e} = 2,574 \text{ t/V.min.}$

On peut alors établir le schéma fonctionnel suivant :



b) Fonction de Transfert du Convertisseur.

Elle est de la forme : $\frac{K_c}{1 + T_c P}$ où K_c est le gain statistique et T_c est la constante de temps du convertisseur.

$$U_d(p) = \frac{K_c}{1 + T_c P} \Delta'U(p)$$

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - E_t$$

$$\Delta'U(p) = U_p - U_t - U_i - U_s$$

Calcul de K_c et T_c

K_c est défini comme étant le rapport de la variation de la tension redressée par rapport à la tension nominale sur la variation de la tension de commande correspondante.

$$K_c = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_c}$$

- Caractéristique de commande.

Notre choix portera sur la commande verticale linéaire dont l'équation est définie selon les valeurs suivantes :

$$\alpha = 0^\circ \quad U_c = 8v$$

$$\alpha = 90^\circ \quad U_c = 0$$

La forme de l'équation est la suivante :

$$U_c = - \frac{8}{90} \alpha + 8$$

pour $\alpha = 30^\circ$

$$U_d = 310V$$

$$, \quad U_c = 5,33 v$$

pour $\alpha = 35^\circ$

$$U_d = 292,3 v$$

$$, \quad U_c = 4,89 v$$

d'où

$$K_c = \frac{310 - 292,3}{5,33 - 4,89} = 39,78$$

$$\underline{K_c = 40}$$

$$T_c \gg \frac{2}{w}$$

$$T_c = 2/2 \pi f$$

$$\underline{T_c = 0,0064 s}$$

c) Fonction de Transfert de l'amplificateur

L'amplificateur ayant pour but d'amplifier l'écart de consigne entre la sortie et l'entrée sera représenté par son gain K_a qu'on le fixe à une valeur $K_a = 50$.

d) Fonction de Transfert $\frac{N(p)}{E_c(p)}$

$E_c(p)$: la force électromotrice du convertisseur.

L'équation électrique du circuit s'écrit :

$$E_c = E_m + \Delta U$$

ΔU : chute de tension totale du système .

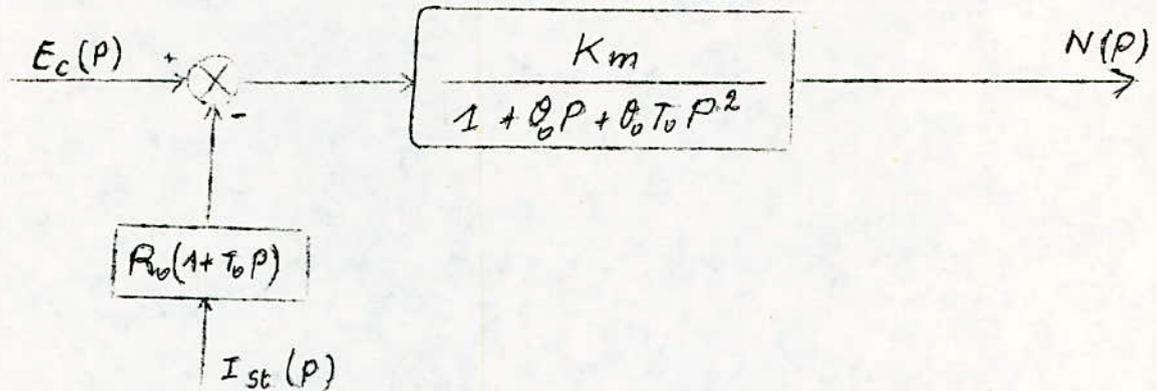
$$\Delta U = R_o + L_o \frac{di}{dt}$$

Un calcul analogue à celui du moteur (fonction de Transfert du moteur) nous donne :

$$E_c(p) = c_e N(p) \left[1 + 0_o p + 0_o T_o p^2 \right] + R_o (1 + T_o p) I_{st}(p).$$

$$N(p) = \frac{K_m}{1 + 0_o p + 0_o T_o p^2} \left[E_c(p) - R_o (1 + T_o p) I_{st}(p) \right]$$

d'où le schéma fonctionnel suivant :



e) Boucle de retour en courant.

De la relation (2) on tire

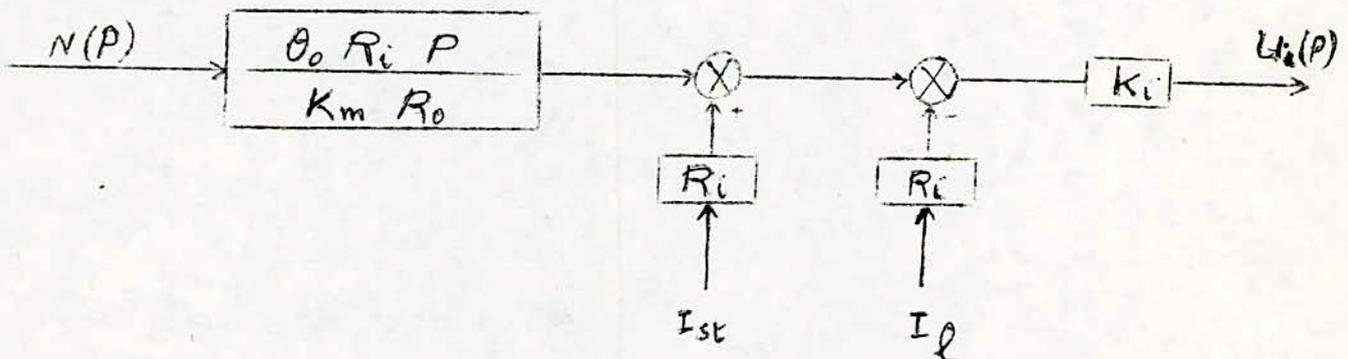
$$\frac{I \, dy}{N} = \frac{J P}{cm} = \frac{J R_c}{ce \, cm} \cdot \frac{ce}{R_0} \cdot P = \frac{\theta_0}{R_0} ce P$$

