

2/81
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE HOUARI BOUMÉDIENE

2ea
ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRICITÉ

PROJET DE FIN D'ÉTUDES



**ALIMENTATION ET COMMANDE
D'UN LAMINOIR**

Proposé et dirigé par :
Mr V. BOUTENKO

Étudié par :
Kamel BENGHALEM
Sebti ROUAMI

PROMOTION JANVIER 81

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE HOUARI BOUMÉDIENE

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRICITÉ

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

ALIMENTATION ET COMMANDE
D'UN LAMINOIR

Proposé et dirigé par :
Mr V. BOUTENKO

Étudiés par :
Kamel BENGHALEM
Sebti ROUAMI

PROMOTION JANVIER 81

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier notre promoteur Mr Vadim BOUTENKO, qui n'a pas cessé de nous guider dans l'élaboration de ce travail, Nous tenons à remercier également tous Les Professeurs de L'E.N.P.A qui ont contribué de près et de loin à notre formation, et nous leurs exprimons notre profonde gratitude.

Nous remercions Monsieur et Mademoiselle BOUCHENAK Messaoud et KHARCHI Naçira pour leur aide précieuse.



TABLE DES MATIERES

1ère PARTIE

I—GENERALITES	Page 1
II- PRINCIPES DU CHOIX DU MOEUR D.ENTRAIEMENT	Page 2

2ème PARTIE

- Etude du Convertisseur Alternatif-Continu

I- CHOIX DU MURAGE	Page 5
II- ETUDE DE LA TENSION REDRESSEE	Page 6
III- ETUDE DES COURANTS	Page 14
IV-POISSANCES	Page 23
V-COMMUTATIONS	Page 26
VI- CARACTERISTIQUES DU GROUPE TRANSFORMATEUR-REDRESSEUR	Page 32

3ème PARTIE

- ALIMENTATION DE L. EXCITATION

I- MODE D. ALIMENTATION	Page 39
II- ETUDE DE LA TENSION	Page 39
III- TRANSFORMATEUR	Page 41
IV— CARACTERISTIQUE DE COMMANDE	Page 42
V— CARACTERISTIQUE EXTERNE	Page 42

4ème PARTIE

I— COMMANDE	Page 43
II- REGULATION	Page 45
III— VALEURS DES ELEMENTS DU CIRCUIT	Page 63
IV—PROTECTIONS	Page 65

Ière PARTIE

I—GENERALITES

- | | |
|----------------|--------|
| A) Le laminage | Page 1 |
| B) Le Laminoir | Page 2 |

II—PRINCIPES DU CHOIX DU MOTEUR D'ENTRAÎNEMENT

- | | |
|---|--------|
| a) <u>GENERALITES</u> | Page 2 |
| b) Le laminoir | Page 2 |
| c) Etude du cycle de laminage | Page 2 |
| d) Schémas des Couples et des Puissances | Page 3 |
| e) Raisons du choix du moteur à courant Continu | Page 3 |

I GENERALITES

Définition du laminage et rôle du laminoir

A Le laminage

Le laminage est la phase finale de la transformation des états, après ce travail de laminage le produit est fini, car il est apte aux transformations proprement dites c'est à dire métallurgiques (usinage, emboutissage, découpage). Le laminage est une série d'opérations de réduction de l'épaisseur d'un métal, intéressant principalement les produits plats ; le laminage vu sa possibilité de fabriquer des produits plats de faible épaisseur et de bel aspect a pris un essor considérable dans l'industrie, et notamment l'industrie sidérurgique, on peut citer le complexe D'El Hadjar.

La demande en produits plats n'a cessé de croître depuis que le premier laminoir a été mis en service au 15^e siècle (laminoir à main).

Les immenses progrès réalisés dans la conception des laminoirs et les procédés de laminage, ont permis la croissance des capacités de production, et ceci est dû à la mise en service de moteurs électriques de grande puissance. Le métal laminé ainsi obtenu répond à de hautes spécifications de fini et de qualités. Et pour répondre et satisfaire une demande toujours croissante en produits plats on a été amené à installer des unités de production plus grandes, et à augmenter la vitesse de production. Ces exigences ont été applanées grâce à l'installation de laminoirs entraînés par des moteurs électriques de grande puissance, qui permettent de produire plus et assurent l'automatisation de la chaîne de production. Ces installations sont plus fiables et réduisent le prix de revient des produits obtenus.

B) LE LAMINOIR

Le laminoir est un système mécanique composé de deux cylindres pleins à axes parallèles; (Voir figure I); Ces deux cylindres sont couplés mécaniquement à un moteur d'entraînement, Ce moteur leur assure un mouvement de rotation dans deux sens opposés. Le métal à laminé est introduit dans l'entre des deux cylindres et il est pressé par leur poids. Le métal sortant de l'autre côté est dégrossi, cette réduction est obtenue en exécutant l'opération de laminage en plusieurs passes. L'épaisseur désirée est obtenue en choisissant l'écartement convenable entre les deux cylindres, pour ce faire le cylindre supérieur est ajusté à être abaissé ou relevé.

De nos jours on utilise des laminoirs réversibles, c'est à dire qu'ils travaillent dans les deux sens de rotation, cette réversibilité permet de faire plusieurs passes au métal sans avoir à le déplacer.

Cette méthode a permis donc de faire le dégrossissage en détend relativement court, d'où l'économie de temps et une productivité plus grande. Cette réversibilité a été obtenue grâce au développement des moteurs de grande puissance, et sur tout à la possibilité avec laquelle on peut aisément varier la vitesse et inverser le sens de rotation.

I I- PRINCIPES DU CHOIX DU MOTEUR D'ENTRAÎNEMENT

a) Généralités

Pour un bon fonctionnement des deux cylindres du laminoir, il faut faire un choix judicieux du moteur d'entraînement pour une adaptation fiable du système. On envisage l'entraînement du cylindre du laminage par deux moteurs électriques couplés en série, chacun est couplé à chaque boîtier du cylindre pour pallier à l'inertie assez grande lors de l'inversion du sens de rotation; le moteur choisi doit répondre aux exigences posées par des démarrages fréquents et assurer une large plage de variation de la vitesse.

b) Le laminoir

Le laminoir, comme il a été déjà souligné auparavant est une machine de grande dimension est donc de puissance élevée, de plus sa réversibilité doit être totale pour obtenir un rendement élevé de l'installation, le but recherché sera d'ordre économique quant à la rapidité d'exécution des pièces laminées.

x

c) ETUDE DU CYCLE DU LAMINAGE

Le cycle de travail est représenté sur la figure I. Ce graphe donne l'allure générale des différents modes de fonctionnement de la machine d'entraînement.

- Partie OA

Dans cette partie OA la machine fonctionne au moteur et c'est une phase de démarrage, le moteur est appelé à travailler à son couple maximal, ce couple peut être de l'ordre de trois fois le couple nominal, il doit supporter le fort appel de courant, cet appel de courant ne sera pas sans incident sur la commutation et d'où la nécessité de choisir un moteur répondant à cette exigence.

- Partie AB

Dans cette partie de fonctionnement, le moteur travaille à vitesse constante et à puissance constante, le couple diminuera car le moteur a démarré.

- Partie BC

C'est la partie de la caractéristique qui correspond à la phase de freinage du groupe et la machine fonctionne en génératrice frein, la machine choisie doit présenter de bonnes qualités de génératrices.

- Partie CDEF

C'est un cycle identique au cycle DABC définis précédemment mais dans l'autre sens de rotation.

C D : démarrage

D E : fonctionnement en moteur à vitesse constante

E F : freinage et fonctionnement génératrice.

d) Schémas des couples et des puissances

Les caractéristiques sont représentées sur la figure II, ces caractéristiques ont été obtenues à partir de l'étude précédente ;

Il ressort de ces caractéristiques que le moteur travaille à son couple maximal pendant la phase de démarrage et la puissance absorbée augmentera jusqu'à ce que le moteur atteigne la vitesse nominale, à partir du point où la vitesse nominale est atteinte, le moteur travaillera à puissance constante, et son couple diminue. Pour réaliser ces deux phases: le choix du moteur s'impose de lui-même et ça sera un moteur à courant continu à excitation indépendante.

Le réglage de la vitesse se fera :

- un réglage par la tension d'induit
- Un réglage par l'excitation

e) Raisons du choix du moteur à courant continu et sans adaptation

Equations du moteur à courant continu

$$U = E - RaI$$
$$\text{ou } E = \frac{P}{\omega} nN \phi$$
$$C_e = Pa/W \quad C_e = K\phi I$$
$$K = \frac{Pn}{2\pi Ia}$$

Les caractéristiques de ce moteur sont données figure 3.

On avait vu pendant le démarrage le couple est égal à trois fois le couple nominal et qu'il y a de forts appels de courant, pour éviter ceci on procède comme suit

Le couple est donné par :

$$C = K \phi I$$

Il dépend du courant d'induit et de l'excitation .

Pour avoir un couple maximal au démarrage assez élevé on a deux possibilités ;

- Augmenter I en augmentation la tension d'induit, mais on évite limiter par l'échauffement du moteur.
- Augmenter ϕ en agissant sur le courant d'excitation, l'augmentation de ce courant entraînerait une diminution de la vitesse.

Pour réaliser ces conditions, on assure un compromis entre les deux modes de réglage, ils présentent les avantages suivants :

- La possibilité de régler la vitesse dans de larges mesures
- Aptitude d'assurer des démarrages fréquents sans échauffement

L'obtention du fonctionnement décrit la figure 2 sera réalisée par :

- Dans la partie I : commande par la tension d'induit
- Dans la partie II: commande par le courant d'excitation.

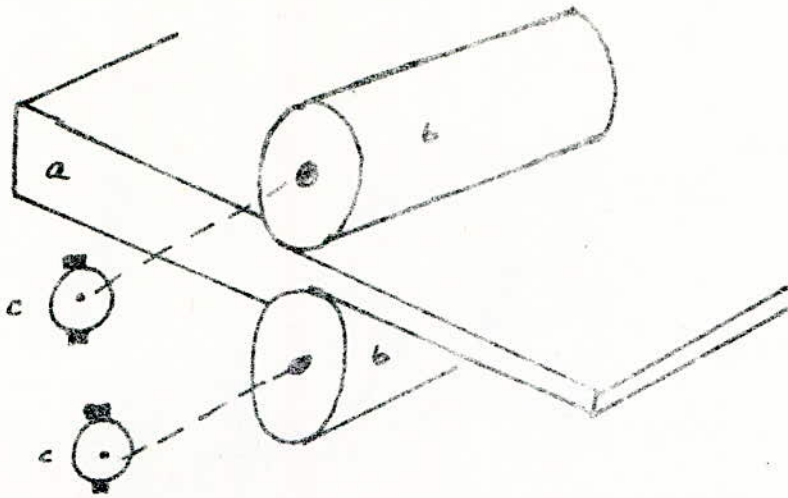
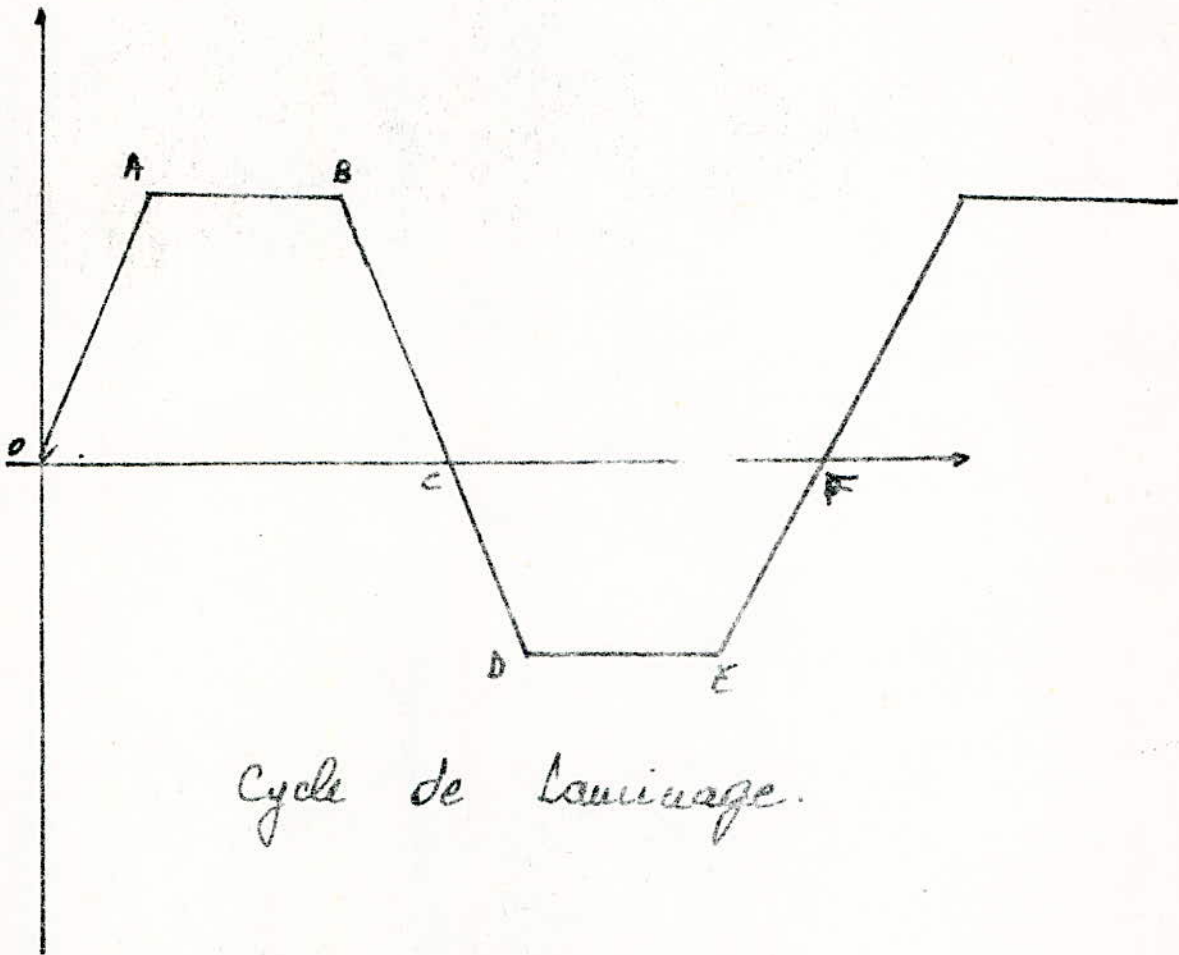


Fig: 1 a) bloomings b) cylindres c) machine
 Schemat d'un laminoir



Cycle de laminage.

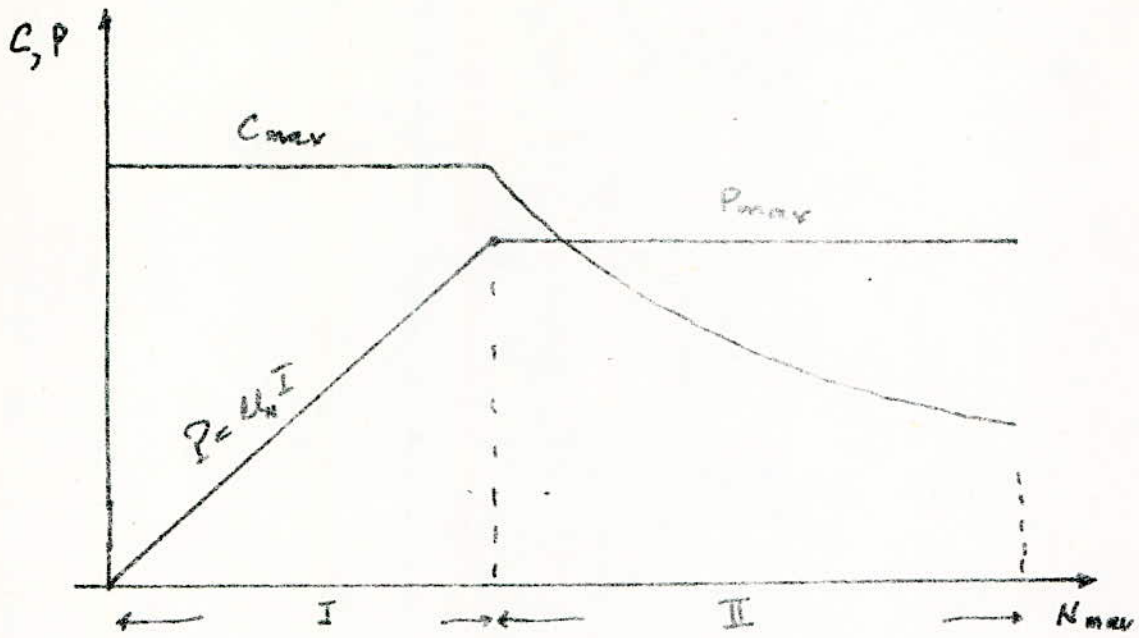
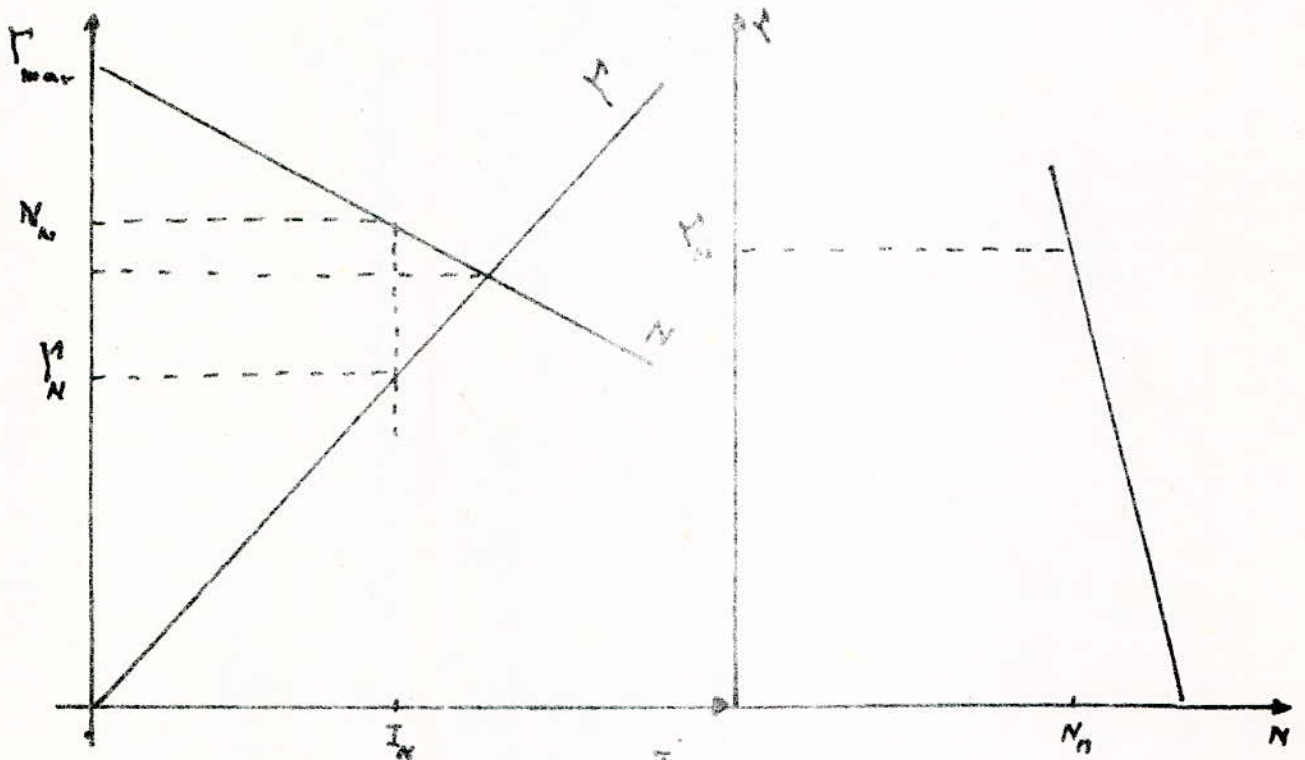


Fig II Couple et Puissance.



Caractéristique des moteurs
Fig 3

2ème PARTIE

ETUDE DU CONVERTISSEUR -ALTERNATIF-CONTINU

I°) <u>CHOIX DU MONTAGE</u>	Page 5
a) Fonctionnement de 2 groupes	Page 6
b) Description sommaire de la réversibilité	Page 6
II°) <u>ETUDE DE LA TENSION REDRESSEE</u>	
<u>A-TENSION CONTINUE</u>	
a) Tension Continue Maximale	Page 7
b) Période des Tensions	Page 7
c) Tension Minimale	Page 8
d) Tension Continue Moyenne	Page 8
e) Tension Continue Efficace	Page 9
f) Facteur de Forme	Page 9
g) Harmoniques de la Tension Redressée dans le circuit Continu	Page 10
h) Fréquences des Harmoniques	Page 10
x i) Expression de la Tension Continue	Page 10
<u>B-TENSION RESULTANTE DES 2 BLOCS</u>	
a) Tension Continue Maximale Resultante	Page 11
b) Tension Continue Minimale Resultante	Page 11
c) Tension Continue Moyenne Resultante	Page 11
d) Tension Efficace Resultante	Page 12
e) Facteur de Forme	Page 12
f) Forme de la Tension Redressée en fonction de α	Page 12
<u>C-CARACTERISTIQUES DE COMMANDE</u>	Page 12
a) Caractéristiques d'un seul Bloc	Page 13
b) Caractéristiques des 2 Blocs	Page 13
c) Réseau de Caractéristiques Externes	Page 13

III— ETUDE DES COURANTS

A) COURANTS CONTINUS DANS LA CELLULE

- a) Composante Continue Page 15
- b) Composante Alternative Page 15
- c) Ondulation du Courant Continu Page 17

B) COURANTS RESULTANTS DANS LES ENROULEMENTS DES TRANSFORMATEURS

- a) Forme des courants de phase page 17
- b) Forme du courant de ligne Page 19
- c) Valeur du courant de ligne Page 20

C) ETUDE DES COURANTS DANS LE CAS DE LA COMMUTATION RETARDEE

- a) Régime redresseur Page 20
- b) Régime onduleur Page 21

D) FACTEUR DE FORME DU COURANT ET DE LA TENSION

- 1) Facteur de forme du courant Page 22
- 2) Facteur de forme du courant débité par le réseau Page 22
- 3) Facteur de commutation Page 22
- 4) Facteur total de commutation Page 22
- 5) Facteur de puissances Page 23

IV— PUISSANCES

- a) Puissance active Page 23
- b) Puissance réactive Page 23
- c) Puissance apparente Page 23
- d) Puissance réduite des harmoniques Page 24
- e) Puissance de dimensionnements Page 24

V — COMMUTATION

a) Mise en évidence	Page 26
b) Vitesse de variation du courant	Page 26
c) Angle de commutation	Page 27
d) Chute des tensions à la commutation	Page 28
e) Détermination de la réactance de commutation	Page 29
1°) Inductance de commutation	Page 29
2°) Résistance de la self de commutation	Page 29
3°) Angle de la commutation	Page 29
4°) Angle de recouvrement	Page 30
5°) Angle de retard à l'amorçage maximal	Page 30
6°) Remarques concernant la commutation	Page 31

VI— CARACTERISTIQUES DU GROUPE TRANSFORMATEUR - REDRESSEUR

a) Coté continu	Page 32
b) Coté alternatif	Page 32
- Tension entre deux bras	
- Tension efficace des 2 transformateurs	
- Courant dans les secondaires des transformateurs	
- Courants efficaces de phase des transformateurs	
- Tension inverse maximale	
c) Choix des thyristors	Page 33
d) Inductance de lissage	Page 34
e) Chutes de tension	Page 35
1°) Chutes dans les transformateurs	Page 35
2°) Chutes de tension dans les thyristors	Page 35
3°) Chute inductive	Page 36
4°) Chute de tension totale	Page 37
f) Puissances et choix des transformateurs	
- Rapport de transformation	Page 36

- Courants primaires et courant de ligne	
- Puissances des transformateurs	Page 37
a) Puissance active	page 36
b) Puissance réactive	Page 37
c) Puissance de distortion	Page 37
d) Puissance de dimensionnement	Page 37
e) Facteur de puissance	Page 37

I - ETUDE DU CONVERTISSEUR ALTERNATIF-CONTINU

I) Choix du montage

L'entraînement du laminoir exige une puissance élevée, et une inversion du sens de rotation, notre choix du montage s'est arrêté sur un montage constitué de deux ponts GREATZ montés en série, ou l'un est alimenté par un transformateur à secondaire en étoile, et l'autre à secondaire en triangle. Ce choix de l'alimentation des deux ponts à deux secondaires différents sera justifié dans la partie de l'étude des courants. Sur l'ensemble est monté en parallèle un autre groupe constituant le groupe onduleur, le montage complet est représenté en figure I.

a) Fonctionnement des deux groupes

Les deux groupes ne fonctionnent pas simultanément, la commande sera telle qu'à chaque instant un groupe fonctionne en redresseur pendant que l'autre sera bloqué et vice versa. Le montage sera muni de commutateurs commandes qui assureront le fonctionnement simultané des deux groupes, et créera un circuit fermé qui favorisera la circulation du courant.

- Remarques

Les convertisseurs (redresseur-inducteur) existent en monophasé pour les faibles puissances (ordre du Kw); en biphasé (ordre de 100 Kw) et en triphasé; en hexaphasé, en dodécaphasé pour les puissances élevées. Pont mixte ou simple GREATZ, ce pont a été longtemps utilisé pour les puissances moyennes, la puissance réactive est plus faible par rapport aux redresseurs à simple voie. Dans notre cas, il nous est impossible de l'utiliser, vu la puissance installée, les harmoniques fournies par ce pont sont de fréquence ; $6n \pm 1$; $3n \pm 7$ on voit tout de suite que les premières harmoniques ont une influence ~~installée~~ sur l'aptitude; soit du point de vue courant ou tension, cela nécessite une self de lissage encombrante.

$$i = \frac{3}{2} \frac{\text{SIN} (3n \pm 1) \text{Wt}}{3n \pm 1}$$

Pont GREATZ double

Dans ce montage, deux ponts de GREATZ sont associés en parallèle, ils fonctionnent dans les quatre quadrants du repère représenté figure 2. Dans ce cas de montage, on a une économie de l'énergie réactive absorbée du réseau. La puissance reste faible, mais il est possible de remédier à cela en associant plusieurs doubles ponts GREATZ soit en parallèle ou en série. C'est pour cela qu'on a opté pour un montage série à double pont de GREATZ, pour assurer une large variation de la tension, et il y aura une faible consommation d'énergie réactive; Pour avoir l'indice de pulsation $P = 12$ nous avons choisi le retard ou l'avance de l'un des transformateurs par rapport à l'autre, un angle de $(\frac{\pi}{12})$. L'indice de pulsation influera sur le rang des harmoniques générées par les blocs, les harmoniques d'ordre supérieur seront fortement atténuées, et on peut négliger sans souci les harmoniques d'ordre $n \geq 3$.

b) Description sommaire de la réversibilité

La réversibilité est réalisée en commandant les thyristors, le convertisseur fonctionnera en redresseur si on doit entraîner les cylindres, en alimentant les deux moteurs; Il fonctionnera en onduleur si on doit freiner les cylindres en récupérant l'énergie fournie par les génératrices freins, cette énergie sera transmise au réseau. SI α est l'angle de commande du convertisseur, cette condition est réalisée par :

$$0 < \alpha < 90^\circ \text{ pour un fonctionnement en redresseur}$$

$$90^\circ < \alpha < 180^\circ \text{ pour un fonctionnement en onduleur}$$

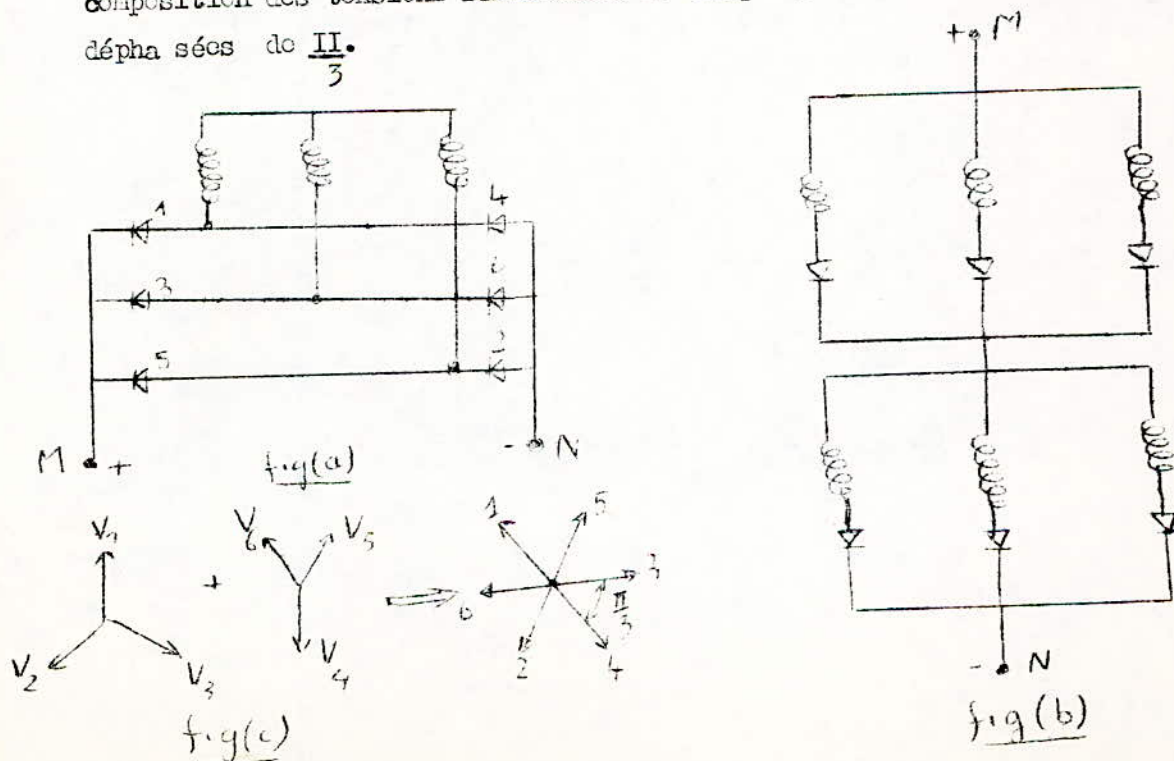
Ce fonctionnement est décrit sur la figure 2.

2°) ETUDE DE LA TENSION REDRESSEE

Le convertisseur étant constitué d'un redresseur et d'un onduleur identique constitué chacun d'un double pont de GREATZ, notre étude sera aisément faciliter si on étudie un seul pont, et on fera par la suite leur composition.

A) TENSION CONTINUE D'UN SEUL BLOC

Pour étudier le pont de GREATZ on le considère comme un montage en série de deux ponts à simple voie alimenté par un transformateur à secondaire en étoile, le montage de la figure (a) est équivalent au montage de la figure (b), le diagramme des tensions est représenté figure (c), la composition des tensions résultantes de chaque pont donne des tensions déphasés de $\frac{\pi}{3}$.



a) tension continue maximale

Cette tension sera calculée d'une façon générale, c'est à dire on considèrera un angle d'amorçage quelconque α .

V_{p-i} : tension de la phase (p - i) tension simple.
 p : le nombre de branches en série

Le déphasage entre les tensions simples $\varphi' = \frac{2\pi}{P}$

$$V_i = V_m \left[\cos \left(x + \frac{2\pi}{P} + 2 \cdot \frac{\pi}{P} \right) \right]$$

$$= V_m \left[\cos \left(x + \frac{2\pi}{P} (i+1) \right) \right] \quad x = \omega t$$

D'après le diagramme de la tension de la figure (c), on remarque que :

V_i et V_{i+3} sont en opposition de phase pour $-\frac{4\pi}{P}$ et $-\frac{5\pi}{P}$ le t

La tension entre M et N est :

$$V_M \left[\cos \left(x + \frac{2\pi}{P} \right) + \cos \left(x + \frac{4\pi}{P} \right) \right]$$

$$V_{MN} = 2 V_M \cos \frac{\pi}{P} \cdot \cos \left(x + \frac{3\pi}{P} \right)$$

Par analogie pour le deuxième pont on tire :

$$V_{M'N'} = 2 V_M \cos \frac{\pi}{P} \cdot \cos \left(x + \frac{4\pi}{P} \right)$$

Dans cette formule on a rajouté un angle de $\frac{\pi}{3}$ car il y a un déphasage entre les deux ponts.

Les phases P et I sont à leur maximum, les thyristors correspondant à ces phases dévient :

$$V = V_P + V_I = V_M \cos \left(x + \frac{2\pi}{P} \right) + \cos x$$

$$V = 2 V_M \cos \frac{\pi}{P} \cdot \cos \left(x + \frac{\pi}{P} \right)$$

L'amplitude de la tension maximale :

$$V = 2 V_M \cos \frac{\pi}{P} \cdot \cos \left(x + \frac{3\pi}{P} \right)$$

$$V = 2 V_M \cos \frac{\pi}{P} \cdot \cos \left(x + \frac{\pi}{P} \right)$$

$$(V_{MN})_{\max} = 2 V_M \cos \frac{\pi}{P}$$

Dans notre cas $P = 6$

$$(V_{MN})_{\max} = 2 V_M \frac{\sqrt{3}}{2} = V_M \cdot \sqrt{3}$$

$$(V_{MN})_{\max} = U_M \text{ tension com osée.}$$

b) Période des tensions

On voit d'après la figure (c), que la tension reste constante si on ajoute un déphasage de $\frac{2\pi}{P} K$. or $P = 6$, d'où la période $T = \frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{3}$

$K = \frac{\pi}{3}$, avec K appartenant à \mathbb{Z} .

b) tension minimale

$$V = V_m \cos \pi/P \cdot \cos (\alpha + \pi/P)$$

si considère la tension soit au début ou la fin du débit on a :

$$(\alpha + \pi/P) = 2 \pi/P \text{ d'ou :}$$

$$(V_{\min})_{\min} = 2 \pi/P \cdot \cos \pi/P \cdot \cos 2\pi/P$$

$$P = 6$$

$$(V_{\min})_{\min} = 2 V_m \cos \pi/6 \cdot \cos 2\pi/6$$

$$= 2 V_m \cos \pi/6 \cdot 1/2 = 2 V_m \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{2}$$

$$= V_m \frac{\sqrt{3}}{2} = U_{\min}/2$$

$$(V_{\min})_{\min} = \frac{U_{\min}}{2}$$

d) Tension continue moyenne

On sait que la valeur moyenne d'une fonction est donnée par :

$$F_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$

en appliquant cela :

$$V_{\text{cmoy}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\alpha}^{\pi+\alpha} V_{\text{cmoy}} \cos x dx$$

$$= P/2\pi \int_{\pi-\alpha}^{\pi+\alpha} 2 V_m \cos \pi/P \cdot \cos x dx$$

$$= P/2\pi \cdot 2 \cdot V_m \cdot \cos \pi/P \cdot [\sin(\alpha + \pi/P) - \sin(\alpha - \pi/P)]$$

$$= P/2\pi \cdot V_m \cdot 2 \cdot \cos \pi/P \cdot \sin \pi/P \cdot \cos \alpha$$

$$V_{\text{cmoy}} = \frac{6}{\pi} V_m \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos \alpha$$

$$V_{\text{cmoy}} = \frac{3}{\pi} \cdot U_m \cdot \cos \alpha$$

Cette formule donne la valeur de la tension moyenne en fonction de l'angle de commande, on a :

$0 < \alpha < \pi/2$: Fonctionnement en redresseur et $V_c > 0$

$\pi/2 < \alpha < \pi$: Fonctionnement en onduleur et $V_c < 0$

c) Tension continue efficace

La valeur efficace est donnée par la formule suivante :

$$V_{\text{ceff}} = \left[\frac{V^2}{-\alpha_1 + \pi/p + \alpha_2 + \pi/p} \int_{\alpha_1 + \pi/p}^{\alpha_1 + \pi/p} \cos^2 x dx \right]^{1/2} \quad (x = \omega t)$$

après intégration on tire :

$$\begin{aligned} V_{\text{ceff}}^2 &= \frac{V^2}{2\pi/p} \left[\frac{2\pi}{p} + \frac{\sin 2(\alpha_1 + \pi/p) - \sin 2(\alpha_1 - \pi/p)}{2 \times 2} \right] \\ &= (2V_M \cos \pi/p)^2 \cdot \frac{1}{2\pi} \left[\pi/p + \sin 2(\alpha_1 + \pi/p) - \sin 2(\alpha_1 - \pi/p) \right] \\ &= (2V_M \cos \pi/p)^2 \cdot \frac{1}{2} \left[\frac{1 + \sin 2(\alpha_1 + \pi/p) - \sin 2(\alpha_1 - \pi/p)}{4\pi/p} \right] \end{aligned}$$

cas ou $\alpha_1 = 0$

$$\begin{aligned} V_{\text{ceff}} &= \frac{2V_M \cos \pi/p}{\sqrt{2}} \left[\frac{1 + \sin 2\pi/p}{2\pi/p} \right] \\ &= \frac{V_{\text{cmax}}}{\sqrt{2}} \left[1 + \frac{\sin 2\pi/p}{2\pi/p} \right] \\ V_{\text{ceff}} &= \frac{V_{\text{cmax}}}{\sqrt{2}} \left[\frac{1 + \sin 2\pi/p}{2\pi/p} \right] \end{aligned}$$

F) Facteur de forme

Ce facteur nous renseigne sur l'ondulation de la tension redressée par rapport à la tension efficace.

$$F = \frac{V_{\text{cmoy}}}{V_{\text{ceff}}} = \frac{3\sqrt{3} V_M \cos \alpha_1 \cdot \sqrt{2}}{2\pi V_M \cos \pi/p \left[\frac{1 + \sin 2(\alpha_1 + \pi/p) - \sin 2(\alpha_1 - \pi/p)}{4\pi/p} \right]^{1/2}}$$

Le facteur de forme est en fonction de l'angle de commande

$$F = f(\alpha)$$

pour $\alpha = 0$

$$F = \frac{3\sqrt{3} V_M \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot 2 V_M \sqrt{3}} \cdot \frac{1}{(1 + 3 \cdot 3/2\pi)^{1/2}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{1}{(1 + 3 \cdot 3/2\pi)^{1/2}}$$

Ce facteur de forme qui approche le 1 lors de la commutation naturelle $F \approx 1$

— montre que la tension redressée est presque de forme continue.

g) Harmoniques de la tension redressée dans le circuit continu

On avait vu que :

$$V_c = V_{cmax} \cos (X + \pi/P) = V_{cmax} \cos X \text{ en posant } X = x + \pi/P$$

En développant les fonctions en série de FOURIER, la période est de $T = 2\pi/P$

$$V_c = \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin kX + B_k \cos kX ; k \in \mathbb{N}$$

- Calcul des coefficients A_k et B_k
ce calcul se fait sur l'intervalle $(\alpha_1 + \pi/P, \alpha_1 - \pi/P)$

$$A_k = 1/\pi \int_0^{2\pi} V \sin kX dx ; B_k = 1/\pi \int_0^{2\pi} V \cos kX dx$$

$$\text{posons } z = ax + b ; x = 0 ; z = \alpha_1 - \pi/P \quad a = 1/P$$

$$x = \pi ; z = \alpha_1 + \pi/P \quad b = \alpha_1 - \pi/P$$

$$V_c = V_{cmax} \cos (z/P + \alpha_1 - \pi/P \text{ entre } (0, 2\pi))$$

$$A_k = \frac{V_{cmax}}{\pi} \int_0^{2\pi} \sin kX \cdot \cos (X/P + \alpha_1 - \pi/P)$$

$$= \frac{V_{cmax}}{k} \frac{P \cdot 2 \cdot k \cdot P \sin \pi/P \cdot \sin \alpha_1}{k \cdot P - 1}$$

$$= V_{c moy} \frac{2 \cdot k \cdot P \sin \alpha_1}{k \cdot P - 1}$$

en tire B_k de la même façon :

$$B_k = - V_{c moy} \frac{2 \cdot \cos \alpha_1}{k \cdot P - 1}$$

h) Fréquences des harmoniques

On avait vu que V_c est une tension continue ayant des ondulations de fréquence P fois celle du réseau, la fréquence de la k ème harmonique sera égale à $P \cdot k \cdot f$, $P = 6$ donc la fréquence est de : $P \cdot 6 \cdot f$

i) Expression de la tension continue

$$V_c = V_{cmax} \cos (X + \pi/P) = V_{cmax} \cdot \cos X$$

$$= \sum_{k=1}^{\infty} V_{c moy} \left[\frac{2 \cdot k \cdot P \cdot \sin k \alpha_1}{k \cdot P - 1} - \frac{2 \cdot \cos \alpha_1 \cdot \cos k \alpha_1}{k \cdot P - 1} \right]$$

$$= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{V_{c moy}}{k \cdot P - 1} \left[2 \cdot k \cdot P \cdot \sin \alpha_1 \cdot \sin kX - \cos \alpha_1 \cdot \cos kX \right]$$

L'amplitude de l'induction d'ordre k est :

$$V_{ck} = \left(A_k^2 + B_k^2 \right)^{1/2} = \frac{V_{c moy}}{k \cdot P - 1} \left(2 \cdot k \cdot P \sin \alpha_1 + \cos \alpha_1 \right)^{1/2}$$

pour $\alpha_1 = 0$ $V_{ck} = \frac{2 \cdot V_{c moy}}{k \cdot P - 1}$

B) TENSION RESULTANTE DES DUX BLOCS

Les deux blocs sont reliés en serie , donc à chaque instant la tension résultante est égale à la somme des tensions fournies par chaque bloc , voir figure 3 .

a) Tension continue continuemaximale résultante

$$V = V_1 + V_2$$

$$V_1 = 2 V_{max} \cos 11/6 \cdot \cos (X + 11/6)$$

$$V_2 = 2 V_{max} \cos 11/6 \cdot \cos (X + 11/3)$$

V_2 est déphasé par rapport à V_1 d'un angle de $11/6$.

Pour $X \in [11/6 , 11/3 + 111/6]$

$$V_1 = 2 V_{max} \cos 11/6 \cdot \cos (X + 11/6) + \cos (X + 11/3)$$

$$= 2 V_{max} \cdot \cos 11/6 \cdot \cos 11/12 \cdot \cos (X + 11/4) \cdot 2$$

$$V_{cmax} = 4 V_{max} \cdot \cos 11/6 \cdot \cos 11/12$$

$$= 4 V_{max} \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos 11/12 = 2 U_{max} \cdot \cos 11/12$$

$$\underline{V_{cmax} = 1,93 U_{max}}$$

b) Tension continue minimale résultante

V est minimale si $(X + 11/4) = 11/6 \Rightarrow \cos (X + 11/4) = \cos 11/6$
c'est à dire à la fin ou au début du débit ..

$$V_{cmin} = V_{max} \frac{\sqrt{3}}{2} = 2 U_{max} \cdot \cos 11/12 \cdot \cos 11/6$$

$$\underline{V_{cmin} = 1,67 U_{max}}$$

c) Tension moyenne continue résultante

$$V_{C moy} = V_{C1 moy} + V_{C2 moy}$$

$$= \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{11} V_{max} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2)$$

$$= \frac{3}{11} U_{max} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2)$$

Si $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$

$$V_{C moy} = \frac{3 \cdot 2}{11} U_{max} = 1,91 U_{max}$$

U

$$\underline{V_{C moy} = 1,91 U_{max}}$$

d) Tension efficace résultante

$$V_{\text{ceff}}^2 = V_{\text{ceff } 1}^2 + V_{\text{ceff } 2}^2$$

$$V_{\text{ceff}}^2 = (2 V_{\text{max}} \cos \pi/6)^2 \cdot 1/2 \cdot \left[2 + \frac{\sin^2(\alpha_1 + \pi/6)}{2\pi/3} + \frac{\sin^2(\alpha_2 + \pi/6)}{2\pi/3} - \frac{\sin^2(\alpha_1 + \pi/6)}{2\pi/3} - \frac{\sin^2(\alpha_2 - \pi/6)}{2\pi/3} \right]^2$$

Dans le cas où les angles d'amorçage sont nuls :

$$V_{\text{ceff}} = U_{\text{max}} \left(1 + \frac{3.3}{2\pi} \right)^{1/2} = 1,35 U_{\text{max}} \qquad \underline{V_{\text{ceff}} = 1,35 U_{\text{max}}}$$

e) Facteur de forme

$$F = \frac{U_{\text{cmoy}}}{V_{\text{ceff}}} = \frac{2 V_{\text{cmoy}}}{\sqrt{2} V_{\text{ceff}}} \quad \text{car } U_{\text{cmoy}} = 2 \cdot U_{\text{c1moy}} = 2 \cdot U_{\text{c2moy}}$$

$$V_{\text{ceff}} = \sqrt{2} \cdot V_{\text{c1eff}} = \sqrt{2} \cdot V_{\text{c2moy}}$$

$$\frac{V_{\text{cmoy}}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \cdot V_{\text{c1eff}} = \sqrt{2} \cdot V_{\text{c2eff}}$$

$$F = \frac{2 \cdot V_{\text{c1moy}}}{\sqrt{2} \cdot V_{\text{c1eff}}} ; F = \sqrt{2} F_1 = \sqrt{2} \cdot F_2$$

$$\underline{F = 1,414}$$

f) Forme de la tension redressée en fonction de α_1 et α_2

Sur les figures 4 et 5, sont représentées les formes de la tension redressée pour différentes valeurs des angles d'amorçage.