Soit $\frac{U_{dy}}{N} = \frac{\theta_0}{R_0} ce R_i P$ avec $U_{dy} = R_i I_{dy}$

$$R_i = R_{pa} + R_f$$

Le courant d'induit est comparé au courant limite I_l , la chute de tension due à cet écart $R_i (I - I_l)$ est amplifiée par un coefficient K_i est le résultat est composé à la tension pilote U_p

Le schéma fonctionnel de la boucle de courant est :



Conclusion On peut donc tracer le schéma fonctionnel du système fig (VI-4)

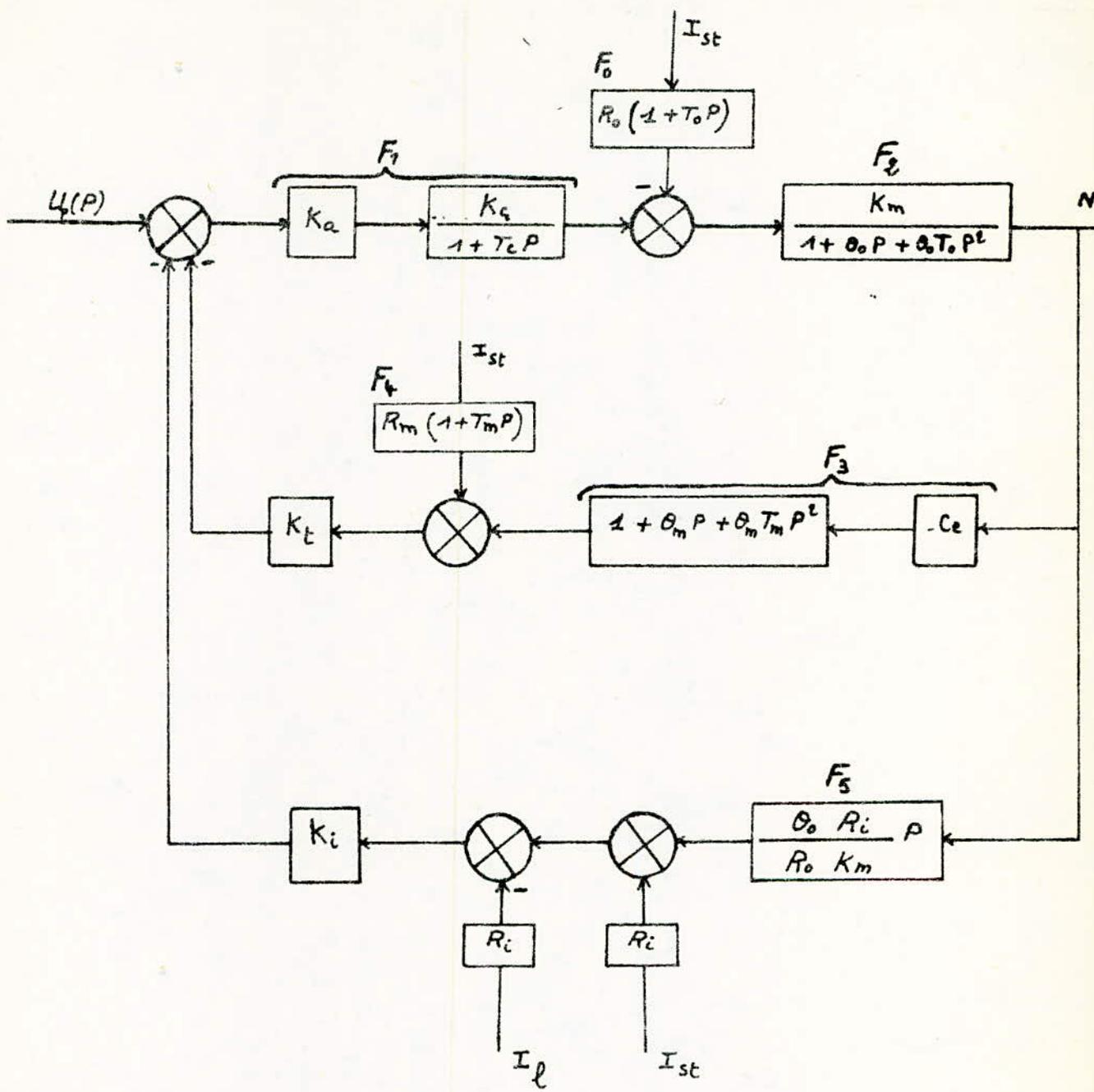


fig VI - 4 schéma fonctionnel du système de commande.

f) Détermination du gain de la boucle de tension K_t

Soit K' le gain du système en boucle fermée comprenant uniquement le retour en tension. Ce gain a pour valeur en régime stationnaire ($p = 0$)

$$K' = 9 \text{ or } K' = K_a K_c K_m c_e K_t \text{ avec } K_m c_e = 1$$

d'où la valeur du gain K_t

$$K_t = \frac{K'}{K_a K_c} = \frac{9}{50 \cdot 40} = 0,0045 \quad \underline{K_t = 0,0045}$$

g) Détermination du gain de la boucle de courant K_i

- Calcul de la tension pilote en boucle fermée

- Fonction de Transfert du système asservi

Du schéma fonctionnel fig VI - 4 on peut écrire

$$N(p) = \frac{F_1 F_2 U_p - [F_1 F_2 F_4 K_t + F_1 F_2 K_i R_i + F_0 F_2] I_{st} + F_1 F_2 K_i R_i I_1}{1 + F_1 F_2 F_3 K_t + F_1 F_2 F_5 K_i} \quad (3)$$

avec .