Figure 4 : $\alpha_1 = 0$; α_2 variable de 0 à π

Figure 5 : $\alpha_1 = \pi/6$; α_2 variable de $\pi/6$ à $5\pi/6$

Ces différentes formes, nous donne une appréciation sur la valeur moyenne et sur l'ondulation.

c) CARACTÉRISTIQUES DE COMMANDE

On peut obtenir les caractéristiques de commande en fonction des angles d'amorçage α_1 et α_2 ; c'est à dire la valeur de la tension redressée moyenne.

a) Caractéristique d'un seul bloc

Cette caractéristique est représentée sur la figure 6, elle est tracée en valeur relative et pour différentes valeurs de α . Nous obtenons un réseau de caractéristiques (fig 6 a); $U_c = f(I_d, \alpha)$ et cela en fixant α_1 .

b) Caractéristique externe des deux blocs

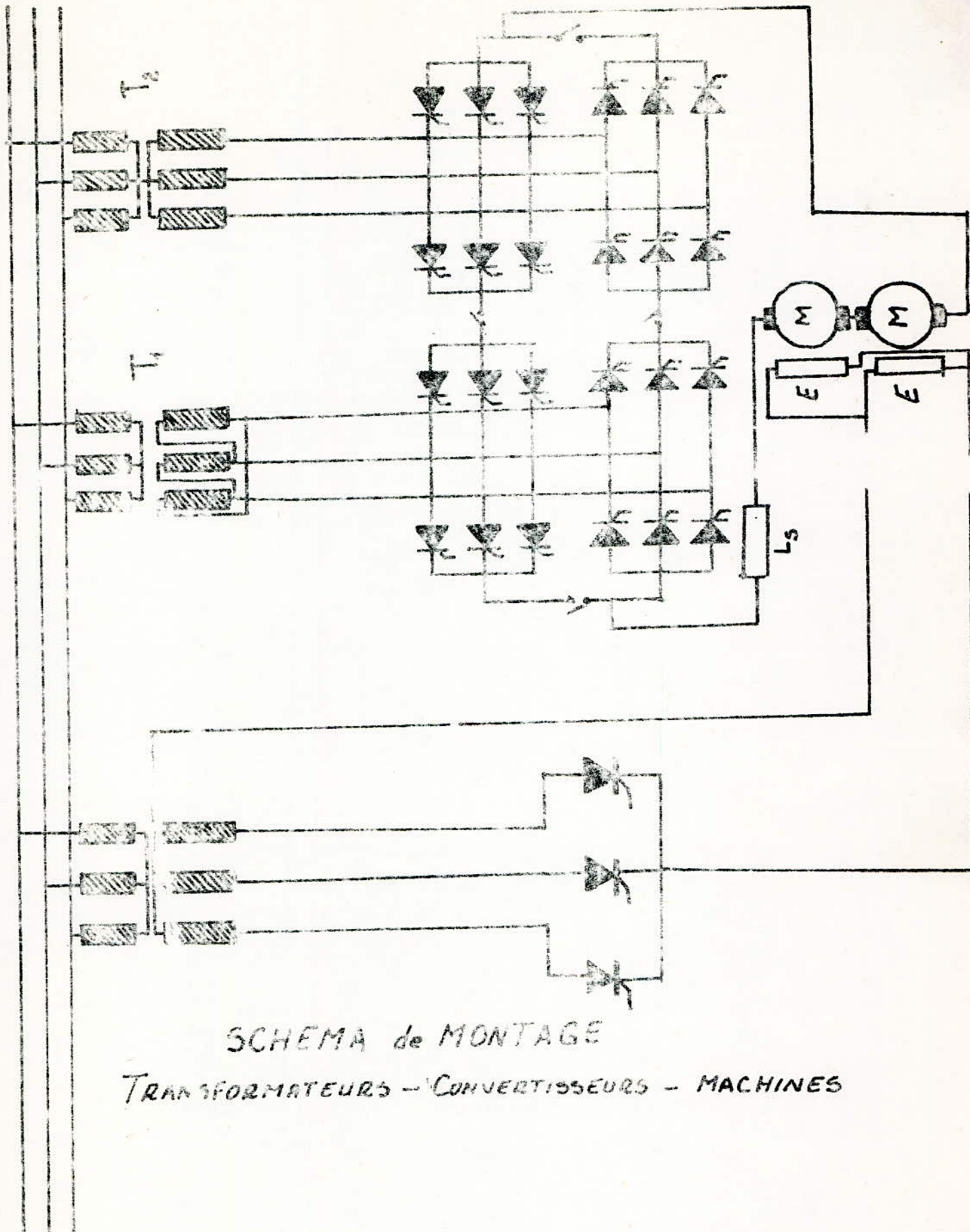
Nous traçons cette caractéristique externe en régime redresseur, nous sommes contraint de fixer l'un des angles d'amorçage; par exemple $\alpha_1 = 0$ et faire varier α_2 de 0 à π ; ainsi au fur à mesure que α_2 croît la tension décroît pour celle correspondant au régime onduleur α_1 est fixée à π tandis que α_1 varie de π à 0.

Le réseau de caractéristiques externes est obtenue pour une série de couple (α_1, α_2) fixe.

$$U_c = E_d - \Delta U$$

$$\frac{U_c}{U_{co}} = \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2} - \frac{\Delta U}{U_{co}}$$

Cette caractéristique est représentée sur la figure 6 b.



SCHEMA de MONTAGE
 TRANSFORMATEURS - CONVERTISSEURS - MACHINES

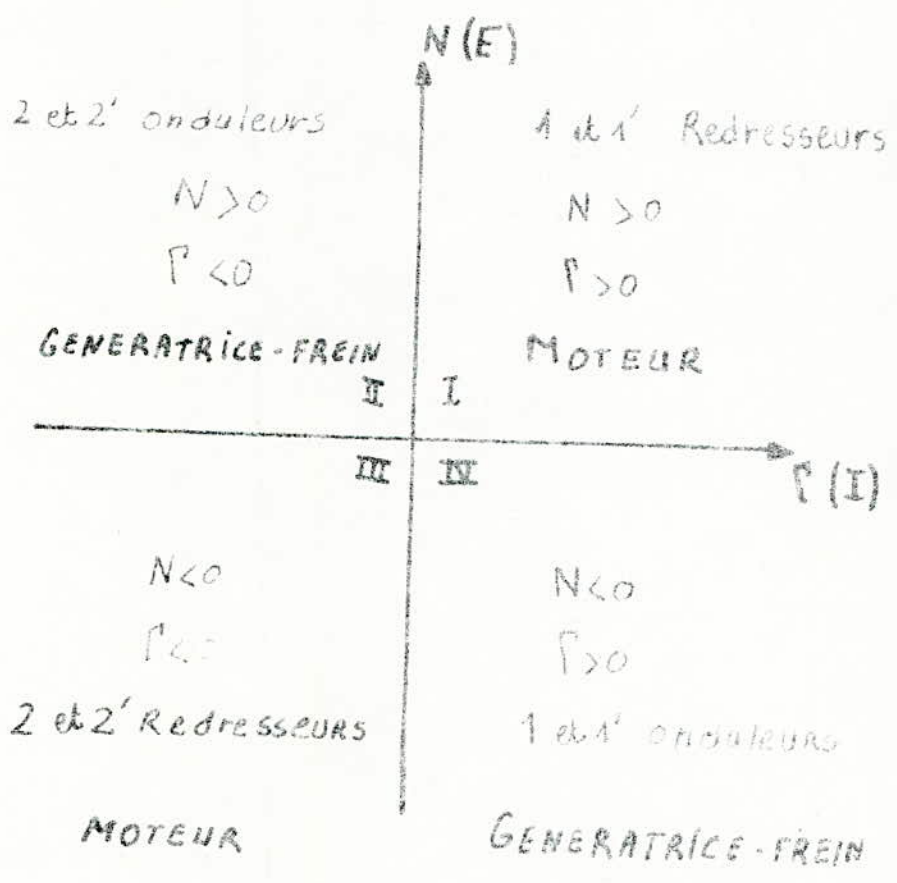
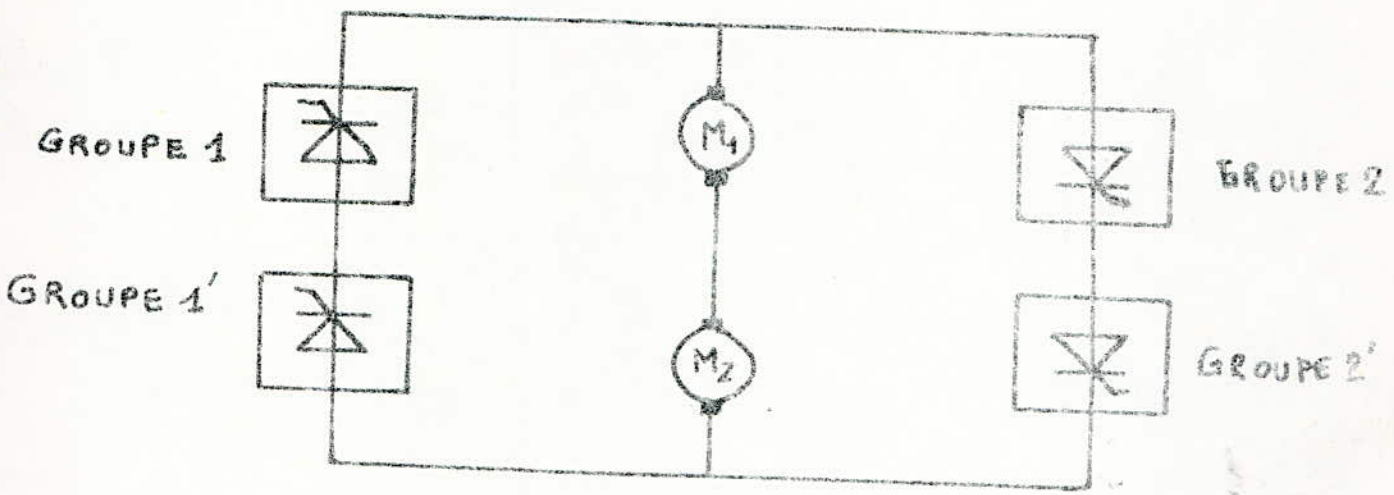
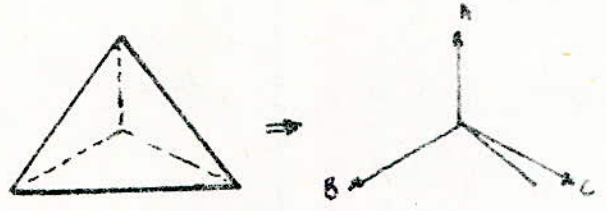
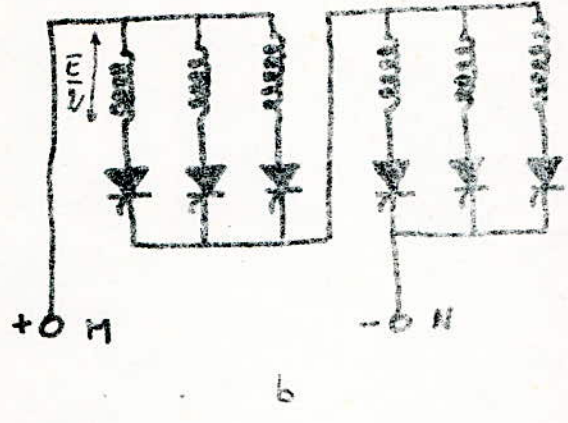
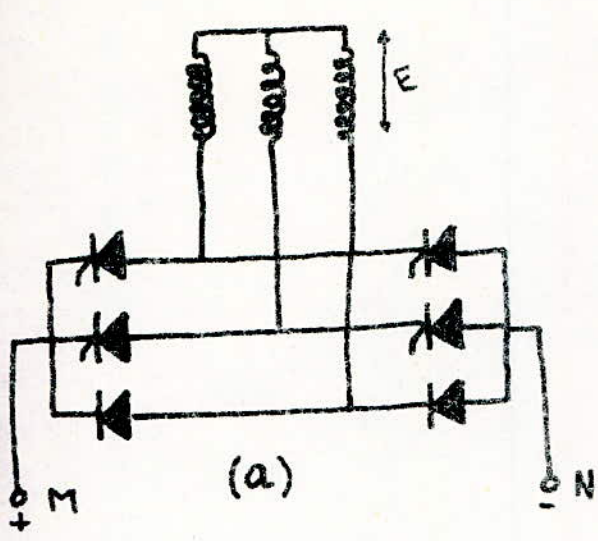
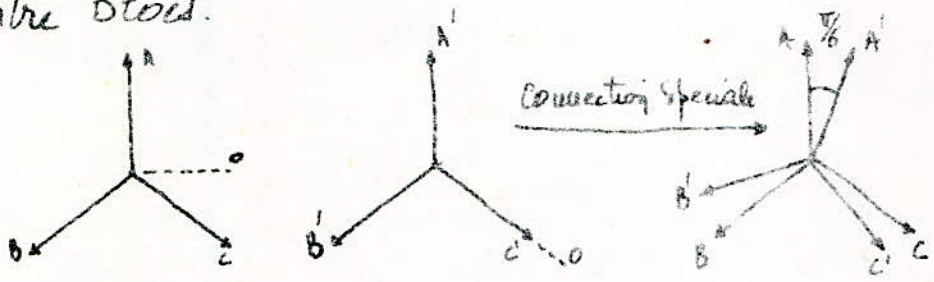


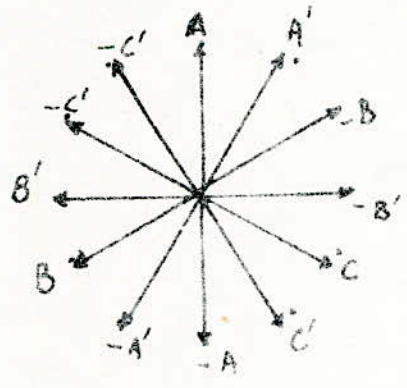
Fig: 2 Regime de fonctionnement des machines et convertisseurs



Dephasage Entre Bloes.

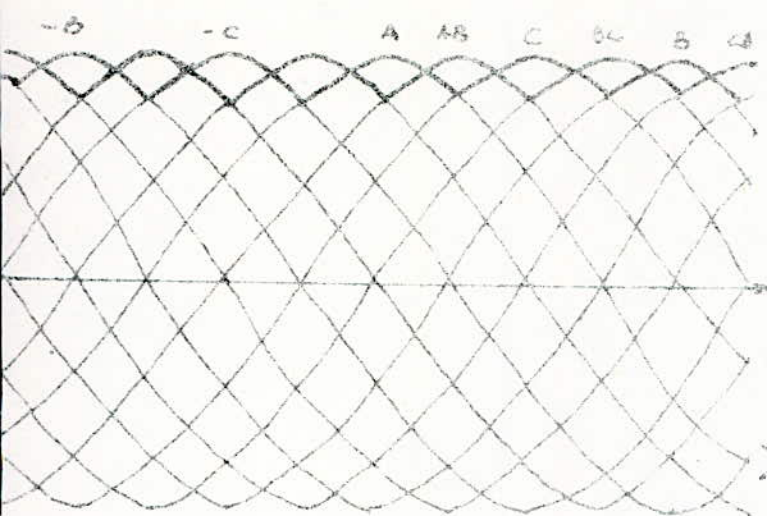


(c)

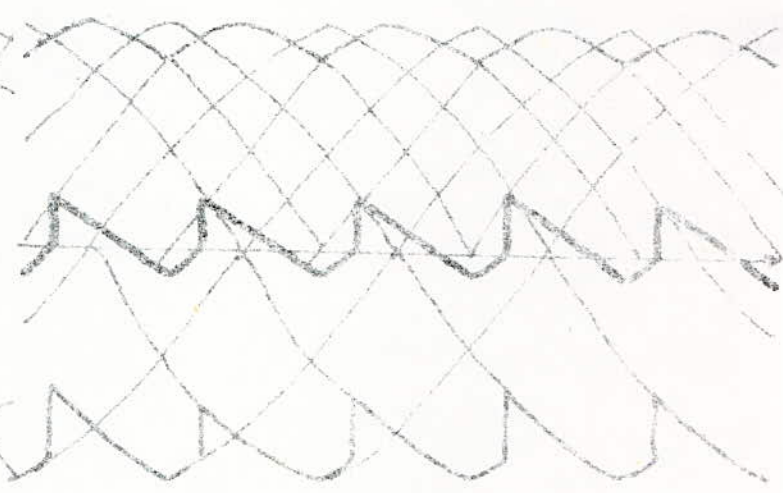
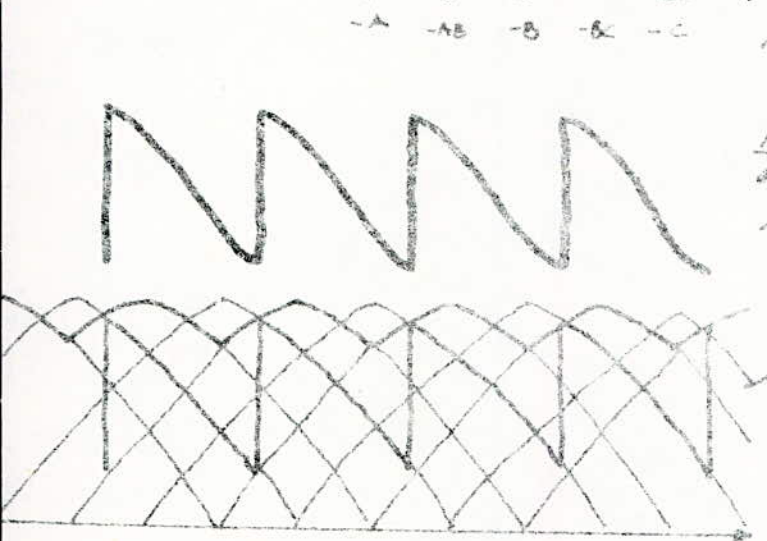


→ { étoile de tensions
 vues par toutes les
 branches du convertisseur

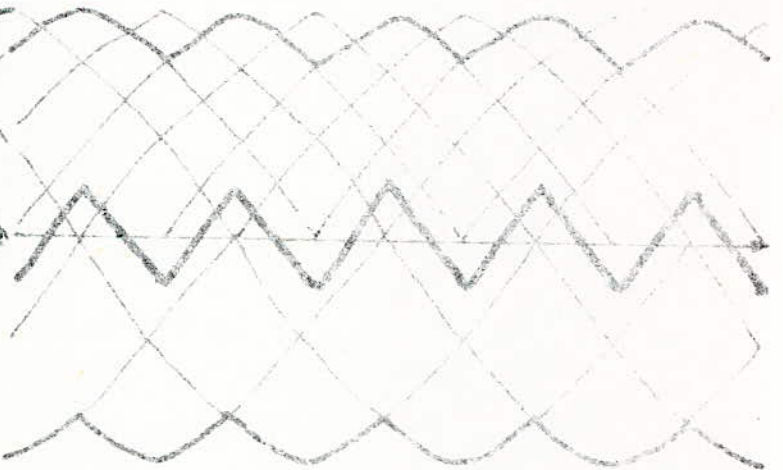
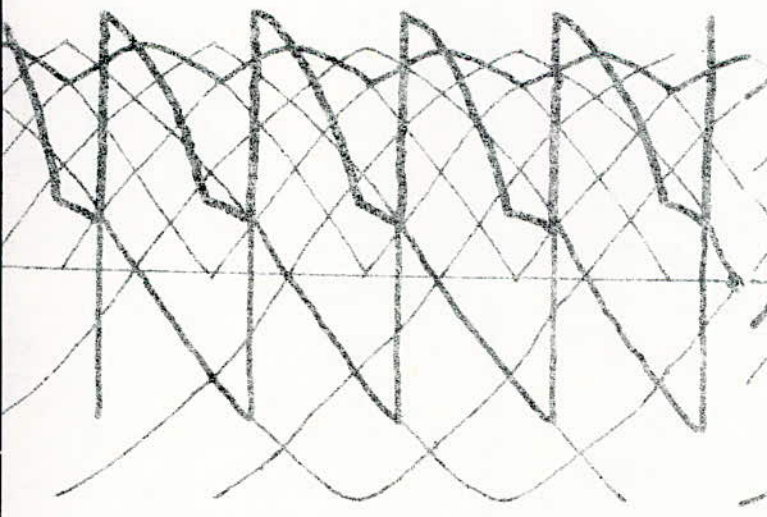
(a)



(d)



(e)



- a : $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$
- b : $\alpha_1 = 0 \quad \alpha_2 = \pi/4 \text{ et } \pi/2$
- c : $\alpha_1 = 0 \quad \alpha_2 = \pi/2 \text{ et } \pi$
- d : $\alpha_1 = 0 \quad \alpha_2 = 3\pi/4 \text{ et } \pi$
- e : $\alpha_1 = 0 \quad \alpha_2 = \pi$

— Tensions a la sortie des transformateurs
 — Tensions delivree par un pont
 — " " " Les 2 ponts

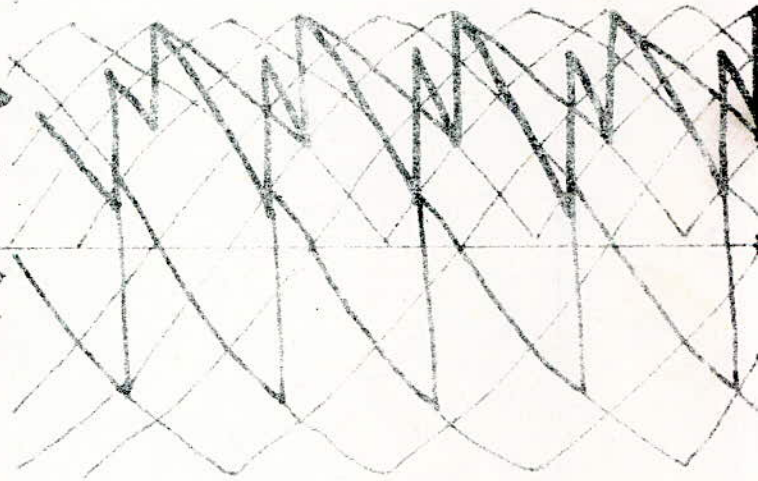
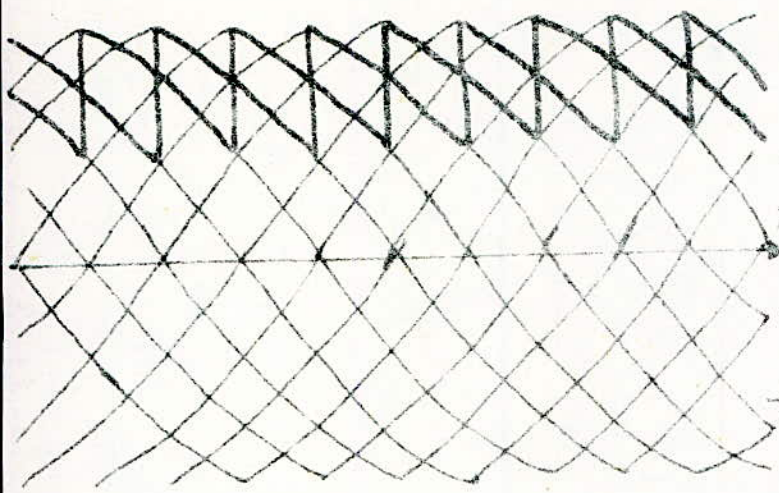
Regime redresseur

Forme de La tension Continue redressante

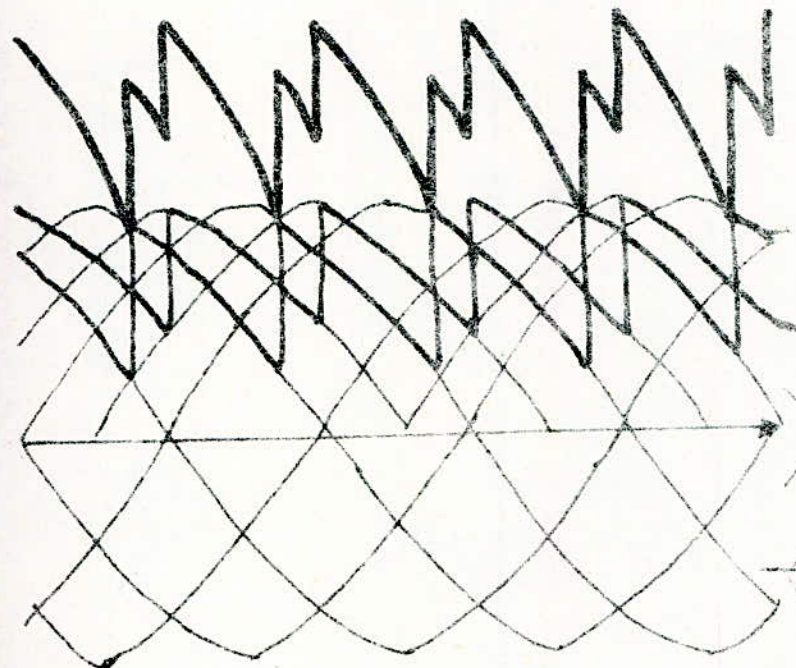
$$\alpha_2 = \frac{\pi}{6} \quad \alpha_1 = \frac{\pi}{6}$$



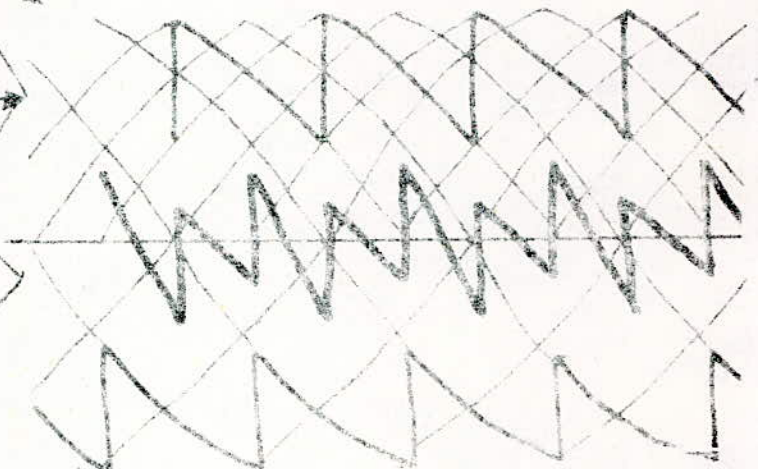
$$\alpha_2 = \frac{7\pi}{12} \quad \alpha_1 = \frac{\pi}{6}$$



$$\alpha_1 = \frac{\pi}{6} \quad \alpha_2 = \frac{\pi}{4}$$

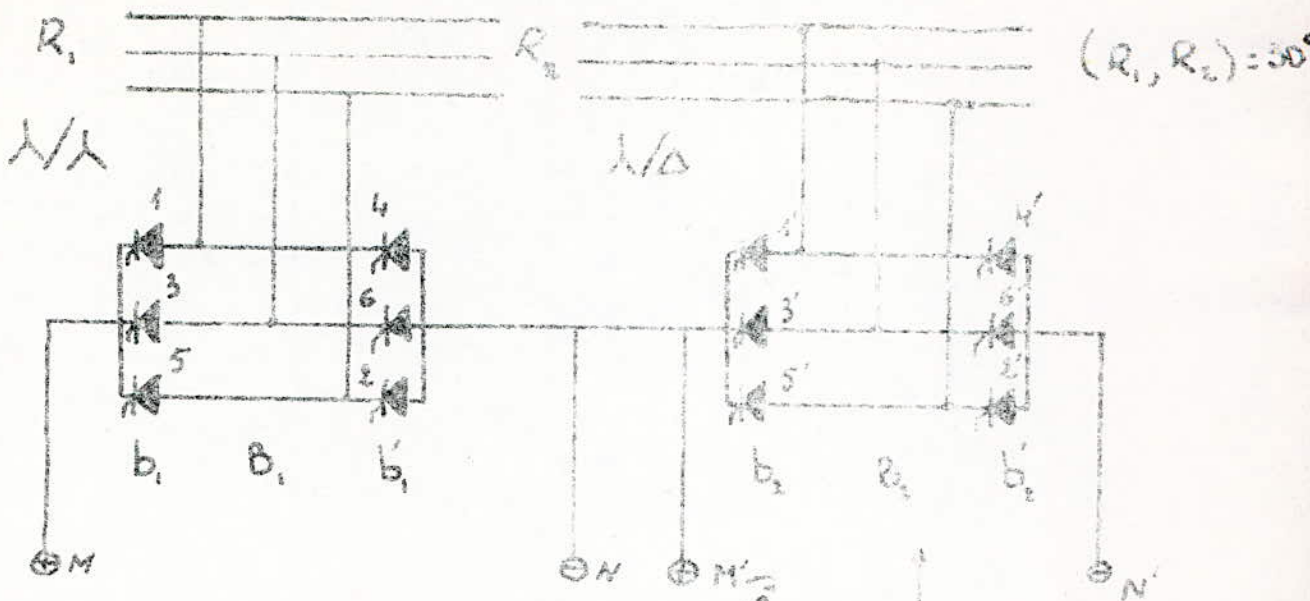


$$\alpha_1 = \frac{\pi}{6} \quad \alpha_2 = \frac{5\pi}{6}$$

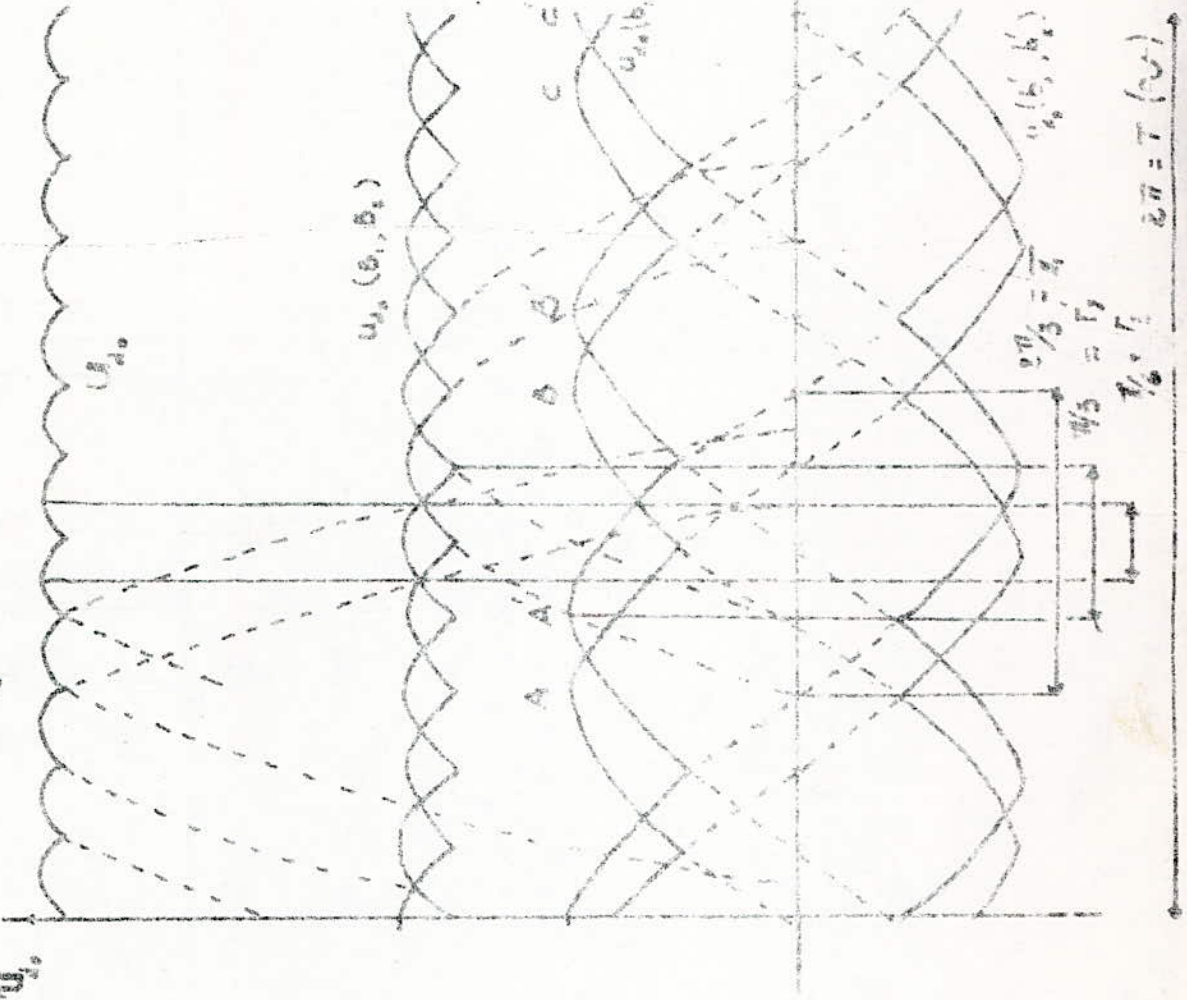


- Tension délivrée par les transfo
- Tension Continue délivrée par un pont
- " " " " Les deux ponts en Seri

Fig: 8

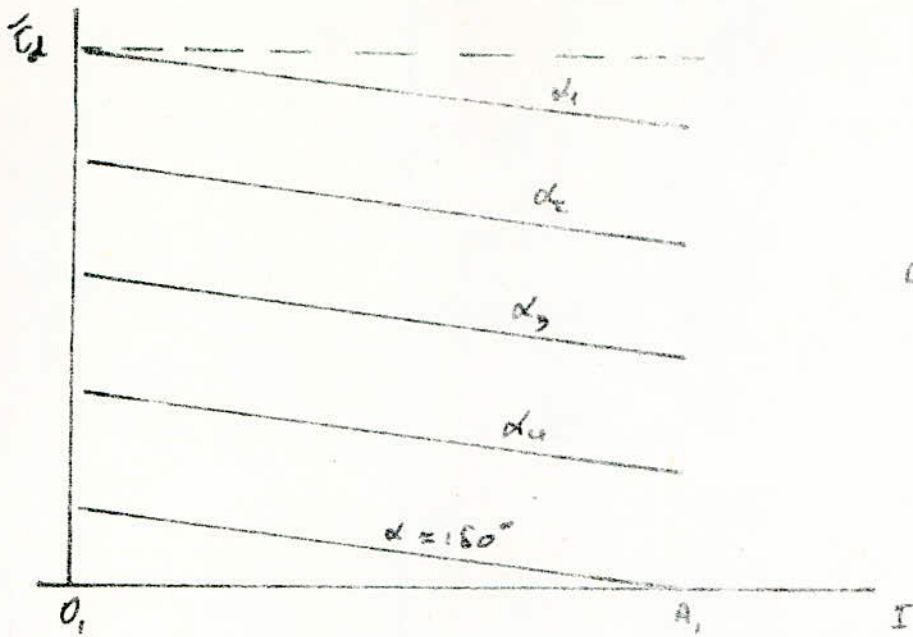


5,6	5,6	1,6	1,2	5,2	5,2	3,4	3,4	5,4	5,4
5,6	6,1	1,2	1,2	3,2	3,2	3,4	3,4	5,4	5,6

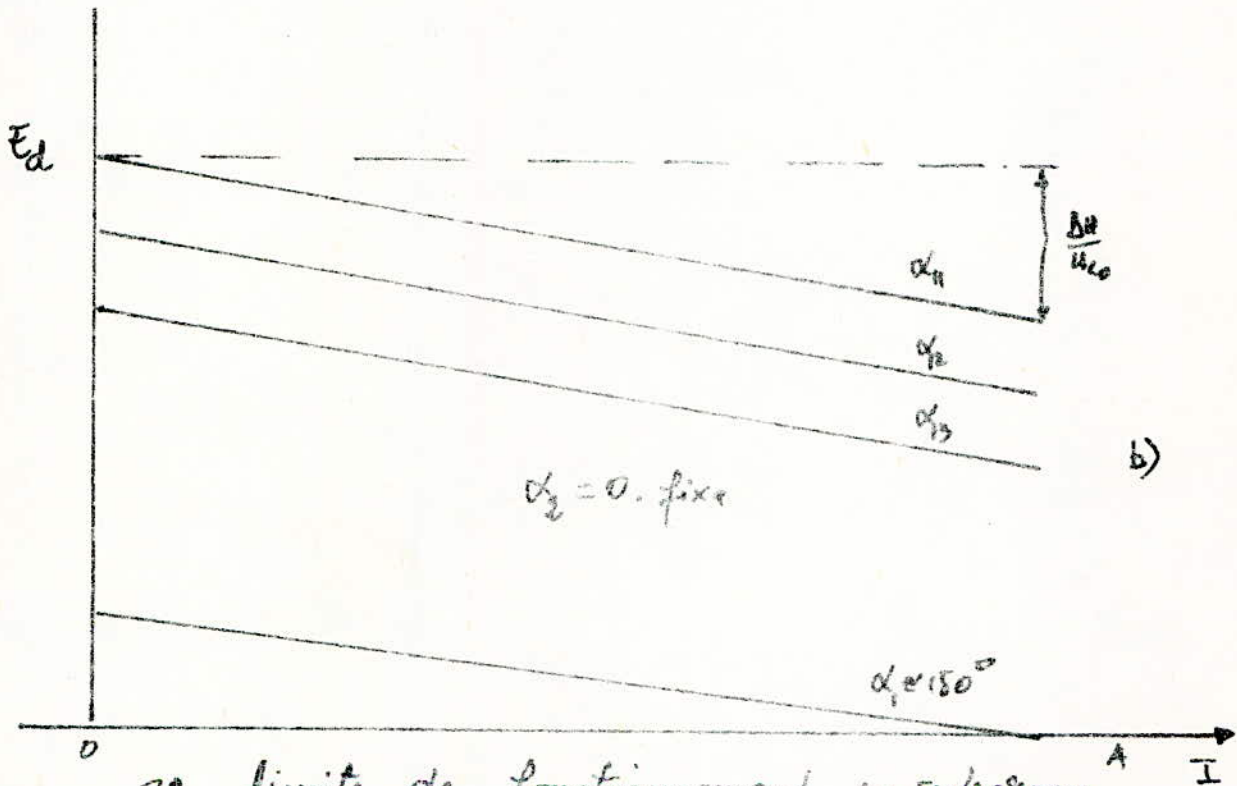


B_2 B_1 - ORDRE de travail des thyristeurs
 - Contribution des blocs à la tension résistante
 en Amplitude et en forme

Fig: 8 et 9



a)



b)

OA limite de fonctionnement en redresseur
 O, A, limite de fonctionnement en onduleur

- a) 1 seul bloc
 b) 2 blocs $\alpha_1 = 0$ α_2 varie.

Fig: 7 Caractéristique Externe.

III) ETUDE DES COURANTS

Cette étude a pour objet la détermination des valeurs caractéristiques et des formes des courants dans les différentes parties du montage, c'est à dire établir et calculer leur valeur efficace, leur valeur moyenne. Il y a plusieurs parties essentielles à distinguer :

- courant dans la charge
- courant dans les enroulements secondaires des transformateurs
- courant dans les enroulements primaires des transformateurs et dans la

ligne.

Le système fonctionne en onduleur et doit par conséquent débiter de l'énergie au réseau, cette énergie transmise doit remplir certaines conditions, pour éviter une perturbation du réseau ; Ces conditions sont -

- Avoir un courant transmis au réseau le plus proche de la sinusoïde.

La réalisation de ces conditions justifie notre choix de deux transformateurs l'un à enroulement en étoile et l'autre à enroulement ~~en triangle~~ du secondaire, la composition de ces courants donnera une forme approchant la sinusoïde ceci sera explicité par la suite lors de l'étude des courants de ligne.

Cette étude nous permet de bien dimensionner les composants du montage (choix du thyristor, choix des transformateurs...)

a.) Ordre de conduction des thyristors

Pour déterminer l'ordre de conduction, nous considérons une commutation naturelle pour faciliter la compréhension. Soit le montage de la figure 8. La tension délivrée entre MN et à chaque instant celle entre phase la plus élevée quelque soit le sens de cette tension positive ou négative. Soit le moment où la tension $V_{\sqrt{3}}$ passe par son maximum positif, cette tension est appliquée au circuit par l'intermédiaire des thyristors 1 et 6 qui sont parcourus dans le sens direct. Prenant maintenant le moment où cette tension passe par son minimum (maximum négatif) elle est encore appliquée aux bornes de la charge par l'intermédiaire des thyristors 3 et 4.

Pour les mêmes raisons lorsque V_3 est à son extrénum c'est les thyristors 1 et 6 qui conduisent, on voit que l'ordre de conduction est le suivant :

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

Donc chaque thyristor conduit pendant un tiers de période soit $2\pi/3$.

Cet ordre de conduction est représenté sur la figure 9.

Le montage est composé de deux ponts GREATZ mis en série, le débit sera donc égal à la somme de chaque pont en tenant compte du décalage entre eux.

A) COURANT CONTINU DANS LA CHARGE

Déterminer le courant continu c'est calculer la valeur et étudier sa forme lors du fonctionnement en redresseur. Le circuit est composé de résistance pure R , est d'une inductance totale L représentant l'inductance totale du circuit et l'inductance introduite pour le lissage du courant.

a) composante continue

Pour la détermination de cette composante L n'intervient pas car la fréquence f est nulle.

$$I_c = \frac{V_c}{R} \quad I_c = \frac{V_c \cos \alpha}{R}$$

R : résistance de la charge.

V_c : tension continue résultante lorsque $\alpha_1 = 0$.

Lorsque les deux blocs redresseurs travaillent avec des angles d'amorçage respectifs α_1 et α_2 , le courant dans la charge sera :

$$I_c = \frac{V_{c1} \cos \alpha_1 + V_{c2} \cos \alpha_2}{R}$$

$$V_c = \frac{3}{\pi} I I U_{\max} \cos \alpha_1$$

$$I_c = \frac{3}{\pi} U_{\max} \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{R}$$

b) Composante alternative

Le principe de superposition nous permet d'écrire pour la composante alternative de la tension continue :

$$U_{ca1} = V_{c1} - V_{cm1} \cos \alpha_1$$

$$U_{ca2} = V_{c2} - V_{cm2} \cos \alpha_2$$

Les deux blocs sont en série :

$$U_{cat} = U_{ca1} + U_{ca2}$$

avec :

$$U_{ca1} = L W \cdot \frac{d I_{ca1}}{d x}$$

$$U_{ca2} = L W \cdot \frac{d I_{ca2}}{d x}$$

$$U_{ca1} = V_{c1m} \cos \alpha_1 - V_{c1max} \cos \alpha_1 = L W \cdot \frac{d I_{ca1}}{d x}$$

$$U_{ca2} = V_{c2max} \cos \alpha_2 - V_{c2max} \cos \alpha_2 = L W \cdot \frac{d I_{ca2}}{d x}$$

Nous intégrons ces deux équations pour déterminer les composantes alternatives :

$$i_{ca1} = \frac{I}{LW} \int (V_{c1max} \cos \alpha_1 - V_{c2max} \cos \alpha_2) dx$$

$$= \frac{I}{LW} (V_{c1} \sin \alpha_1 - \alpha_1 V_{c2max} \cos \alpha_1) + C_1$$

$$i_{ca2} = \frac{I}{LW} (V_{c2} \sin \alpha_2 - \alpha_2 V_{c2max} \cos \alpha_2) + C_2$$

L'ondulation totale est la somme $i_{cat} = i_{ca1} + i_{ca2}$

Dans ce cas la période est de $2\pi/\omega$; on utilise la propriété que la valeur moyenne est nulle pour pouvoir déterminer les constantes d'intégration .

$$I/T \int_0^T i_{ca} dt = 0$$

Après calcul on tire ;

$$C_1 = \frac{V_{c1}}{LW} (\alpha_1 \cos \alpha_1 - \sin \alpha_1)$$

$$C_2 = \frac{V_{c2}}{LW} (\alpha_2 \cos \alpha_2 - \sin \alpha_2)$$

$$C_1 + C_2 = \frac{V_c}{LW} (\alpha_1 \cos \alpha_1 + \alpha_2 \cos \alpha_2 - \sin \alpha_1 - \sin \alpha_2)$$

$$I_{ca} = \frac{I}{LW} V_c \left\{ \sin \alpha_1 + \sin \alpha_2 \right\} - V_{cmax} \left\{ \alpha_1 \cos \alpha_1 + \alpha_2 \cos \alpha_2 \right\}$$

$$\frac{I}{LW} V_{cmax} (\alpha_1 \cos \alpha_1 + \alpha_2 \cos \alpha_2 - \sin \alpha_1 - \sin \alpha_2)$$

I_{ca} : est la composante alternative du courant continu.