$$F_0 = R_0 (1 + T_0 P)$$

$$R_0 = 0,0847 \Omega$$

$$F_1 = \frac{K_a K_c}{1 + T_c P}$$

$$T_0 = 0,142 \text{ s}$$

$$K_a = 50$$

$$F_2 = \frac{K_m}{1 + \theta_0 P + \theta_m T_m P^2}$$

$$K_c = 40$$

$$T_c = 0,0064 \text{ s}$$

$$F_3 = c_e (1 + \theta_m P + \theta_m T_m P^2)$$

$$\theta_0 = 0,3 \text{ sec}$$

$$\theta_m = 0,13 \text{ sec}$$

$$F_4 = R_m (1 + T_m P)$$

$$T_m = 0,074 \text{ s}$$

$$R_m = 0,0578 \Omega$$

$$F_5 = \frac{\theta_0 R_i}{R_0 K_m} P$$

$$R_i = 0,0096 \Omega$$

$$K_m = 2,574.$$

En régime statique ($p = 0$) nominal ($I_{st} = I_N$, $N = N_N$) le courant I_{st} est inférieur à I_1 d'où $K_i = 0$ la relation (3) devient

$$\frac{N}{N} = \frac{U_p K_a K_c K_m - I_N (K_a K_c K_m K_t R_m + R_0 K_m)}{1 + K_a K_c K_t}$$

d'où

$$U_p = \frac{1}{K_a K_c K_m} \left[N_N \{ 1 + K_a K_c K_t \} + I_N (K_a K_c K_m K_t R_m + R_0 K_m) \right]$$

$\underline{U_p = 1,533 \text{ V.}}$

- Calcul du gain K_i

Les conditions de fonctionnement de la boucle de limitation du courant sont :

$$\begin{aligned} - S_i I_{st} &\leq I_l \implies K_i = 0 & I_l &= 1,4 I_N \text{ courant limite} \\ - S_i I_{st} &> I_l \implies K_i \neq 0 & I_{ar} &= 1,8 I_N \text{ courant d'arrêt} \\ - S_i I_{st} &= I_{ar} \implies N = 0 \end{aligned}$$

Pour $I_{st} = I_{ar}$ $N = 0$ la relation de vitesse précédente devient ($p = 0$)

$$0 = \frac{U_p K_a K_c K_m - \left[K_a K_c K_m R_m K_t + K_a K_c K_m K_i R_i + R_o K_m \right] 1,8 I_N + K_a K_c K_m K_i R_i 1,4 I_N}{1 + K_a K_c K_m c_e K_t}$$

d'où

$$K_i = \frac{1}{(1,8 - 1,4) R_i I_N} \left[U_p - \left(\frac{R_o}{K_a K_c} + R_m K_t \right) 1,8 I_N \right]$$

$$\underline{K_i = 1,01}$$

5) Caractéristiques de vitesse $N_f = f(I_{st})$ en boucle fermée fig VI. - 5

Pour tracer cette caractéristique il suffit de déterminer deux points

$$\begin{aligned} \text{A} \begin{cases} I_{st} = 0 \\ N = N_v \end{cases} & \qquad \qquad \qquad \text{B} \begin{cases} I_{st} = I_N \\ N_f = N_N \end{cases} \end{aligned}$$

- détermination du point A.

Pour $I_{st} = 0$ $K_i = 0$ ($p = 0$) La relation de vitesse donne

$$N_v = (U_p - c_e N_v K_t) K_a K_c K_m$$

d'où

$$N_v = \frac{K_a K_c K_m}{1 + K_a K_c K_t} U_p \qquad \underline{N_v = 789,1 \text{ tr/min}}$$

- Détermination du point B

Pour $I_{st} = I_N$ le moteur tourne à vitesse nominale $N_f = N_N = 750 \text{ tr/min}$