Nous remarquons que $|X_1 - X_2| = \pi/6$
 c'est le déphasage entre les deux blocs.

$$X_1 = \omega t + \pi/6$$

$$X_2 = \omega t$$

c) Ondulation du courant continu

On définit le taux d'ondulation par la facteur $r_I = \frac{I_{ca\max}}{I_d}$

dans le cas de la commutation naturelle : $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$

$$I_{ca} = \frac{1}{L\omega} \left[V_c (\sin X_1 + \sin(X_1 + \pi/6)) - V_{c\max} (2X_1 + \pi/6) \right]$$

pour $\frac{dI_{ca}}{dX}$ on tire la valeur de X pour laquelle I_{ca} est maximum.

$$\text{on doit avoir : } \cos X = P/\pi \cdot \sin \pi/6$$

$$X_{\max} = \arccos \left(\frac{P}{\pi} \cdot \sin \pi/6 \right)$$

$$I_{c1\max} = \frac{V_c}{L\omega} (\operatorname{tg} X_{1m} - X_{2m}) ; I_{c2\max} = (\operatorname{tg} X_{2m} - X_{1m}) \frac{V_c}{L\omega}$$

$$I_{ca\max} = \frac{V_c}{L\omega} \left[\operatorname{tg} X_m + \operatorname{tg} \left(X_m + \frac{\pi}{6} \right) - 2 \left(X_m - \frac{\pi}{6} \right) \right]$$

$$X_T = \frac{V_c}{L\omega I_c} \left[\operatorname{tg} X_m + \operatorname{tg} \left(X_m + \frac{\pi}{6} \right) - 2 X_m - \frac{\pi}{6} \right]$$

B) Courants résultants dans les enroulements des transformateurs

Dans cette partie on va étudier les courants circulant dans les enroulements primaires et secondaires des transformateurs d'alimentation du groupe convertisseur.

a) Forme des courants de phase

On suppose que l'inductance est suffisamment grande pour considérer que les courants sont parfaitement lissés, et leur forme sera rectangulaire. Chaque phase débite deux fois pendant une période.

- Transformateur étoile-étoile

Le courant dans l'enroulement primaire et secondaire de la phase A par exemple sera de la forme représentée figure 10.

C'est donc un courant périodique de hauteur I_T .

Tel que :

T_0 : début de conduction :

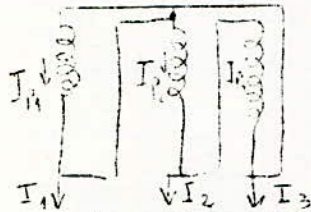
$$I_1 = I_d \quad \text{Si } T_0 \leq T \leq T_0 + \frac{2\pi}{3} \quad I_1 = 0 \text{ ailleurs}$$

$$I_1 = -I_d \quad \text{Si } T_0 + \pi \leq T \leq T_0 + \frac{5\pi}{3}$$

Le courant dans l'enroulement primaire sera de la même forme que le courant secondaire de la phase correspondante mais de hauteur $K I_d$ ou $K I_d = \frac{n_1}{n_2}$ le rapport de transformation. Ce courant est représenté par la figure 10 b.

a) Courant Transformateur étoile-triangle

Considérons le schéma de connexion de l'enroulement secondaire en triangle donné figure ci-dessous :



On voit que les courants de phase sont différents des courants de ligne, on a les courants de ligne qui correspondent aux courants dans la charge, leur composition nous donne les courants correspondant dans les phases successives A', B', C'.

Le couplage étant en triangle on a :

$$I_{S1} + I_{S2} + I_{S3} = 0$$

$$I_1 = I_{S1} - I_{S2}$$

$$I_2 = I_{S2} - I_{S3}$$

$$I_3 = I_{S3} - I_{S1}$$

D'après ce système d'équations on tire : I_{S1}, I_{S2}, I_{S3} ; en fonction de I_1, I_2 et I_3 et on trouve :

$$I_{S1} = \frac{2}{3} I_1 + \frac{1}{3} I_2 \quad (1)$$

$$I_{S2} = \frac{2}{3} I_2 + \frac{1}{3} I_3 \quad (2)$$

$$I_{S3} = \frac{2}{3} I_3 + \frac{1}{3} I_1 \quad (3)$$

On a vu que les courants de ligne de l'enroulement triangle ont la même forme de la même valeur que les courants dans l'enroulement étoile, faisant la composition pour la phase A du courant I_{SI} selon l'équation (1), on obtient la forme de ce courant sur la figure 10c.

Le courant dans l'enroulement primaire aura la même forme mais de valeur $K I$, ou K est le rapport de transformation.

b) Forme du courant de ligne

Les couplages primaires sont en étoile.

$$I_L(t) = I_{PH}(t)$$

La mise en parallèle donne un courant égal à leur somme

$$I_L(t) = I_{T1}(t) + I_{T2}(t)$$

I_{T1} : le courant dans le transformateur T_1

I_{T2} : le courant dans le transformateur T_2

On a un déphasage de $\pi/6$ entre le courant dans le transformateur T_1 et le courant dans le transformateur T_2 .

On composant ces deux courants, c'est à dire qu'on fait leur somme point par point, on tire le schéma de la figure 10.

Nous remarquons que c'est une forme proche de la sinusoïde, ceci justifie le choix du coupable l'un étoile et l'autre triangle. Pour déterminer les harmoniques, faisant la transformation de Fourier pour ces fonctions périodiques en supposant le rapport de transformation égal à l'unité.

Les transformations sont :

$$I_I = \frac{\sqrt{3} \cdot 2}{\pi} I_d \left[\sin X + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I \sin(6n \pm 1) X}{6n \pm 1} \right]$$

$$I_I = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin X + (-1)^n \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I \sin(6n \pm 1) X}{6n \pm 1} \right]$$

- Courants efficaces

$$I_{II} = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2} \pi} I_d = 0,7797 I_d$$

courant efficace total : $I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \sqrt{1 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{I}{6n \pm 1} \right)^2}$

$$\text{ou } \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{1}{6m \pm 1} \right)^2$$

$$I_{\text{eff}} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d \sqrt{1 - 1 + \frac{\pi^2}{9}} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{\pi}{3} I_d = \frac{\sqrt{3}}{3} I_d$$

$$I_{\text{eff}} = 0,8165 I_d$$

c) Valeur du courant de ligne

$$I_1 = \alpha P_1 + \alpha P_2$$

$$= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[2 \sin x + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{6m \pm 1} \sin(6m \pm 1)x + (-1)^m \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{6m \pm 1} \sin(6m \pm 1)x \right]$$

On remarque que les harmoniques d'ordre impair sont nulles, sauf celle d'ordre 1 ou première harmonique

$$I_1 = \frac{2}{\pi} \sqrt{3} I_d \left[2 \sin x + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{6m \pm 1} \sin(6m \pm 1)x \right] \text{ pour } m=2$$

Le courant de première harmonique a comme valeur efficace :

$$I_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}\pi} I_d \sqrt{4 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{(6m \pm 1)^2}}$$

$$= \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}\pi} I_d \sqrt{4 + \frac{\pi^2}{36} (\sqrt{3} + 2) - 1} \quad I_2 = 1,56 I_d$$

c) ETUDE DES COURANTS DANS LE CAS DE LA COMMUTATION RETARDEE

Soient α_1 et α_2 les angles d'amorçage de chaque bloc.

Posons: $D\alpha = \alpha_2 - \alpha_1$ $E_d = \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2}$

Le courant de ligne dans ce cas est représenté sur la figure 10c.

a) régime redresseur

$$0 \leq E_d \leq 1 \text{ si } \alpha_1 = 0 \text{ et } 0 \leq \alpha_2 \leq \pi \text{ on a } E_d = \frac{1 + \cos \alpha_2}{2}$$

$$\text{d'où } \cos \alpha_2 = 2E_d - 1 \text{ et } \alpha_2 = \arccos(2E_d - 1)$$

On introduit le retard dans l'expression du courant déterminée auparavant :

$$I_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin(x - \alpha_1) + \sin(x - \alpha_2) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{6m \pm 1} \sin(6m \pm 1)(x - \alpha_1) + (-1)^m \frac{1}{6m \pm 1} \sin(6m \pm 1)(x - \alpha_2) \right]$$

dans le cas où $\alpha_1 = 0$

$$I_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin x + \sin(x - \arccos(2E_d - 1)) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{6m \pm 1} \sin(6m \pm 1)x + (-1)^m \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{6m \pm 1} \sin(6m \pm 1)(x - \arccos(2E_d - 1)) \right]$$

b) Régime onduleur

Dans ce cas on a: $I \leq E_d \leq 0$; $0 \leq \alpha_1 \leq \pi$, $\alpha_2 = \pi$

$$I_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d \left\{ \sin(x - \alpha_1) + \sin(x - \alpha_2) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{6n \pm 1} \sin(6n \pm 1)(x - \alpha_1) + (-1)^n \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{6n \pm 1} \sin(6n \pm 1)(x - \text{Ar}(\cos(2E_d - 1))) \right\}$$

$= \pi$, $E_d = \frac{\cos \alpha_1 - 1}{2}$; $\alpha_1 = \text{Ar}(\cos(2E_d + 1))$

$$I_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d \left\{ \sin(x - \text{Ar}(\cos(2E_d + 1))) + \sin(x - \pi) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{6n \pm 1} \sin[(6n \pm 1)(x - \text{Ar}(\cos(2E_d + 1))) + (-1)^n \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{6n \pm 1} \sin(6n \pm 1)(x - \pi) \right\}$$

- Courant efficace de la fondamentale

$$I_2 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \sqrt{|E_d|}$$

- Amplitude des harmoniques

a) Régime redresseur

$$I_{6m \pm 1} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{3}{6m \pm 1} I_d \left\{ \sin(6m \pm 1)x + (-1)^m \sin(6m \pm 1)(-1 \cos(2E_d - 1) + x) \right\}$$

$$= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \frac{1}{6m \pm 1} \frac{\cos(6m \pm 1) \text{Ar}(\cos(2E_d - 1)) - (1 - (-1)^m)x}{2}$$

$(I_{6m \pm 1})_{\max}$ est maximum si $x = \pi/2$

$$(I_{6m \pm 1})_{\max} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \frac{1}{6m \pm 1} \frac{\cos(6m \pm 1) \text{Ar}(\cos(2E_d - 1)) - \pi/2 \cdot (1 - (-1)^m)}{2}$$

b) Régime onduleur

$$(I_{6m \pm 1})_{\max} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi \cdot 6m \pm 1} I_d \cos(6m \pm 1) \text{Ar}(\cos(2E_d + 1)) - \pi/2 \cdot (1 - (-1)^m)$$

- Courants efficaces

Régime redresseur et onduleur

$$I_{\text{eff}} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[I_d^2 \int_0^{\pi} \left(\sin x + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{6m \pm 1} (6m \pm 1)x \right)^2 dx \right]^{1/2}$$

$$= \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2} \pi} \left[I_d^2 \frac{\cos^2 \Delta \alpha}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{(6m \pm 1)^2} \cos^2(6m \pm 1) \left(\Delta \alpha - \pi/2 \cdot (1 - (-1)^m) \right)^2 \right]^{1/2}$$

- Variation du courant efficace en fonction de α

$$II \gg \alpha \gg 5\pi/6 \quad ; \quad 0 \leq E_d \leq I/2 - \sqrt{3}/4$$

$$I_{eff} = \frac{\sqrt{2}}{6} \sqrt{-\sqrt{3} I_d} = 0, \text{ sur } I_d$$

Dans cette partie le courant efficace est indépendant de

$$- 5\pi/6 \leq \alpha \leq \pi/6 \quad . \quad I/2 - \sqrt{3}/4 \leq E_d \leq I/2 + 3/4$$

Redresseur :
$$I_{eff} = \frac{I_d}{2} \sqrt{\frac{4 + 3\sqrt{3}}{2} + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} II - \text{ArcOS}(2E_d + I)}$$

Onduleur :
$$I_{eff} = \frac{I_d}{2} \sqrt{\frac{4 + 3\sqrt{3}}{2} - 2\sqrt{3} - \text{ArcOS}(2E_d + I)}$$

D'après ces calculs, on peut tracer la caractéristique du courant sur la figure II en unité relative.

$$\frac{I_{eff}}{I} = f(\cos \alpha + \cos \beta)$$

0) Facteur de forme du courant et de la tension

1°) facteur de forme du courant

C'est le rapport entre la valeur efficace de la première harmonique à la valeur efficace totale.

$$K_{FI} = \frac{I_{II}}{I_{eff}}$$

On fait le calcul pour le primaire de l'un des transformateurs :

$$K_{FI} = \frac{II}{I_{eff}} \quad K_{FI} = 0,9549$$

2°) Facteur de forme du courant débité par le réseau

$$K_{FI} = 0,9886$$

3°) Facteur de commutation

Ce facteur renseigne sur la forme de la tension lors de la commutation retardée.

$$K_c = \frac{I}{U_c} \frac{U_c \cos \alpha + \cos \beta}{E_c} = \frac{\cos \alpha + \cos \beta}{2}$$

4°) Facteur total de commutation

$$K_{FI} = K_{FI} \cdot K_c$$

$$K_{CI} = 0,9549 E_d$$

$$K_{CI} = K_{FI} \cdot K_c$$

$$K_{CI} = 0,9886 E_d$$

3°) Facteur de puissance

$$K_F = \frac{I_{II}}{I_{eff}} \quad ; \quad I_{II} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_d \cdot \sqrt{|E_d|}$$

- Pour $I/2 \leq E_d \leq I/2 + \sqrt{3}/2$, $0 \leq E_d \leq I/2 - \sqrt{3}/2$

$$K_F = \frac{I_{II} \cdot \sqrt{6}}{\sqrt{2 - \sqrt{3}} \cdot I_d} \quad ; \quad K_F = \frac{\sqrt{6} \cdot \sqrt{3}}{\pi \cdot 2 - 3} \cdot \sqrt{|E_d|} = 3,689 \sqrt{|E_d|}$$

- Pour $5I/6 \leq E_d \leq I/2 + \sqrt{3}/4$, $I/2 - \sqrt{3}/4 \leq E_d \leq I/2 + \sqrt{3}/4$

$$K_F = \frac{2 \cdot \sqrt{6} \cdot \sqrt{|E_d|}}{\pi \sqrt{4 + 3\sqrt{3}} - 2\sqrt{3} \arccos(2|E_d| - I)}$$

On peut tracer la courbe $K_F = f(E_d)$, qui donnera la variation du facteur de puissance en fonction de E_d , cette courbe est représentée figure I2 ;

IV°) PUISSANCES

a) Puissance active

$$P_a = U_c \cdot I_d \cdot E_d$$

On calcule la puissance réduite par rapport à la puissance absorbée pendant la commutation naturelle .

$$P_a = \frac{U_c \cdot I_d \cdot E_d}{U_c \cdot I_d} \quad ; \quad P_a^* = E_d^*$$

b) Puissance réactive

$$Q^2 = I^2 \cdot E_d^2$$

$$Q^2 = P_{ao}^2 - P_a^2 = (U_c \cdot I_d)^2 (I - E_d^2)$$

$$Q^* = \frac{U_c^2 \cdot I_d^2 (I - E_d^2)}{(U_c \cdot I_d)^2} \quad Q^* = I - E_d^*$$

c) Puissance apparente

$$S^2 = Q^2 + P^2 = (U_c \cdot I_d)^2 (I - E_d^2 + E_d^2)$$

$$= (U_c \cdot I_d)^2 \quad ; \quad S = U_c \cdot I_d$$

La puissance réduite est:

$$S^* = \frac{U_c \cdot I_d}{U_c \cdot I_d} \quad S^* = I$$

d) Puissance réduite des harmoniques

$$P_{H1}^* = \frac{\sqrt{1 - K_{F2}^2} \cdot S^*}{K_F}$$

$$\Gamma_{H2}^* = 0,3108$$

$$P_{H2}^* = \frac{\sqrt{1 - K_{F1}^2} \cdot S^*}{K_F}$$

$$P_{H1}^* = 0,1522$$

e) Puissance de dimensionnement

$$P_{D1} = \frac{\pi \cdot P}{K_{F1}} \quad ; \quad P_{D1}^* = \frac{\pi}{K_{F1}} \cdot \frac{P}{P} \quad ; \quad P_{D1}^* = 1,0472$$

$$P_{D2} = \frac{\pi \cdot P}{K_{F2}} \quad ; \quad P_{D2}^* = \frac{\pi \sqrt{3+2}}{6} \quad ; \quad P_{D2} = 1,0115$$

- Puissances des transformateurs

Cette puissance représente la puissance totale que délivrent les transformateurs, on étudie les puissances réduites pour faire des comparaisons.

$$P^* = \sqrt{P_a^{*2} + P_r^{*2} + P_f^{*2}}$$

$$P_{n1}^* = \sqrt{E_d^2 + 1 - E_d^2 + 0,3108^2} \Rightarrow P_{n1}^* = 1,0472$$

$$P_{n2}^* = \sqrt{E_d^2 + 1 - E_d^2 + (0,1522)^2} \Rightarrow P_{n2}^* = 1,0115$$

P_a^* : Puissance active réduite

P_r^* : Puissance réactive réduite

P_f^* : Puissance de distorsion réduite

Les courbes $P_a = f(\alpha_d)$; $S = f(\alpha_d)$; $P = f(\alpha_d)$ sont représentées sur la figure 13.

- Puissance réactive

$$Q = U_c \cdot I_d \left(\frac{\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2}{2} \right) ; \quad Q^* = \frac{\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2}{2}$$

$$Q^{*2} + \left(|E_d| - \frac{1}{2} \right)^2 = \left(|E_d| + \frac{1}{2} \right)^2 + E_d - E_d^2$$

$$Q^{*2} + \left(|E_d| - \frac{1}{2} \right)^2 = \left(\frac{1}{2} \right)^2$$

C'est l'équation d'un cercle de rayon $1/2$.

La Figure 14 de $Q^* = f(\alpha_d)$ montre que dans ce cas de montage que si α_1 et α_2 varient simultanément Q est plus grand que si un angle est fixé et l'autre varie ;

Dans ce cas c'est un demi cercle dont l'aire est deux fois plus petite, Pour régler la puissance réactive à son minimum un seul angle de commande sera

variable $\alpha_1 = 0$ α_2 variable
 $\alpha_2 = 0$ α_1 variable

- Puissance de distortion

Le courant débité n'est pas parfaitement sinusoïdal, il contient des harmoniques qui créent des pertes supplémentaires, ces pertes constituent la puissance de distortion et elle est fonction de la commutation.

- pour $\frac{\pi}{6} \leq \Delta x \leq 5\pi/6$, $0 \leq E_d \leq 1/2 - \sqrt{3}/2$

$$P_H = \sqrt{1 - \left(\frac{6}{\pi\sqrt{2-\sqrt{3}}}\right)^2 E_d} \cdot \sqrt{E_d} = \sqrt{5,1 - 36E_d}$$

- pour $5\pi/6 \leq \Delta x \leq \pi$, $1/2 + \sqrt{3}/4 \leq E_d \leq 1$

$$P_H^* = \sqrt{\pi\sqrt{2-\sqrt{3}} - 36E_d}$$

- pour $5\pi/6 \leq \Delta x \leq \pi$ $P_H^* = \frac{\sqrt{\pi^2(4+3\sqrt{3}) - 2\sqrt{3} \text{Arccos}(2E_d-1) - 4\sqrt{6}VE_d}}{2\sqrt{3}}$

D'après ces calculs, nous pouvons tracer la courbe $P_H = f(E_d)$, elle est tracée sur la figure I3, elle présente un maximum à au point $E_d = 1/2 + \sqrt{3}/4$ et un minimum au point $E_d = 1/2 - \sqrt{3}/4$.

- Puissance de dimensionnement

Cette puissance dépend de la qualité du courant et de la tension dans le transformateur.

- pour $\pi \leq \Delta x \leq 5\pi/6$, $0 \leq E_d \leq 1/2 - \frac{\sqrt{3}}{2}$

$$P_D^* = \frac{\pi\sqrt{2-\sqrt{3}}E_d}{6VE_d} = \frac{\pi\sqrt{2-\sqrt{3}}}{6} VE_d = 0,271 \cdot VE_d$$

- pour $5\pi/6 \leq \Delta x \leq \pi$, $1/2 + \sqrt{3}/4 \leq E_d \leq 1$

$$P_D^* = \frac{\pi}{2\sqrt{6}} \sqrt{\frac{4-3\sqrt{2}}{3} - 2\sqrt{3} \text{Arccos}(2E_d-1)}$$

- pour $\pi/6 \leq \Delta x \leq 0$, $1/2 - \sqrt{3}/4 \leq E_d \leq 1/2 + \sqrt{3}/4$

$$P_D^* = \frac{\pi\sqrt{\sqrt{3}+2}}{6} = 1,0115$$

La courbe P_D^* est représentée sur la figure I3; $P_D = 1,0115$ est le maximum.

- Facteur de puissance

$$\cos \varphi = \frac{P}{S}$$

$$\cos \varphi = \frac{P^*}{S}$$

$$\cos \varphi = \frac{E_d}{VE_d}$$

$$\cos \varphi = \sqrt{E_d}$$

L'amélioration de $\cos \varphi$ dépend essentiellement de E_d donc de la commutation.

$$\cos \varphi = \sqrt{E_d}$$

$$\cos^2 \varphi = \frac{\cos^2 \alpha_1 + \cos^2 \alpha_2}{2}$$

$$\cos \varphi = \sqrt{\frac{\cos^2 \alpha_1 + \cos^2 \alpha_2}{2}}$$

V) COMMUTATIONS

Dans la première partie de l'étude, nous avons considéré des angles d'amorçage nuls, c'est à dire que, dès qu'un des thyristors se désamorce le suivant s'amorce instantanément, ceci suppose que le circuit ne présente pas les inductances, car les inductances ne permettent pas une telle variation de courant, nous l'allons donc tenir de ces inductances. A

a) mise en évidence

Supposons qu'à chaque thyristor est associé une self en série et que l'ensemble de ces selfs représente l'inductance totale de ces circuits. Etudions alors le comportement de deux thyristors par exemple T_I et T_5 du montage de la figure 9. soit :

T_I est conducteur, en amorce T_5 à l'instant $t = t_0$

et soit :

L_{CI} l'inductance du thyristor T_I

Au moment où le courant dans T_5 augmente pour atteindre I_d , L_{CI} provoque une augmentation de tension alors L_{C5} se charge provoquant une chute de tension dans le bras de T_5 , ceci conduit à un retard du désamorçage de T_I pendant ce temps T_I et T_5 conduisent en même temps et provoquent un court circuit de la source.

Ce retard dure jusqu'à ce que le courant de T_I soit nul et celui de T_5 atteigne I_d . A chaque instant on doit avoir $I_I + I_5 = I_d$.

b) Vitesse de variation de courant dans les thyristors.

Les inductances L_{CI} et L_{C5} sont égales, les courants I_I et I_5 varient en sens contraire, la commutation aura lieu antérieurement :

$$L_{CI} \frac{dI_I}{dt} = - L_{C5} \frac{dI_5}{dt}$$

on a aussi :

$$U_{catI} = U_I - L_{CI} \frac{dI_I}{dt}$$

$$U_{cat5} = U_5 - L_{C5} \frac{dI_5}{dt}$$

Les deux cathodes sont au même potentiel donc :

$$U_{cat5} = U_{catI}$$

on tire de cette égalité :

$$- U_I + U_5 = 2 L_{CI} \frac{dI_I}{dt}$$

$$\frac{dI_I}{dt} = \frac{U_5 - U_I}{2L_C}$$

$\frac{dI_I}{dt}$ est la variation de la vitesse du courant dans le thyristor T_5 et T_I

On remarque d'après la formule de la vitesse de variation de courant que pour augmenter cette vitesse, on doit augmenter le rapport $I/2L_C$, et donc diminuer au maximum l'inductance L_C , de plus on peut augmenter la différence de phase

$$\frac{dI_I}{dt} \rightarrow \infty ; L_C \rightarrow 0 ; (U_5 - U_I) \rightarrow \infty$$

c) Angle de commutation

C'est l'angle de déphasage entre la commutation parfaite ($L_c = 0$) et la commutation réelle ($L_c \neq 0$) : γ

Pour un bloc triphasé

$$U = V_{\max} \sqrt{3} \sin \omega t \quad \text{or } U = V_{II} - V_5 \text{ pour } T_I \text{ et } T_5$$

$$\frac{dI}{dt} = \frac{I}{2L_c} (V_I - V_5)$$

La commutation se terminait quand $I = I_d$.

$$I_d = I = \frac{I}{T} \int_{\alpha_1}^{\alpha_1 + \gamma} \frac{U_{\max} \sqrt{3}}{2L_c} \sin \omega t dt$$

$$= I = \int_{\alpha_1}^{\alpha_1 + \gamma} \frac{U_{\max}}{W} \frac{1}{2L_c} \sin \omega t d(\omega t)$$

$$I_d = I = \frac{U_{\max}}{2L_c} \frac{I}{W} [-\cos \omega t]_{\alpha_1}^{\alpha_1 + \gamma}$$

$$I_d = [\cos \alpha_1 - \cos(\alpha_1 + \gamma)] \frac{U_{\max}}{2L_c W}$$

D'où :

$$\cos \alpha_1 - \cos(\alpha_1 + \gamma) = \frac{2L_c W I_d}{U_{\max}}$$

$$U_{\max} = \sqrt{3} V_{\max} = \sqrt{3} \sqrt{2} V_{\text{eff}}$$

$$\cos \alpha_1 - \cos(\alpha_1 + \gamma) = \frac{2L_c W I_d}{\sqrt{6} V_{\text{eff}}}$$

Par analogie pour le deuxième bloc nous aurons :

$$\cos \alpha_2 - \cos(\alpha_2 + \gamma) = \frac{2L_c W I_d}{\sqrt{6} V_{\text{eff}}}$$

Les deux blocs sont en série :

$$\frac{1}{2} [\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 - \cos(\alpha_1 + \gamma_1) - \cos(\alpha_2 + \gamma_2)] = \frac{4L_c W I_d}{\sqrt{6} V_{\text{eff}}}$$

Le nouvel E_d sera donc :

$$E_d = \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2} - \frac{\cos(\alpha_1 + \gamma) + \cos(\alpha_2 + \gamma)}{2}$$

d) Chute de tension due à la commutation

Pendant que deux thyristors conduisent en même temps, la tension résultante est égale à la moyenne des deux tensions de phases, la chute de tension sera donc :

$$\Delta U = V_5 - \frac{V_1 + V_5}{2} \quad \text{car du fait de } T_1 \text{ et } T_5$$

$$\Delta U = \frac{V_5 - V_1}{2} = 2 \cdot L_c \omega \frac{dI_1}{dt} \cdot \frac{1}{2} = L_c \omega \frac{dI_1}{dt}$$

- pour un seul bloc :

Cette chute étant celle nécessaire pour que I atteigne I_d , et cela 6 fois par période.

$$\Delta U = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} L_c \frac{dI_d}{dt} dt = \frac{1}{T} \cdot L_c \omega I_d$$

$$\Delta U = L_c \omega I_d \cdot \frac{1}{\frac{2\pi}{6} \cdot \frac{1}{T}} \quad ; \quad \Delta U = \frac{3 L_c \omega I_d}{2\pi}$$

$$\text{avec } T = \frac{2\pi}{\omega} \text{ et } T_1 = \frac{2\pi}{\omega} \cdot \frac{1}{6} \quad \Delta U = \frac{3}{\pi} L_c \omega \cdot I_d$$

- pour les deux blocs en série

La mise en série entraîne l'addition des deux chutes de chaque bloc!

$$\Delta U_T = \Delta U_1 + \Delta U_2 \quad \Delta U = \frac{6}{\pi} I_d \cdot L \omega$$

On ramène cette chute à la tension continue moyenne à vide

$$V_{cm} = \frac{3}{\pi} \cdot 2 U_{max} \quad , \quad U_{max} = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} U_{eff}$$

$$V_{cm} = \frac{6\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} V_{eff}$$

On avait vu que le courant efficace total est :

$$I_{eff} = \frac{\sqrt{\sqrt{3}+2}}{\sqrt{6}} I_d$$

ΔU sera égale à :

$$\Delta U = \frac{6}{\pi} \frac{\sqrt{6}}{\sqrt{\sqrt{3}+2}} I_{eff} \cdot L_c \omega$$

$$I_{eff} L_c \omega = X\% \cdot \frac{1}{100} \cdot \frac{\pi}{6\sqrt{\sqrt{3}+2}} \cdot V_{cm}$$

$$\Delta U_{com} = \frac{6 \cdot \sqrt{6}}{\pi \sqrt{\sqrt{3}+2}} \cdot \frac{\pi}{6\sqrt{3}} \cdot X\% \cdot V_{cm} = \frac{\sqrt{6}}{\sqrt{\sqrt{3}+2}} \cdot X\% \cdot V_{cm}$$

$$\Delta U_{com} = 1,268 \cdot X\% \cdot V_{cm}$$

e) Détermination de la réactance de commutation

X_c est la réactance de commutation, nous avons vu que durant le temps de commutation deux phases du transformateur sont en court-circuit. La réactance de commutation sera donc :

$$X\% = \frac{\Delta U_{com}}{V_{ca} \cdot I_{268}}$$

Cette réactance peut être déterminée à partir de la réactance de court-circuit des transformateurs, et de la réactance de la ligne cette dernière est généralement faible, on considère que cette réactance est proportionnelle aux réactances de court-circuit.

$$X\% = K X_{cc}\%$$

Nous supposons que la chute de tension inductive pour un pont GREATZ est :

$$dU_{com}\% = k U_{cc}\% \quad , \quad dU_{con}\% = 0,5 U_{cc}\%$$

$$dU_{com}\% = 0,5 \cdot 8\% = 4\%$$

1° Inductance de commutation

$$U = 6 \frac{L_c W}{\pi} I_d$$

$$\Delta U = \frac{6}{\pi} L_c W I_d, \quad L_c W = \frac{\Delta U \pi}{6 I_d}$$

$\Delta U = \frac{U\%}{100} U_{cc}$, $U_{cc} = 1,5 \cdot U_d$, le facteur 1,5 représente une sécurité supplémentaire dans les calculs.

$U_d = 1600$ V tension à vide que doit délivrer le redresseur.

$$\Delta U = 4 \cdot \frac{1600 \cdot 1,5}{100} \quad \Delta U = 83,2 \text{ V}$$

$$L_c W = \frac{83,2 \cdot \pi}{6 \cdot 9,275 \cdot 10^3} \cdot 5,3 \cdot 10^{-5} \text{ est le courant nominal.}$$

$$L_c W = 8,2 \text{ mH} \Rightarrow L_c = \frac{8,2}{100} = 0,082 = 8,2 \cdot 10^{-5} \text{ H}$$

Cette inductance est celle du régime de fonctionnement nominal.

- Inductances lors du fonctionnement au régime maximal.

$$L_c W = \frac{83,2 \cdot \pi}{6 \cdot 9,275 \cdot 1,46} = 4,7 \text{ mH}; \quad L_c = 1,5 \cdot 10^{-5} \text{ H}$$

2° résistance de la self de commutation

Avec une bonne approximation, nous pouvons considérer que cette résistance est "gale au 1/5 de la valeur de la réactance.

$R_{nominal}$ est égal 1,64 m Ω ; R_{max} égal 0,95 m Ω .

3° Angle de commutation

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \alpha$$

$$\frac{I}{2} (2 - \cos(\alpha - \cos \alpha)) = \frac{2 L_c W I_d}{\sqrt{3} V_c \text{ eff}}$$

- Régime nominal

$$I - \cos \delta = \frac{I_d}{2 \cdot C \cdot W} \cdot I_d$$

$$\cos \delta = \frac{I - 2L_c \cdot W \cdot I_d}{V_6, V_{eff}} \cdot V_{cm} = \frac{II}{6\sqrt{6}} \cdot V_{cm}$$

$$\cos \delta = \frac{2 L_c \cdot W \cdot I_d}{II \cdot X_{cm}} \cdot 6 - I$$

$$\cos \delta = 0,92 \quad \delta = 23^\circ$$

- Régime maximal

$$\cos \delta = 0,92 \quad \delta = 23^\circ$$

Nous trouvons le même angle de commutation pour les deux régions on considère donc que l'angle de commutation naturelle δ est égal à 23° .

4) Angle de recouvrement

Contrairement à ce que nous avons admis au début, les thyristors ne se désamorcent pas instantanément, il leur faut pour ce désamorcer un temps qui est de l'ordre de 200 à 400 μ s ; Un thyristor qui devait se désamorcer continu à conduire, en même temps un autre thyristor, et conducteur, la conduction simultanée entraîne un court-circuit ceci peut durer de 4° à 8° électriques ; Pour éviter cette conduction intempestive on prend un angle de retard δ égal 8° qu'on appelle angle de recouvrement.

5) Angle de retard à l'amorçage maximal

Nous avons vu que ~~le~~ théoriquement cet angle égal à 180° , il représente l'angle maximal d'amorçage pour le fonctionnement en onduleur, et pour avoir un fonctionnement stable on prend un angle $\alpha < 180^\circ$. Si α atteint 180° on risque d'avoir la conduction de deux thyristors ou de plusieurs, car si la commutation d'un thyristor à un autre ne se termine pas avant que la tension passe à son signe opposé, on aura une reconduction du thyristor qui devait se désamorcer et il en résulte une confusion entre le fonctionnement en redresseur et onduleur, et les circuits continus et alternatifs seront parcourus par des surintensités. Il faut donc :

$$\alpha_{max} < 180^\circ \quad \alpha_{max} = 180^\circ - \beta$$

Avec $\beta = \delta + \delta$

Généralement on prend $\alpha_{max} = 150^\circ$

Pour chaque bloc il faut que $\cos(\delta - \delta) > -\cos \delta_c$; $\delta_c = 180^\circ - 8^\circ$

$$\cos(\delta + \gamma) = -\cos \delta_{01}$$

$$\cos(\delta + \gamma) \neq \cos \delta_{01} = d'le$$

d'où

$$\cos \hat{\gamma} = -\cos \delta_{01} + \frac{2 \Delta U_{com}}{U_{co}}$$

Pour un bloc : $U_{com} = \frac{U_{co}}{2}$

$$\cos \hat{\gamma} = -\cos \delta_{01} + \frac{\Delta U_{co}}{U_{co}}$$

Pour les deux blocs

$$\frac{\cos \hat{\gamma}_1 + \cos \hat{\gamma}_2}{2} = \frac{-\cos \delta_{01} + \cos \delta_{02}}{2} + 2 \frac{\Delta U_{com}}{U_{co}} \quad \Delta U_{com} = 83,7 \text{ V}$$

$$\hat{\gamma}_1 = \hat{\gamma}_2 = 23^\circ$$

$$U_{co} = 2080 \text{ V}$$

$$\delta_{01} = \delta_{02} = 180^\circ - 8^\circ = 172^\circ$$

d'où

$$\cos \hat{\gamma} = -\cos 172^\circ + \frac{2 \cdot 83,7}{2080} ; \quad \hat{\gamma} = 155^\circ$$

On prend généralement cet angle égal à 150° pour multiplier la sécurité de fonctionnement sans défaut de l'onduleur.

L'angle de commande pour chaque bloc doit être compris entre 23° et 153° au dessous de 25° le réglage n'a aucun sens car il est faussé par la commutation au dessus de 153° on a un fonctionnement dangereux, court-circuit et confusion de travail entre le redresseur et l'onduleur.

6°) Remarques concernant la commutation

Dans notre travail nous avons envisagé que la commutation entre deux thyristors ce qui b'est valable que si l'on suppose que notre redresseur ne fonctionnera qu'en regime normal, c'est à dire pas de surcharges qui dépassent l'admissible.

Or dans la pratique et pendant son fonctionnement il est soumis à plusieurs facteurs de réaction extérieurs fugitives qui durant leur présence provoquent un régime de fonctionnement transitoire durant lequel on peut avoir d'autres commutations qui diffèrent di binaire.

- Régime de Fonctionnement 2- 3

Le débit dans ce cas se fait alternativement sur 2 ou 3 thyristors on distingue durant ce cycle de fonctionnement deux étapes de commutation.

- Etape sans commutation, deux thyristors sont conducteurs dans l'ordre normal. (ex. T₂ et T₅).

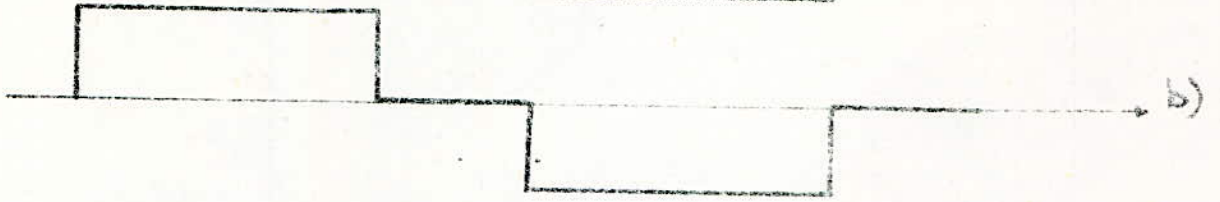
- Etape de commutation où trois thyristors sont conducteurs (ex: T₁, T₅ et T₆), on a dans ce cas la commutation de courant d'une soupape à la suivante et par conséquent un court-circuit sur deux phases du transformateur.

Fig: 10

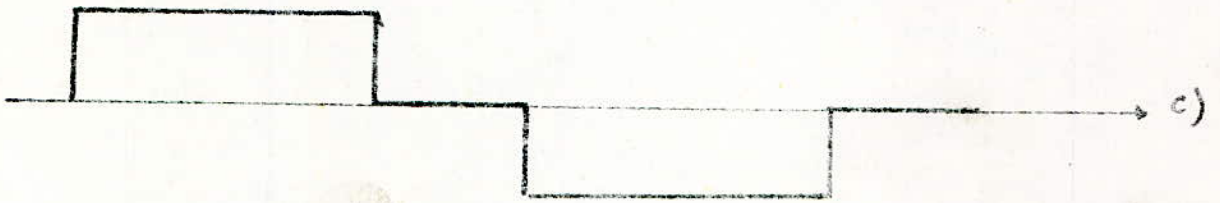
Forme des courants primaires et secondaire a $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$



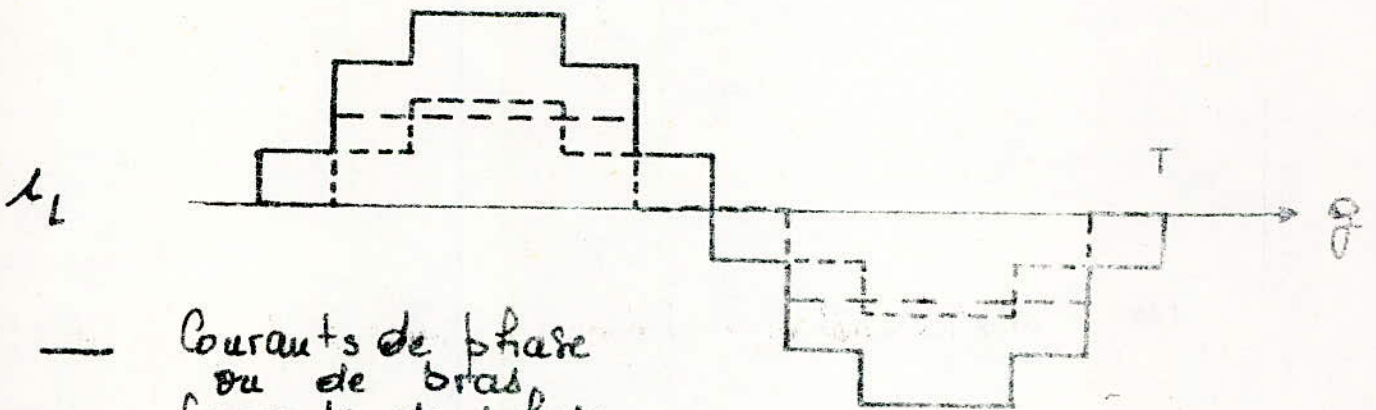
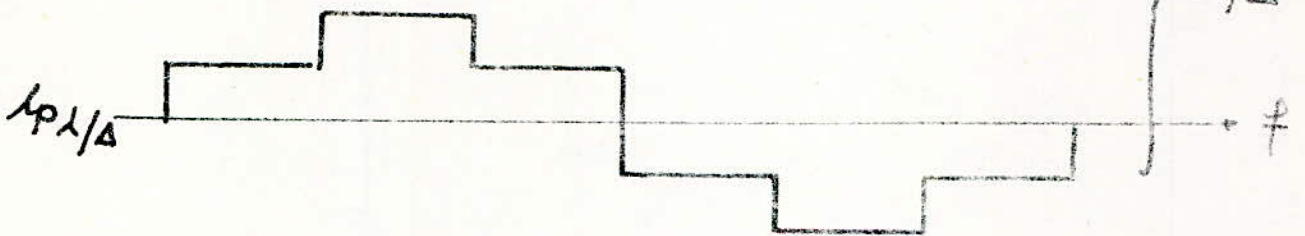
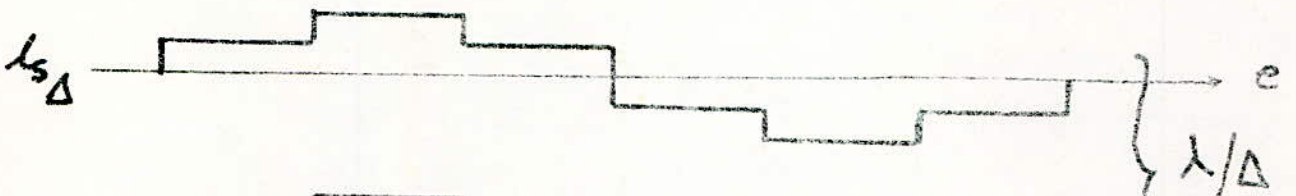
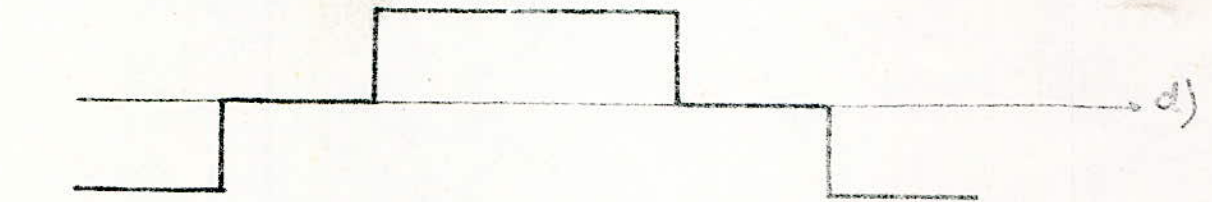
$p = K I_s$
 λ / λ



bras A: I_A



bras B: I_B

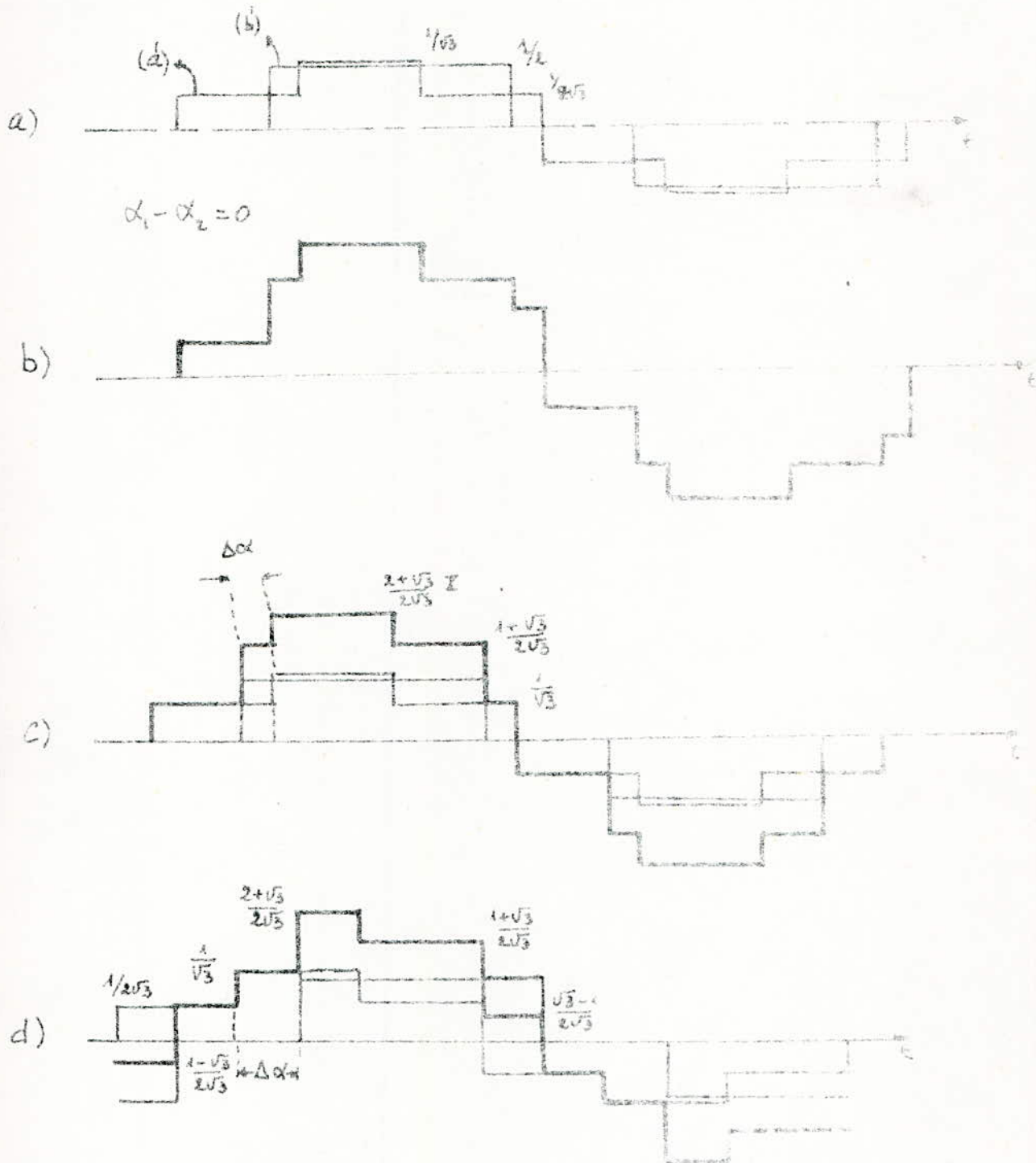


— Courants de phase ou de bras
--- Courants de phase

Le lissage est supposé parfait.