Soit une chute de vitesse de $789,1 - 750 = 39,1 \text{ tr/min}$

en valeur relative $\Delta N_f = \frac{N_v - N_N}{N_N} \cdot 100 = 5,2 \%$

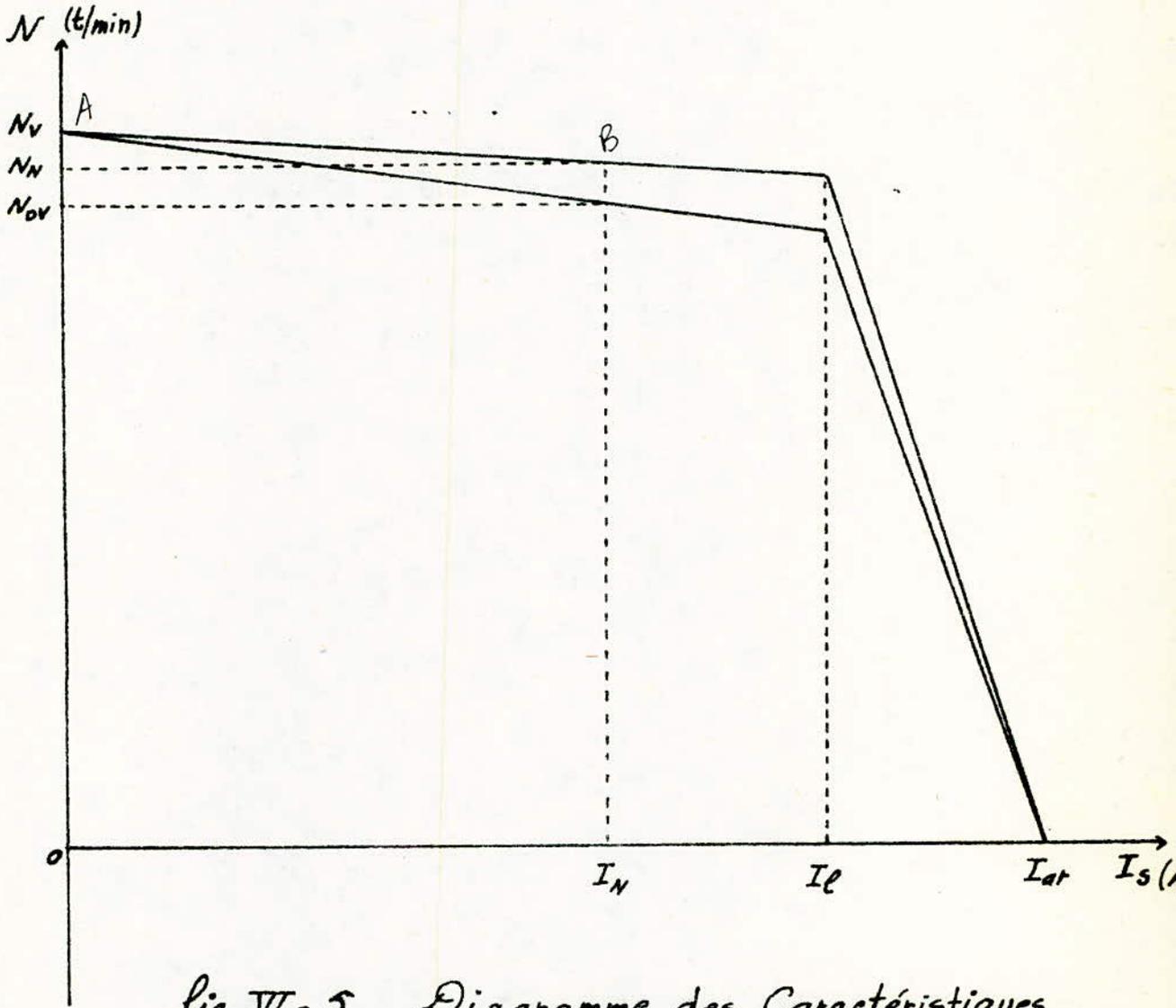


fig VII-5 Diagramme des Caractéristiques.

6) Caractéristique de vitesse $N_{ov} = f(I_{st})$ en boucle ouverte fig VI - 5

Determination de la tension pilote en boucle ouverte

En boucle ouverte le schéma fig VI - 4 donne :

$$N_{ov} = (F_1 U_{po} - F_0 I_{st}) F_2$$

Pour $I_{st} = 0$ le moteur tourne à $N_v = 789,1$ t/min on a pour $p = 0$

$$U_{po} = \frac{N_v}{F_1 F_2} = \frac{N_v}{K_a K_c K_m} = 0,153 \quad \underline{U_{po} = 0,153 \text{ V}}$$

Pour $I_{st} = I_N$ on a :

$$N_{ov} = (K_a K_c U_{po} - R_o I_N) K_m \quad \underline{N_{ov} = 709,15 \text{ t/min}}$$

La chute de vitesse est $N_n - N_{ov} = 750 - 709,1 = 40,9$ t/min

En valeur relative elle est de

$$\Delta N_{ov} = \frac{N_n - N_{ov}}{N_n} 100 = 5,44 \%$$

C H A P I T R E VII

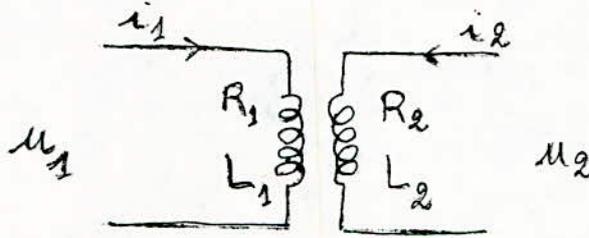
STABILITE ET REGIME TRANSITOIRE

A - STABILITE

1^{er}) Boucle de réaction en tension simple.

Cette boucle assure la souplesse de la réponse, elle diminue l'amplitude du régime transitoire et assure la stabilité du processus. Cette boucle est réalisée par un transformateur branché aux bornes du convertisseur fig VI - 2

La fonction de transfert d'un transformateur se détermine de la façon suivante :



Equations d'un transformateur ramenées au primaire.

$$u_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt}$$

$$u_2 = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} = M \frac{di_1}{dt}$$

avec $M = \sqrt{L_1 L_2}$

posons :

$$K_s = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad \text{et} \quad T_s = \frac{L_1}{R_1}$$

En appliquant la transformée de Laplace au système des équations on obtient :

$$F(s) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{K_s T_s p}{1 + T_s p}$$

$F(s)$ est une fonction stabilisatrice dont les coefficients sont :

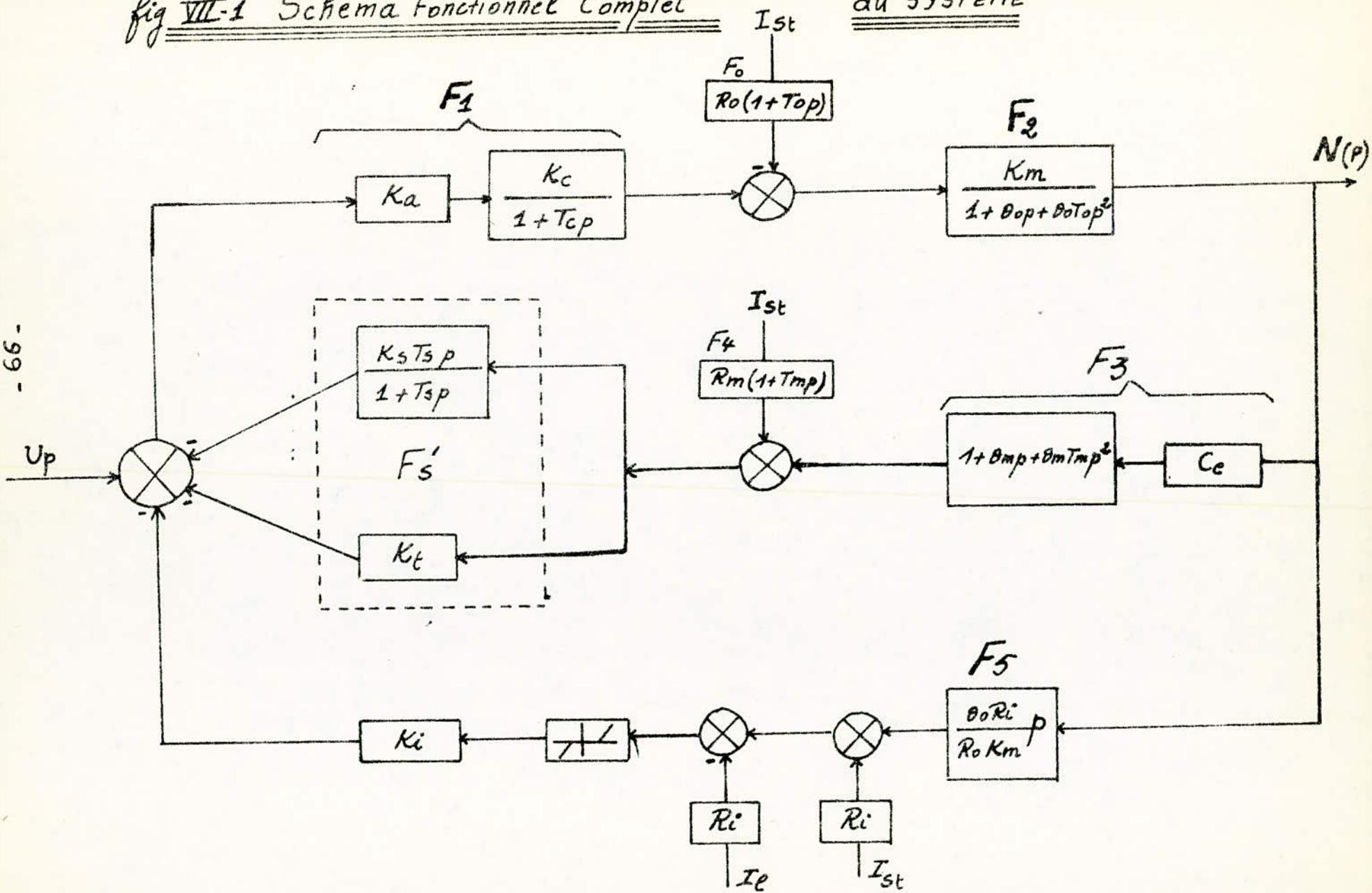
$$K_s = 0,05$$

$$T_s = 0,03 \text{ sec}$$

fig VII-1 Schéma Fonctionnel Complet

du SYSTEME

- 66 -



2°) Schéma fonctionnel complet du système fig VII - 1

du schéma fonctionnel la vitesse a pour expression

$$N(p) = \frac{F_1 F_2 U_p - [F_1 F_2 F_4 F_5 + F_1 F_2 K_i R_i + F_0 F_2] I_{st} + F_1 F_2 K_i R_i I_1}{1 + F_1 F_2 F_3 F'_s + F_1 F_2 F_5 K_i}$$

avec $F'_s = F_s + K_t$

3°) Etude de la stabilité du système

L'étude de la stabilité du système à partir de la fonction de transfert $\frac{N}{U_p}$ établie dans le chapitre précédent étant difficile d'autant plus que l'introduction de la boucle souple complique encore cette étude.

Pour ce faire nous considérons deux hypothèses simplificatrices

- Suppression de la boucle de limitation de courant ($K_i = 0$) dont le rôle est de stabiliser le système. Si le système est stable sans cette boucle il le sera davantage avec celle-ci ($K_i \neq 0$)
- Suppression de la variable secondaire ($I_{st} = 0$) car nous sommes intéressés par la stabilité du système en fonction de ses propres composantes $N = f(U_p)$. Les perturbations dues au couple statique sont atténuées par l'action régulatrice des deux boucles de retour.

a) Fonction de transfert du système

Compte tenu des hypothèses simplificatrices on peut écrire la

fonction de transfert du système $H(p) = \frac{N(p)}{U(p)}$

$$H(p) = \frac{F_1 F_2}{1 + F_1 F_2 F_3 F'_s}$$

après transformation on obtient

$$H(p) = \frac{K_a K_c K_m (1 + T_s P)}{(1+T_c P) (1+T_s P) (1+\theta_o P + \theta_o T_o P^2) + K' (1+\theta_m P + \theta_m T_m P^2) (1+K'_s P)}$$

avec $K' = K_a K_c K_t = 9$ $K'_s = T_s (1 + \frac{K_s}{K_t}) = 0,363 \text{ Sec}$

La fonction de transfert $H(p)$ peut s'écrire sous la forme :

$$H(p) = \frac{B_1 P + B_0}{A_4 P^4 + A_3 P^3 + A_2 P^2 + A_1 P + A_0}$$

avec :

$$B_0 = K_a K_c K_m = 5148$$

$$B_1 = K_a K_c K_m T_s = 154,44$$

$$A_0 = 1 + K' = 10$$

$$A_1 = 0_0 + T_c + T_s + K' (K'_s + 0_m) = 4,7764$$

$$A_2 = 0_0(T_0 + T_c + T_s) + T_c T_s + K' 0_m (K'_s + T_m) = 0,553692.$$

$$A_3 = 0_0 T_0 T_c T_s = 8,179 \cdot 10^{-6}.$$

$$A_3 = 0_0 (T_0 T_s + T_0 T_c + T_c T_s) + K' K'_s 0_m T_m = 0,032.$$

$$H(p) = \frac{154,44 P + 5148}{8,179 \cdot 10^{-6} P^4 + 0,032 P^3 + 0,5536 P^2 + 4,7764 P + 10}$$

b) Stabilité

Un système est stable si après disparition des forces perturbatrices il passe au régime permanent.