Fig: 10

Forme des Courants de Ligne en Fonction du Retard a La Commutation.



— Forme du courant primaire (a: $\frac{1}{\sqrt{3}}$ ou $\frac{1}{2}$)
 — Courant de ligne ($I_L = I_P \frac{1}{\sqrt{3}}$ ou $\frac{1}{2}$)

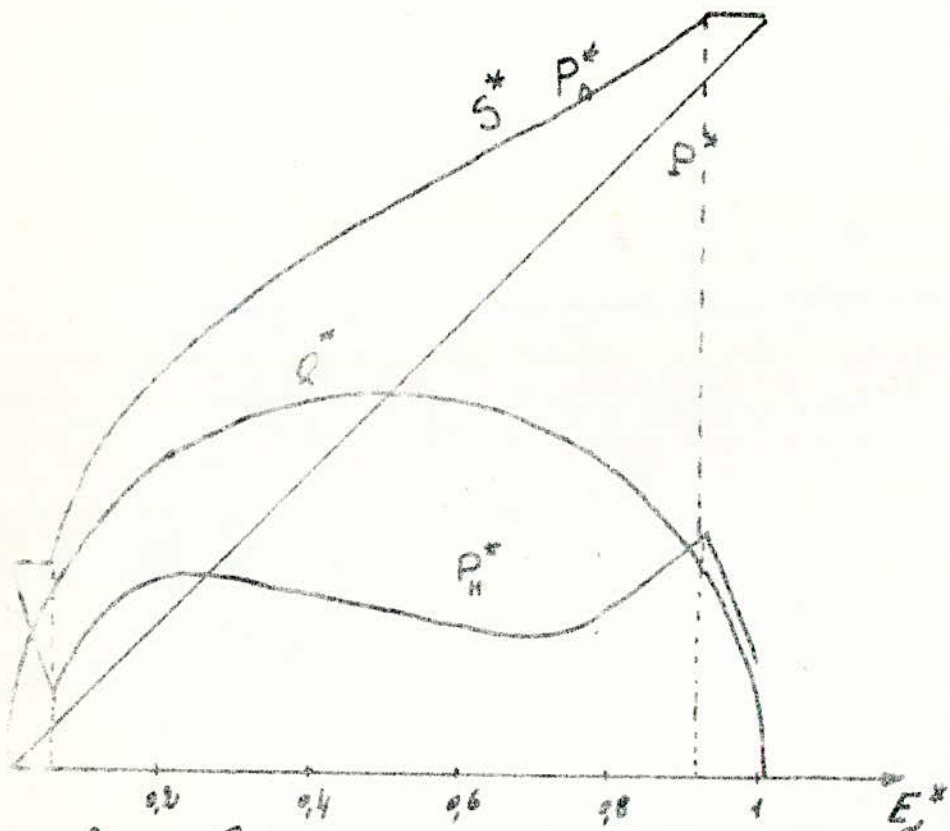


Fig 13 COURBES des PUISSANCES EN FONCTION de E_d^*

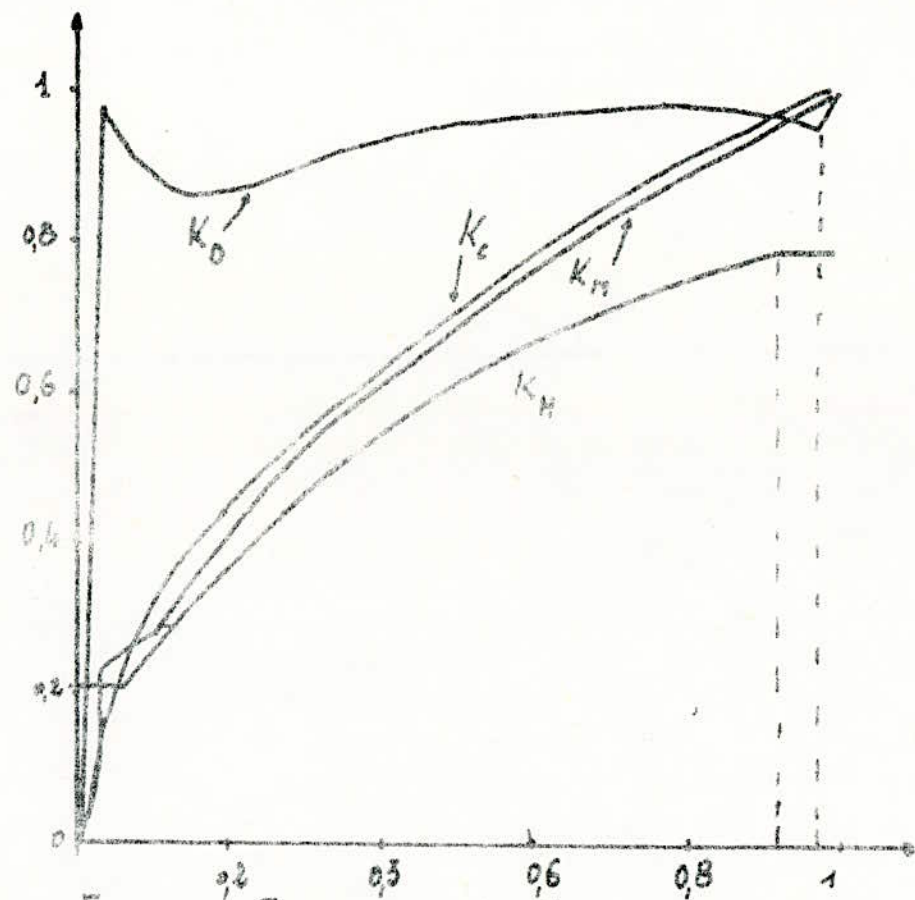
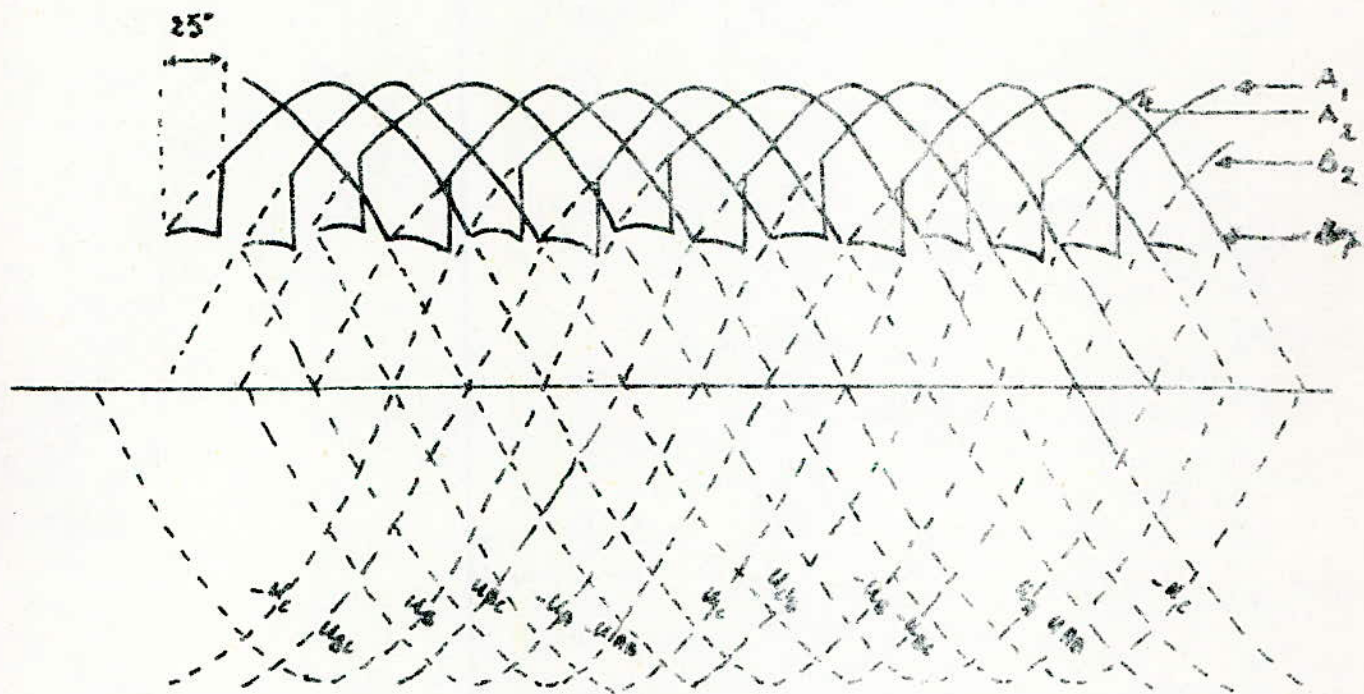


Fig 12 : FACTEURS de PUISSANCE en FONCTION de E_d^*



A_2, A_1 : Tension Redressée par le côté positif
 B_2, B_1 : " " " " " Négatif.
 A : Tension Resultante du bloc (I) $A_1 + B_1$
 B : " " " (II) $B_2 + A_2$
 C : Tension fournie à l'utilisateur

fig: 14

TENSIONS Resultante en tenant compte
 de la COMMUTATION

Vb) CARACTERISTIQUES DU GROUPE TRANSFORMATEUR REDRESSEUR.

Nous supposons pour aborder cette étude que les chutes de tension pendant la marche en regime nominal ne dépassent pas 30 % .

a) Coté continu

La tension redressée à vide est : $U_{co} = U_{ca} + \Delta U_c$

$$U_{co} = 1600 (1 + 0,3) \cdot V$$

$$U_{co} = 2080 \text{ V}$$

Le courant continu moyen est:

$$I_N = \frac{P_N}{\lambda} U_N \quad I_N = \frac{4 \cdot 10^6}{0,95 \cdot 800}$$

$$I_N = 5,3 \text{ KA}$$

Pendant le démarrage le moteur est appelé à fournir une puissance de $1,75 P_N$, le courant de démarrage est :

$$I_d = 1,75 I_N$$

$$I_d = 9,275 \text{ KA}$$

b) Coté alternatif

- Tension entre deux bras

Cette tension est égale à la tension composée du transformateur λ/λ et à la tension de phase du transformateur λ/Δ .

$$U_m = U_c \cdot \frac{\sqrt{3}}{6}$$

$$U_m = 1089,1 \text{ V}$$

- Tension efficace des deux transformateurs

$$\lambda/\lambda \quad V_{eff T_1} = \frac{1089,1}{3 \sqrt{2}}$$

$$V_{eff T_1} = 444,6 \text{ V}$$

$$\lambda/\Delta \quad V_{eff T_2} = \frac{1089,1}{3 \sqrt{2}}$$

$$V_{eff T_2} = 470,11 \text{ V}$$

- Courant dans les secondaires des transformateurs
C'est le courant d'un bras du redresseur.

$$I_{eff} = \frac{\sqrt{V_1^2 + V_2^2}}{\sqrt{6}} I_d$$

$$I_{eff} = 7,315 \text{ KA}$$

Ce courant est délivré par chaque transformateur quelque soit sa connection

- Courants efficaces des phases des transformateurs

λ/λ Le courant du bras redresseur est celui délivré par la phase

$$I_{eff T_1} = 7,315 \text{ KA}$$

~~λ/Δ~~ Pour le transformateur λ/Δ ; le courant du bras est le courant composé,

$$I_{eff} = \frac{7,315}{\sqrt{3}}$$

$$I_{eff T_2} = 4,224 \text{ KA}$$

- Tension inverse maximale

La tension inverse pour un pont de Greatz est $U_{in} = \sqrt{3} V_m$

$$U_{in} = 444,6 \cdot 3 \cdot 2$$

$$U_{in} = 1089 \text{ V}$$

c) Choix des thyristors

Les facteurs essentiels qui déterminent le choix d'un thyristor sont : le courant direct ; la tension inverse , la tension directe ; nous avons opté pour un thyristor du type B. st . PO .72 ; de marque SIEMENS , ces caractéristiques sont :

Tension directe de crête : 900 v

Tension inverse de crête : 900v

Chute de tension à l'état passant à I200 A : 1,7 v

Courant moyen à $t = 10^0$: 490 A

- Association des thyristors

Le courant de dimensionnement I_D est pris égal à $2,5 I_n$ selon les normes soviétiques .

$$I_D = 13,25 \text{ KA}$$

Nous devons faire une association de thyristors en parallèle , un thyristor fait passer un courant de I400 A le nombre de branches en parallèle est :

$$N_I = \frac{I_{ph} \cdot 2,5}{I_{400}} = 7,45$$

$$N_I = 8$$

La mise en série répond aux exigences des normes qui stipulent , que la tension inverse soit multipliée par 3 pour plus de sécurité .

$$U_{redr} = V_{eff} \cdot \sqrt{2} = 828,75 \text{ V}$$

$$U_{D \text{ ond}} = \frac{800 \cdot 2}{2} = 800 \text{ V}$$

$$U_{inv, redr} = 1089,75 \text{ V}$$

$$U_{inv, ond} = 800 \text{ V}$$

La tension inverse que doit supporter le bras de montage est :

$$U_{inv} = 3 \cdot 1089 = 3267 \text{ V}$$

$$U_{inv} = 3267 \text{ V}$$

Le nombre d'éléments en série est $N_a = \frac{3267}{900} = 3,63$

$$N_2 = 4$$

Le nombre total de thyristor de l'installation :

$$(3 \times 4) \times 3 \times 2 \times 2 = 384 \text{ thyristors .}$$

d) Inductance de lissage

Cette inductance sert au filtrage des harmoniques supérieures. Le courant redressé n'est pas parfaitement continu alors l'inductance de lissage le lisse si on ne tient compte que des harmoniques obtenues pour le taux d'ondulation est :

$$I_{(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_D \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n(2n+1)} \sin(2n+1)\omega t$$

$$I_{(1)} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_D \sqrt{\left(\frac{1}{4}\right)^2 + \left(\frac{1}{24}\right)^2 + \left(\frac{1}{35}\right)^2 + \left(\frac{1}{25}\right)^2} = 0,113 I_D$$

$$t = \frac{I_{(1)}}{I_D} = 0,113$$

$$\underline{t = 0,113}$$

Le taux d'ondulation est de 10 %.

Le facteur de forme de la tension est :

$$K_{ond} = \frac{2}{K^2 p^2 - 1} \quad \text{pour } K = 2, 4, 6$$

$$K_{ond} = 2 \sqrt{\left[\left(\frac{1}{2}\right)^2 + \left(\frac{1}{2^2-1}\right) + \left(\frac{1}{6^2-1}\right) + \left(\frac{1}{4^2-1}\right)\right]} = 0,2$$

$$\underline{K_{ond} = 0,2}$$

D'après la loi d'ohm :

$$U_{ond} = I_{ond} \cdot jL\omega$$

$$U_{ond} = I_{ond} \cdot L\omega \Rightarrow U_{ond} \% = I_{ond} \% \cdot L \cdot \omega$$

$$L\omega = \frac{0,2 U_{\%}}{0,1 I_{\%}} = 0,345 \Omega$$

$$f = 50 \text{ Hz} \quad \omega = 2\pi 50 \quad L = 1,098 \text{ mH} \quad \underline{L = 1,1 \text{ mH}}$$

Pour pouvoir réaliser un filtrage de tension et de courant correspondant à $t = 0,1$ et $K = 2$, il faut que le circuit ait une réactance de $0,345 \text{ m}\Omega$ soit une inductance de $1,1 \text{ mH}$. On va calculer les inductances présentes dans le circuit, principalement l'inductance des moteurs, et voir s'il y a lieu d'ajouter une inductance supplémentaire.

-Inductance des moteurs

Les deux moteurs sont mis en série, leur inductance respective s'ajoutent

$$L\omega = \frac{K \cdot 50}{2\pi \cdot N \cdot p} \cdot \frac{U_N}{I_N}$$

$$N = 150 \text{ tr/min}, U_N = 800 \text{ V}, I_N = 3,275 \text{ kA}$$

$$L\omega = 0,1375 \text{ m}\Omega \quad (L\omega)_{\text{total}} = 0,1375 \times 2 = 0,275 \text{ m}\Omega$$

La self équivalente est :

$$L = 0,275 / 2\pi \cdot 50 = 0,00219 \text{ mH}$$

$$\underline{L = 0,275 \text{ m}\Omega}$$

Nous avons vu que, pour avoir un lissage de 10 %, on devait avoir une inductance égale à 1,1 mH, il est donc nécessaire de rajouter au circuit une inductance supplémentaire tel que $L = L_{ind} + L_{suppl}$

$$L_{suppl} = L - L_{ind} \quad , \quad L_{suppl} = 1,1 - 0,275 = 0,825 \text{ mH} \quad , \quad \underline{L_{suppl} = 0,825 \text{ mH}}$$

Nous mettons en série avec les moteurs une inductance supplémentaire.

e) Chutes de tension

Nous calculons de nouveau les chutes de tension car il y a de nouvelles composantes (inductance supplémentaire).

- Calcul de la résistance ou de l'inductance du circuit.

- Inductance des transformateurs.

$$\frac{\Delta U_{cc}}{\Delta I} = 5\% \frac{V_{eff}^2}{I_{eff}^2} \quad , \quad L_{WT} = \frac{\Delta U_{cc}}{400} \frac{V_{eff}}{I_{eff}} = 3,7 \text{ m}\Omega$$

$$\underline{L_{WT} = 3,7 \text{ m}\Omega}$$

- Résistance des transformateurs

$$R_T = \frac{\Delta U_{cc} \%}{100} = \frac{V_{eff}}{I_{eff}} = 2,63 \text{ m}\Omega$$

$$\underline{R_T = 2,63 \text{ m}\Omega}$$

- Résistance interne d'un thyristor

$$R_{T_i} = \frac{\Delta U}{I_{eff}} = \frac{1,1}{1200} = 0,916 \text{ m}\Omega$$

- pour un bras redresseur de résistance est :

$$\Delta U = 1,7 \text{ V à } 1200 \text{ A} \quad R_{max} = \frac{1,7 \cdot 4}{1200} = 0,566 \text{ m}\Omega \times 4 \quad \underline{R_{br} = 2,264 \text{ m}\Omega}$$

- Résistance de la bobine supplémentaire

avec une bonne approximation, elle est égale à 1/5 de la valeur de la réactance.

$$R_b = \frac{0,825 \cdot 2\pi \cdot 50}{5} = 0,052 \Omega$$

$$R_b = 0,052 \Omega$$

- Résistance des moteurs

Nous supposons que les pertes joule sont de 50% des pertes totales. $R_{ind} \cdot I_m^2 = 50\% (1 - \eta_m) U_N I_N$

$$R_{ind} = 2,06 \text{ m}\Omega$$

pour les deux moteurs

$$R_{ind,tot} = 2,06 \text{ m}\Omega$$

1) Chutes dans les transformateurs

$\Delta U_{cc} \% = 4\%$: pour chaque transformateur

$\Delta U_{cc} \% = 2 \times 4\%$ pour les deux transformateurs

$$\Delta U_T = \frac{(I_{eff})^2}{100} \cdot 4 \cdot 2 = 87,13 \text{ V}$$

$$\underline{\Delta U_T = 87,13 \text{ V}}$$

2) Chutes de tension dans les thyristors

$$\Delta U_{th,tot} = \Delta U_{th} \cdot 4 = 1,42 \times 4 = 5,68 \text{ V}$$

$$\underline{\Delta U_{th} = 5,6 \text{ V}}$$

3) Chute inductive

Pour le redresseur ces chutes sont essentiellement dues à la commutation, tandis que pour l'onduleur ces chutes sont dues à la bobine de lissage ; on ne s'intéresse pas aux chutes de tension dans le cas de l'onduleur car la tension délivrée ne dépasse pas la tension nominale des transformateurs.

$$\Delta U_{\text{com}} = X_{\text{com}} \% \cdot V_{\text{cm}} = 1,268 = 1,268 \cdot 0,012 \cdot 1600 = 25,07 \text{ V}$$

4) Chute de tension totale

$$\Delta U = \Delta U_{\text{TR}} + 2\Delta U_{\text{com}} + 2\Delta U_{\text{Th}} = 87,13 + 25,07 + 2 \cdot 26 = 150,37 \text{ V}$$

$$\Delta U \% = \frac{150,37}{1600} \cdot 100 = 9,4 \%$$

$$\Delta U = 9,4 \%$$

Lors du dimensionnement des transformateurs, on a prévu une chute relative de 30 %, cette chute contient les 10 % de la réserve de réglage, la chute réelle est donc de 20 %, par calcul nous avons trouvé une chute de 10 %, les 10 % de différence seront une sécurité supplémentaire qui compensera les chutes dues à : la protection, les connexions..., nous ne changerons pas l'hypothèse d'avoir prévu une chute de 30 %.

f) Puissances et choix des transformateurs

Soit K_1 et K_2 les rapports de transformation, le réseau d'alimentation est choisi pour répondre à la puissance à transiter ; nous avons opté pour un réseau de 30 KV.