Il existe plusieurs méthodes pour vérifier la stabilité d'un système connaissant sa fonction de transfert en boucle fermée et en boucle ouverte.

La condition fondamentale de stabilité d'un système est que les pôles de sa fonction de transfert aient leur partie réelle négative.

Pour vérifier la stabilité de notre système nous choisissons le critère algébrique de Routh.

L'équation caractéristique du système est :

$$A_4 P^4 + A_3 P^3 + A_2 P^2 + A_1 P + A_0 = 0.$$

$$8,179 \cdot 10^{-6} P^4 + 0,032 P^3 + 0,5536 P^2 + 4,7764 P + 10 = 0.$$

P ⁴	8,179.10 ⁻⁶	0,5536	10
P ³	0,032	4,7764	0
P ²	0,0177	0,32	0
P ¹	0,0743	0	0
P ⁰	0,0743	0	0

Conclusion : Il n'ya pas de changement de signe des coefficients de la première colonne donc le système est stable.

B - Régime transitoire

L'étude du régime transitoire d'un système est très important particulièrement pour les systèmes asservis qui travaillent pratiquement en régime transitoire, le régime transitoire d'un système de commande devrait être bien amorti et rapide. La rapidité est définie par un temps de réponse suffisamment court. Le temps de réponse est le temps au bout duquel la réponse du système atteint 5% près sa valeur finale pour une excitation unitaire.

1er) Recherche de l'originale $n = f(t)$. fig VII. 2

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H(p) = \frac{B_1 P + B_0}{A_4 P^4 + A_3 P^3 + A_2 P^2 + A_1 P + A_0}$$

Nous constatons que la valeur du coefficient A_4 est négligeable devant les autres coefficients, ainsi pour trouver l'originale, nous pouvons négliger $A_4 P^4$ et l'équation de transfert devient :

$$H(p) = \frac{N(p)}{U_p} = \frac{B_1 P + B_0}{A_3 P^3 + A_2 P^2 + A_1 P + A_0}$$

soit en divisant par A_3

$$H(p) = \frac{4826,25 P + 160875}{P^3 + 17,3 P^2 + 149,26 P + 312,5}$$

Décomposons le dénominateur en un produit de facteurs en résolvant l'équation

$$P^3 + 17,3 P^2 + 149,26 P + 312,5 = 0 \quad (1)$$

Une racine approchée de cette équation est : $p_1 = - 2,91$
donc (†) s'écrit :

$$(P + 2,91) (P^2 + 14,4 P + 107,4) = 0$$

$$P^2 + 14,4 P + 107,4 = 0$$

$$\Delta = - 55,56 \quad \Delta < 0$$

donc on a deux racines complexes conjuguées

$$P_2 = - 7,2 + j 7,45$$

$$P_3 = - 7,2 - j 7,45$$

Remarque : Nous avons obtenu trois racines dont deux complexes à parties réelles négatives et une réelle négative ceci vérifie la stabilité de notre système.

- 70 -

$N_v = 789,1$

$95\% N_v$

600

400

200

0

0,5

1

$t = 1,185$

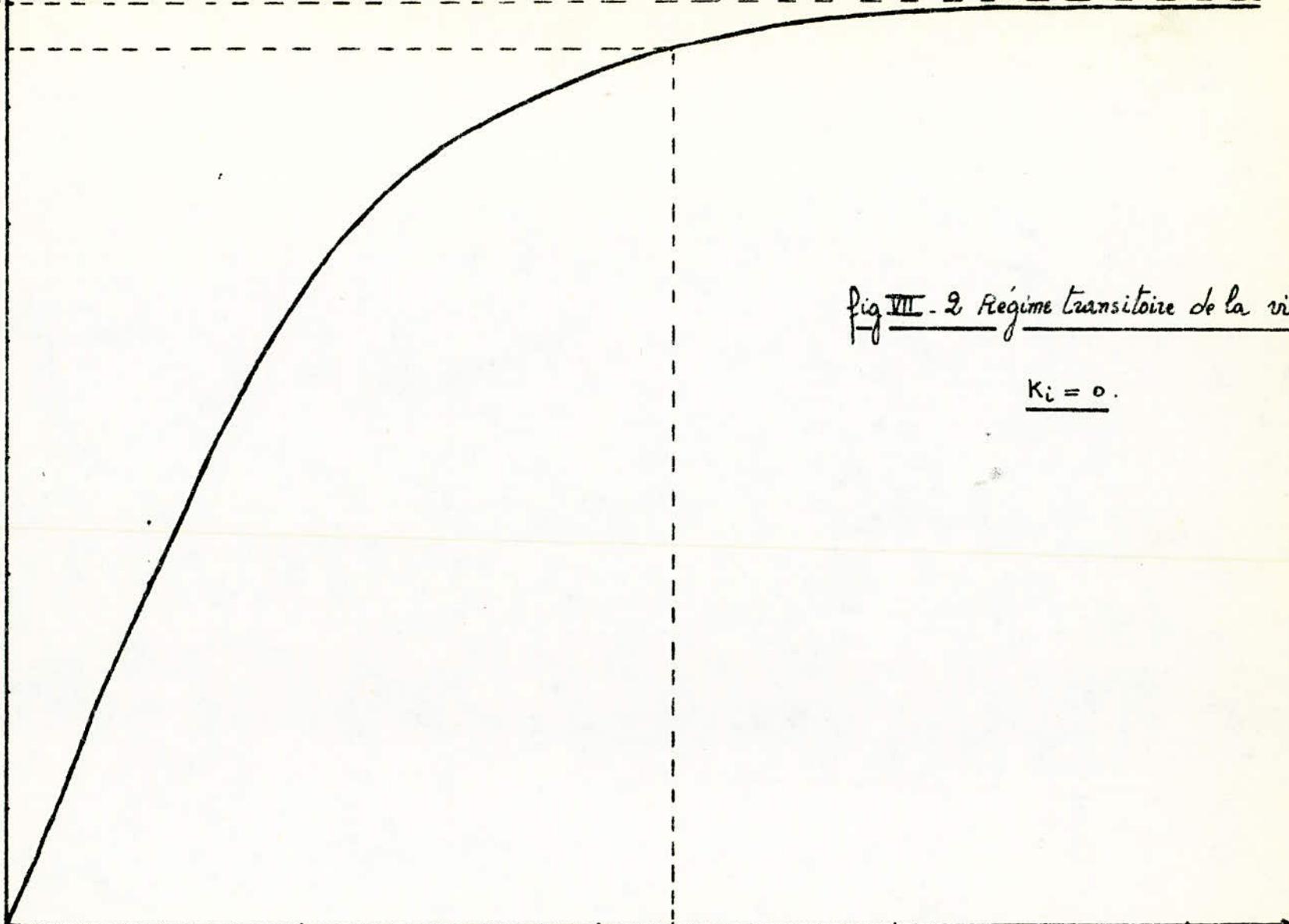
1,5

2

$t(A)$

fig VIII - 2 Régime transitoire de la vitesse

$K_i = 0$



La fonction de transfert peut donc s'écrire sous la forme :

$$H(p) = \frac{4826,25 P + 160875}{(P + 2,91)(P^2 + 14,4 P + 107,4)}$$

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

Pour trouver la fonction de transfert en P de la vitesse, il faut multiplier la fonction de transfert H(p) par un échelon de tension

$$N(p) = \frac{7398,64 P + 245621,37}{P(P + 2,91)(P^2 + 14,4 P + 107,4)}$$

$$N(p) = \frac{A}{P} + \frac{B}{P + 2,91} + \frac{D P + E}{P^2 + 14,4 p + 107,4}$$

Soit :

$$N(p) = \frac{789,1}{P} + \frac{1045,79}{P + 2,91} + \frac{256,69 P + 652,671}{P^2 + 14,4 p + 107,4}$$

donc

$$n(t) = 789,1 - 1045,79 e^{-2,91t} + e^{-7,91t} \left[\frac{256,69 \cos 7,45t - 160,47 \sin 7,45t}{7,45} \right]$$

Pour tracer $n = f(t)$ on calcule quelques valeurs.

t	0	0,01	0,033	0,1	0,21	0,3	0,71	1	1,125	2
n(t)	0	12	41,47	131,27	277	381	658	732,3	749,6	786

2°) Recherche de l'originale $i = f(t)$ fig VII. 3

$$i = \frac{O_0}{R_0 K_m} \frac{d_m}{dt} \quad \text{avec } O_0 = 0,3s; R_0 = 0,0847 \Omega; K_m = 2,574 \text{ t/V.min}$$

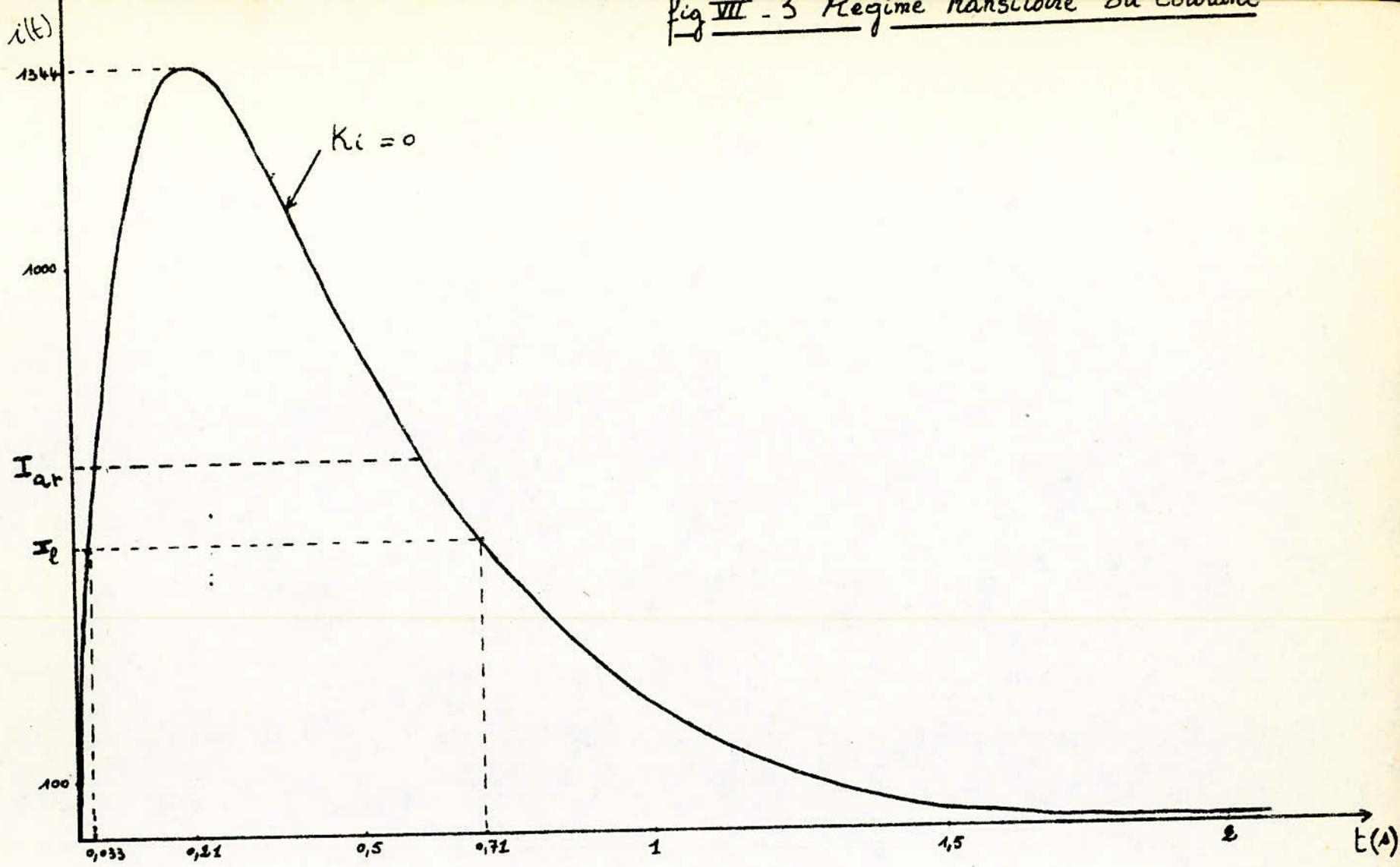
$$i(t) = 4187,51 \left[e^{-2,91t} - e^{-7,2t} (\cos 7,45 t + 0,24 \sin 7,45t) \right]$$

Tableau des valeurs de $i = f(t)$

t	0	0,01	0,033	0,05	0,1	0,21	0,3	0,5	0,71	1	2
i(t)	0	169	504	694,45	1083,8	1344	1259,8	861,4	504	224,5	12,4

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

d'après la courbe, on constate que le courant dynamique croit rapidement pour atteindre en 0,21 s une valeur plus grande que le courant maximum admissible, ceci endommagerait le système d'entraînement. Mais en réalité; dès que ce courant dépasse la valeur limite I_1 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. voir fig VII. 3.



- 73 -

- CONCLUSION -

L'excavateur possède plusieurs parties en mouvement, chaque mécanisme est actionné par un ou plusieurs moteurs. Les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés depuis l'apparition des variateurs de vitesse. Mais le moteur à courant continu est plus fidèle à chaque fois qu'on a besoin d'une large gamme de vitesse ou d'un positionnement précis. L'usage d'un convertisseur est alors indispensable, il est à base de thyristors et permet le réglage de la vitesse dans les quatre quadrants ainsi que la récupération d'énergie. Un tel convertisseur peut être branché directement au réseau mais les paramètres du moteur sont faibles d'où l'utilisation d'un Transformateur.

La régulation en boucle convergente que nous avons utilisé s'applique bien à l'excavateur. Elle est de principe simple et est une Solution à bon marché. Cette régulation permet la stabilisation du système et amortie son régime transitoir. Elle offre au système d'entraînement une rigidité de sa caractéristique mécanique et une rapidité : deux exigences principales pour le bon fonctionnement d'un système.

T A B L E D E S M A T I E R E S

Introduction

Chapitre I : Etude et choix du système d'entraînement.

- 1 - Moteur à courant continu à excitation séparée.
- 2 - Réalisation de la tension variable.
- 3 - Choix du système de commande.
- 4 - Choix de la puissance.
- 5 - Calcul des paramètres du moteur et du convertisseur.

Chapitre II : Etude du convertisseur - continu réversible.

- 1 - Description.
- 2 - Tension redressée.
- 3 - Courant redressé;
- 4 - Temps de commutation.
- 5 - Tensions et courants dans les thyristors.

Chapitre III : Etude du transformateur d'alimentation.

- 1 - Enroulements secondaires.
- 2 - Enroulements primaires.

Chapitre IV : Caractéristiques du groupe Transformateur - convertisseur

- 1 - Calcul des tensions.
- 2 - Calcul des courants.
- 3 - Calcul des inductances.
- 4 - Calcul des résistances.
- 5 - Détermination des chutes de tension.
- 6 - Détermination de la caractéristique externe du convertisseur.
- 7 - Détermination des angles de retard à l'amorçage.
- 8 - Dimensionnement du transformateur.

Chapitre V : Protection du groupe convertisseur - Transformateur
Procédé de déclenchement et de commande.

A - Protection du groupe convertisseur Transformateur

- 1 - Les surintensités
- 2 - Les surtensions

B - Procédé de déclenchement des thyristors

- 1 - Les circuits de commandes.
- 2 - Choix du circuit de commande.

Chapitre VI : Commande et régulation.

- 1 - Fonctions d'un régulateur.
- 2 - Principes de régulation
- 3 - Fonctionnement du dispositif de commande.
- 4 - Fonctions de Transfer des organes du système.
- 5 - Caractéristique de vitesse en boucle fermée.
- 6 - " " " ouverte.

Chapitre VII : Stabilité et régime transitoire.

A - Stabilité

- 1 - Boucle de réaction en tension simple.
- 2 - Schéma fonctionnel complet du système.
- 3 - Etude de la stabilité du système.

B - Régime transitoire

- 1 - Recherche de l'originale $n = f(t)$.
- 2 - Recherche de l'originale $i = f(t)$.

Conclusion

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

- R. CHAUPRADE : Commande électronique des moteurs à courant continu
Edition Eyrolles 1975.
- A. BELOT : Electronique de Puissance
Ecole Supérieure d'électricité N° 2507 - 1975.
- R. MASCHERIN : Redresseurs Industriels à semi - conducteurs
Edition Eyrolles 1973.
- G. SEGUIER : Electrotechnique Industrielle 1977.
- F. NOPELET

Cours de M. V. BOUTENKO "Machines statiques et Redresseurs"

Projets de Fin d'Etudes " E N P A "