- Rapport de transformation

$$K_1 = \frac{U_{\text{red}}}{V_{\text{30KV}}} = \frac{30 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 1089} = 15,9 \text{ pour } T_1 (\Delta/\lambda)$$

$$K_2 = 27,34 \text{ pour } T_2 (\lambda/\Delta)$$

- Courants primaires et de ligne

Le courant de phase du transformateur Δ/λ est égal au courant composé du transformateur λ/Δ .

$$I_{\text{eff } \Delta/\lambda} = I_{\text{eff } \lambda/\Delta}$$

$$I_{\text{eff } \lambda/\Delta} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot 327 \text{ KA}$$

$$I_{\text{eff } \Delta/\lambda} = 7,569 \text{ KA}$$

$$I_{\text{eff } \Delta/\lambda} = 7,569 \text{ KA courant composé}$$

$$I_{\text{eff } \lambda/\Delta} = 6,369 \text{ KA courant simple}$$

$$I_{\text{eff } \Delta/\lambda} = 2,75 \text{ KA}$$

Puissances des transformateurs

Pour calculer les puissances, nous nous limiterons aux cas suivants:

commutation instantanée $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$

commutation retardée $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_{com}$

ce calcul est un cas particulier du calcul de puissances.

a) Puissance active

$$P_a = U_c \cdot I_c \cdot \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2}$$

pour $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$; $P_a = 1600 \cdot 9,275 = 14,84 \text{ MW}$

pour un seul transformateur $P = 6,975 \text{ MW} = 6,975 \text{ MW}$

b) puissance réactive

$$Q = U_c \cdot I_c \cdot \frac{\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2}{2}$$

pour $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ cette puissance est théoriquement nulle.

pour $\alpha_1 = \alpha_2 = 23^\circ$, $Q = 1600 \cdot 9,275 \cdot \sin 25^\circ = 5,075 \text{ KVar}$.

pour chaque transformateur $Q = 2,5375 \text{ KVar}$.

c) Puissance de distortion

Nous avons calculé :

$$P_H^* = \frac{\sqrt{1 - K_H^2}}{K_H} \cdot \sqrt{E_d}$$

pour $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$, $E_d = 1$

$$K_H = \frac{6}{\pi \sqrt{2 + \sqrt{3}}}$$

$$P_H^* = \frac{\sqrt{\pi^2 (\sqrt{2 + \sqrt{3}})^2 - 1}}{3,6} \cdot \sqrt{E_d}$$

dans le cas ou $E_d = 1$; $P^* = S^* = 1$

$P_H = 0,1522 \cdot 14,84 = 2,258 \text{ MW}$, c'est la puissance maximale de distortion ;

d) Puissance de dimensionnement

Cette puissance tient compte de toutes les puissances actives, réactives, et de distortion que doivent délivrer les transformateurs.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

pour $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$, $S = P = 14,84 \text{ MW}$; $S \approx 15 \text{ MVA}$

pour $\alpha_1 = \alpha_2 = 23^\circ$, $S = \sqrt{2,258^2 + 14,84^2 + 5,075^2} = 15,25 \text{ MVA}$

pour chaque transformateur $S = \frac{15,25}{2} = 7,625 \text{ MVA}$

Cette puissance est la puissance que doit délivrer chaque transformateur et ceci sans tenir compte des chutes de tension, elle ne tient compte que des harmoniques

c) Facteur de puissance

ce facteur dépend de l'impédance du circuit or cette impédance est difficile à calculer, nous supposons le facteur de puissance égal au cosinus de l'angle formé par la somme des angles de commutation et de commande :

$$E_d = \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 - \cos(\alpha_1 + \alpha_2) - \cos(\alpha_2 + \alpha_1)$$

$$\cos \varphi = \cos \left[\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} + \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \right]$$

3^{ème} PARTIE

ALIMENTATION DE L'EXCITATION

I) MODE D'ALIMENTATION

Page 39

II) ETUDE DU PONT

a) Tension continue moyenne

Page 39

b) Harmoniques délivrées par ce montage

Page 39

c) Forme du courant

Page 39

- Courant maximal de première harmonique

Page 40

- Courant efficace au secondaire

Page 40

d) Commutation

Page 40

III) TRANSFORMATEUR

- Tension du transformateur

Page 41

- Rapport de transformation

Page 41

- Courant de ligne

Page 41

- Courants efficaces

Page 42

IV) CARACTERISTIQUE DE COMMANDE

Page 42

V) CARACTERISTIQUE EXTERNE

Page 42

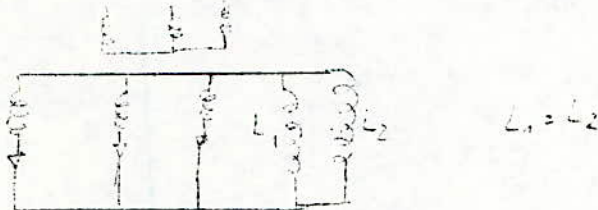
V) MODE D'ALIMENTATION DE L'EXCITATION

1°) mode d'alimentation

Pour le choix du montage d'alimentation de l'excitation on se base sur les hypothèses suivantes:

- Faible puissance
- Possibilité de variation de l'excitation pour obtenir une vitesse maximale des moteurs
- l'inversion du sens de rotation ne se fait pas par l'inversion des bornes de l'excitation .

Le choix du montage sera simple , le montage est représenté sur la figure ci-dessous .



Le pôle positif du circuit est l'anode des thyristors tandis que le pôle négatif est le point neutre des phases .

2°) Etude du pont

Nous allons étudier brièvement ce pont car l'étude a été vue dans l'alimentation de l'induit .

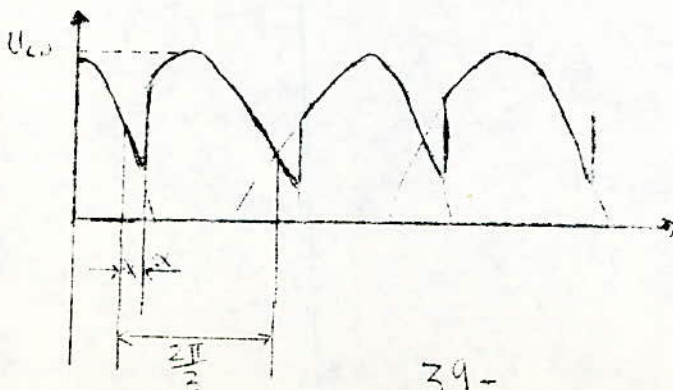
a) Tension continue

Le montage a trois pulsations , la tension résultante sera :

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6 - \alpha}^{\pi/6 + \alpha} \sqrt{2} V \sin \omega t \, d\omega t$$

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \sqrt{2} V [\cos(\pi/6 + \alpha) - \cos(5\pi/6 + \alpha)]$$
$$U_d = 1,17 \cos \alpha \cdot V$$

La tension redressée est représentée sur la figure ci-dessous .



b) Harmoniques obtenues par ce montage

Le coefficient d'ondulation est:

$$K = \frac{U_{eff}}{U_c} \quad , \quad K = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3-1}} \left(1 - \frac{1}{(3-1)^2} \right)^{1/2}$$

Dans ce cas de montage $P=3$ les fréquences sont multipliées par 3, les harmoniques sont plus nombreuses et d'amplitude plus grande.

$$V_K = \sum_{K=2}^{\infty} U_c \frac{K}{3^2 K^2 - 1} \left[\sin(2\pi \cdot 3\omega t) - \frac{2}{3^2 K^2 - 1} \sin(6\pi \cdot 3\omega t) \right]$$

c) Forme du courant

Les courants primaires et secondaires sont la même forme vu que le couplage est le même.

$$I_{\lambda} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin(\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{3n^2 - 1} \sin(3n\pi \pm 1) \right]$$

- Courant maximum de la première harmonique

$$I_{21} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad ; \quad I_{21} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} 50 \times 2 = 55,13 \text{ A}$$

- Courant efficace au secondaire

$$I_{eff} = \frac{\sqrt{3}}{\pi \sqrt{2}} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{3n^2 - 1} \right]^2 I_d$$

$$I_{eff} = I_d \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{\sqrt{3}} = 50 \text{ A}$$

d) Commutation

La présence d'inductance dans le circuit rend la commutation non instantanée d'un angle

$$DU_x = \frac{2}{2\pi} X_c I_d$$

$$DU_x = \frac{U}{U_c} = \frac{3 X_c I_d}{2\pi U_c}$$

$$X_c = \frac{\sqrt{2} \pi U_c}{\sqrt{3} I_c} = \frac{U_c}{U_c} = 1$$

$$X_c = 0,4 \text{ } \Omega$$

d'où L (l'inductance), $L = \frac{0,4}{2\pi \cdot 50}$, $L = 1,3 \text{ mH}$

-- Angle de commutation

On tire d'après la première partie l'angle de commutation à commande naturelle

$$1 - \cos \gamma = \frac{2 X_c I_d}{V_c \sqrt{3}}$$

$$\cos \gamma = 1 - \frac{2 \cdot 0,4 \cdot 100 \cdot 1,17}{2 \cdot 230 \cdot \sqrt{3}}$$

$$(\cos \gamma = 0,82) \quad \gamma = 34^\circ$$

III) TRANSFORMATEUR

Pour étudier le transformateur d'alimentation du convertisseur de l'excitation, nous considérons que les chutes de tension sont :

$$\Delta U_T = U_{CC} = 8\%$$

$$\Delta U_R = 2\%$$

$$\Delta U_{com} = 5\%$$

La réserve de réglage est prise égale à 4%

La chute de tension totale est donc égale à : $\Delta U = (8 + 8 + 5 + 4)\% = 22\%$

- Tension du transformateur

Le transformateur doit délivrer une tension V correspondant à la tension délivrée aux bornes du redresseur.

$$U_d = 1,17 V_m \quad \text{or} \quad U_d = (1 + 0,2) \cdot 230 \cdot V$$

$$V = \frac{1,22 \cdot 220}{1,17} = 230 \text{ V}$$

$$\underline{V = 230 \text{ V}}$$

- Rapport de transformation

Le transformateur doit avoir une tension primaire de 30 kV, la tension du réseau, pour avoir une tension de 230 V, le rapport de transformation sera :

$$K = \frac{30 \cdot 10^3}{230 \cdot \sqrt{3}} = 75,3$$

$$K = 75,3$$

- Courant de ligne

$$I_{L \max} = 55,15 \text{ A}$$

Le courant maximal au primaire sera : $I_{\max} = \frac{55,15}{75,3} = 0,732 \text{ A}$

- Courant efficace

$$I_{eff} = 50 \text{ A}$$

$$I_{1 \text{ eff}} = \frac{50}{75,3} = 0,664 \text{ A}$$

- Calcul des puissances

Ce calcul sera approximatif car nous considérons l'hypothèse que la conduction des thyristors est instantanée :

$$S = \sqrt{3} \cdot I_L \cdot U = \sqrt{3} \cdot 0,664 \cdot 230 \cdot 10^3 = 34,5 \text{ KVA}$$

Côté continu sans tenir compte des pertes

$$\text{pour } \alpha_1 = \alpha_2 = 0 \quad S = 100 \cdot 220 = 22 \text{ KVA}$$

$$Q = 0$$

$$P = 22 \text{ kW}$$

pour $\alpha_1 = \alpha_2 = 34^\circ$

$$S = 22 \text{ KVA}$$

$$Q = 22 \sin 34^\circ = 12,3 \text{ KVar}$$

$$P = 22 \cos 34^\circ = 18,24 \text{ kW}$$

Facteur de puissance

Le facteur de puissance est :

- facteur de puissance minimal

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} ; S = 3 \cdot V \cdot I, P = U_c \cdot I_d$$

$$(\cos \varphi)_{\max} = \frac{1,17 \sqrt{3}}{3 \sqrt{3}}$$

- facteur de puissance minimal

$$\varphi_{\min} = 32^\circ$$

On peut admettre avec une bonne approximation que le facteur de puissance de l'installation est:

$$\cos \varphi = (\cos \varphi)_{\max} \cdot \cos \delta/2$$

$$\cos \varphi = 0,85 \cdot \cos 17^\circ = 0,74 \quad \varphi = 35,5^\circ$$

D'une façon générale le $\cos \varphi$ de l'installation est donné par:

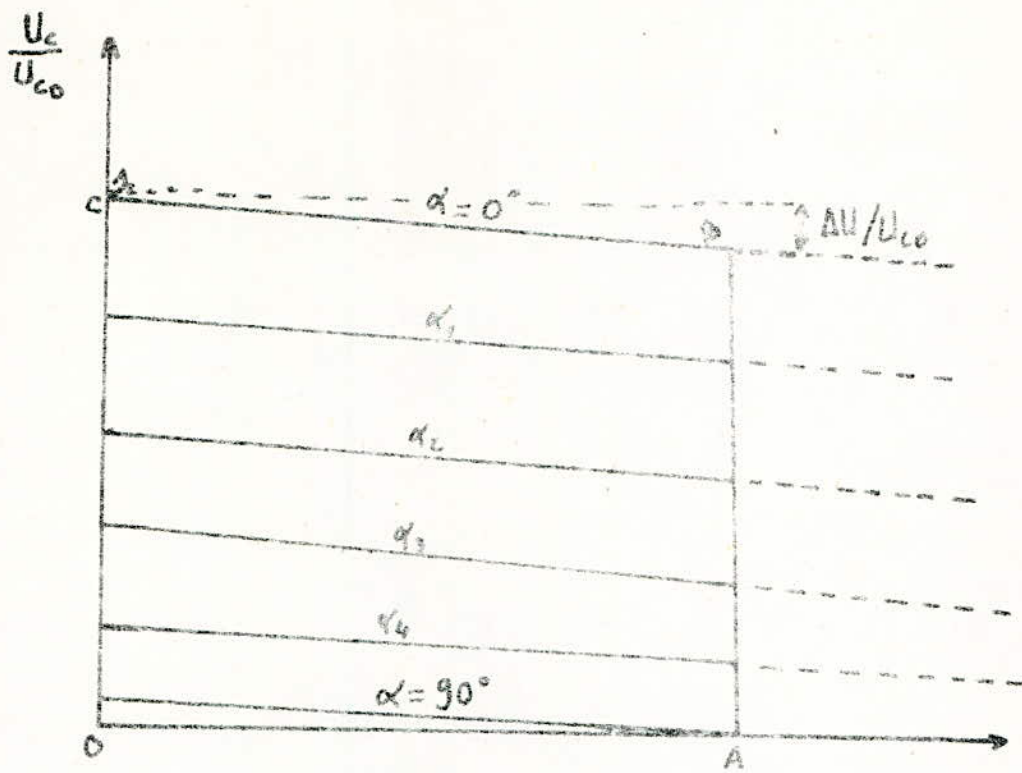
$$\cos \varphi = (\cos \varphi)_{\max} \cdot \cos(\delta + \alpha/2)$$

IV. a) Caractéristiques de commande

Nous avons vu que $U_c = 1,17 \cos \alpha$; on peut tracer la caractéristique de commande du bloc redresseur, nous la représenterons en valeur relatives. Cette caractéristique est représenté sur la figure 1.

b) Caractéristique externe

Cette courbe représente la variation de la tension en fonction du courant on aura un réseau de caractéristique qui dépendent de l'angle de commande. la droite de limite de fonctionnement à charge nominale est Δ qui est issue du point de rencontre des droites correspondant à $\alpha = 90^\circ$ et $\nu = 0$, on détermine ainsi le plan de fonctionnement stable. Ce réseau de caractéristiques est représenté sur la figure 2.



Δ : $OABC$

OA: limite de fonctionnement en redresseur $\alpha = 90^\circ$

Fig: 2

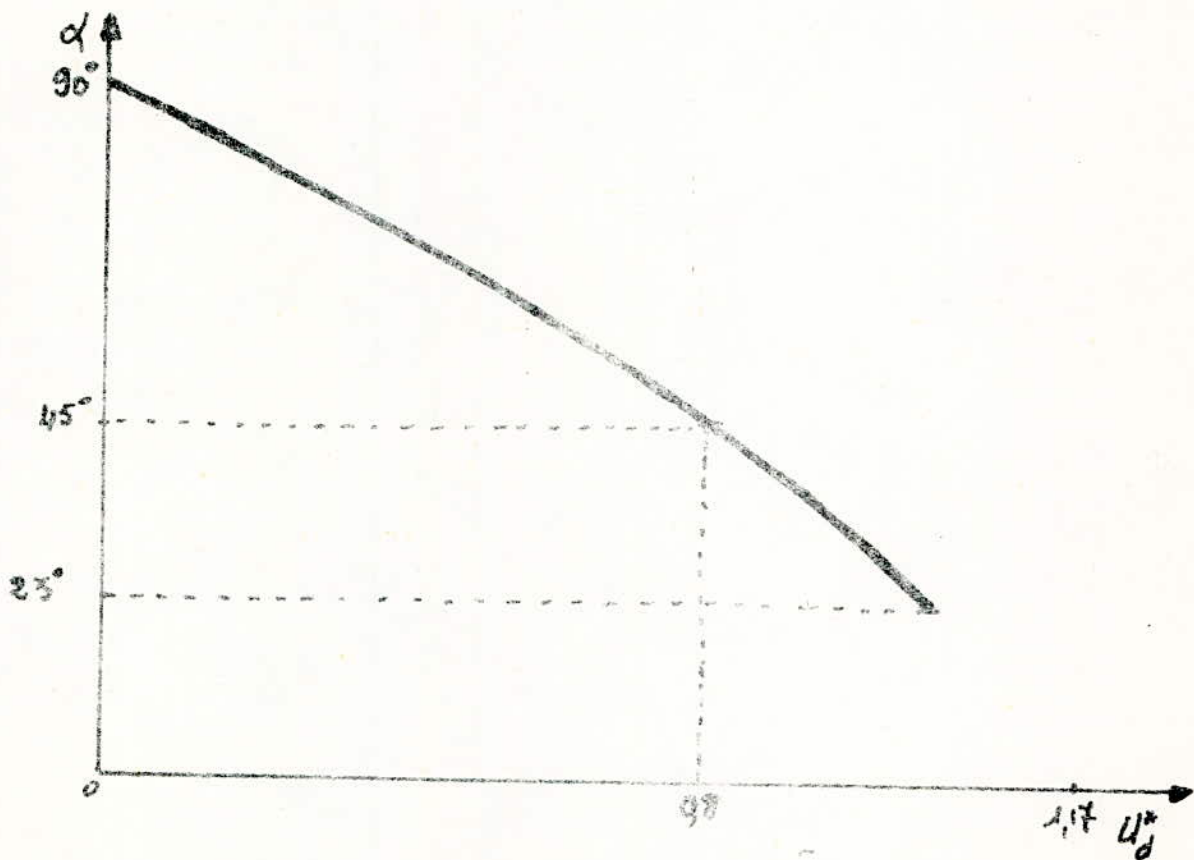


Fig: 1 Caractéristique de Commande. $\alpha = \text{Arccos} \frac{U_d}{1.17}$

I— COMMANDE

1°) Forme de la commande	Page 43
2°) Gain statique du convertisseur	Page 43
3°) Amorçage des Thyristors	Page 43
4°) Commande des Disjoncteurs du bloc-convertisseur	Page 44

II— REGULATION

1°) Principes généraux de construction d'un système de régulation à cascade.	Page 45
2°) Détermination des fonctions de transfert des éléments du circuit	Page 47
a) Fonction de transfert des moteurs	Page 46
b) Fonction de transfert de convertisseur	Page 48
c) Fonction de transfert du Tachymètre	Page 49
3°) Schémas de structure du système convertisseur-moteur	Page 49
a) Régulateur de courant	Page 49
b) Régulateur de vitesse	Page 50
4°) Etude du système en charge	Page 51
a) Régime statique	Page 52
b) Cas de perturbations négligeables	Page 53
c) Démarrage	Page 53
5°) Réglage et limitation des courants d'induit	Page 54
a) Régulateur de vitesse	Page 55
b) Fonction de transfert	Page 55
c) Cas du système astatique	Page 56
d) Limitation du courant et de son gradient	Page 56
6°) Commande et Régulation par l'excitation	Page 57
a) Circuit d'excitation	Page 58

b) Régulateur du courant d'excitation	Page 58
c) Régulateur de vitesse	Page 58
7°) Régulation du courant d'excitation	
a) Régulateur du courant d'induit	Page 60
b) détermination de la diode	Page 6I
c) Régulateur de vitesse	Page 6I
 <u>III- VALEURS DES ELEMENTS DU CIRCUIT DE REGULATION</u>	
1°) Eléments du régulateur du courant d'induit	Page 63
2°) Constantes	Page 63
3°) Eléments du régulateur de tension	Page 63
4°) Système astatique	Page 63
5°) Intégrateur et éléments d'inertie	Page 64
6°) Eléments du circuit d'excitation	Page 64
 <u>IV—PROTECTION</u>	
1°) <u>Principaux défauts</u>	
a) Surtension	Page
b) Surintensités	Page
2°) <u>Dispositifs de protection</u>	
a) Contre les surtensions	Page
- Convertisseur	Page
- Gachettes des thyristors	Page
b) Contre les Surintensités	Page
<u>V—CONCLUSIONS</u>	Page

I) COMMANDE DES THYRISTORS

I) Forme de la commande

Nous avons vu au chapitre III lors de l'étude de la tension, cette tension est donnée par :

$$U_d = U_{do} \left(\frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2} \right)$$

α_1 et α_2 varient de α_{min} à α_{max} pour les raisons qu'on a déjà vu, avec $\alpha_{min} = 23^\circ$ et $\alpha_{max} = 150^\circ$.

Pour simplifier le circuit de commande, on maintient l'un des angles à son minimum et on fera varier l'autre.

$$E_d = \frac{I}{2} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2)$$

théoriquement on aura ; pour $\alpha = 0$

$$E_d = \frac{I}{2} (1 + \cos \alpha); \text{ on tire : } \alpha = \arccos (2 E_d - I)$$

La commande sera une commande verticale en \arccos . Sur la figure I nous avons indiqué les limites de variation de α et de la tension maximale qu'on peut obtenir.

II) Gain statique du convertisseur

Le gain statique du convertisseur dépend de la tension de commande U_c et de la tension obtenue pour alimenter les moteurs. Nous considérons que les ordres de conduction sont reçus sans atténuation pour avoir une linéarité du circuit de commande

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

$\Delta U_d, \Delta U_c$; les variations de la tension de commande et de la tension continue nous pouvons considérer que :

$$\Delta U_c = (U_{c \max} - 0) = U_{co}$$

$$\Delta U_d = (U_{d \max} - 0) = U_d$$

- Par analogie, nous déterminons le gain statique du redresseur de l'excitation

$$\alpha_{min} < \alpha < \pi/2$$

$$E_d = \cos \alpha; \quad \alpha = \arccos E_d; \quad 0 < E_d < 1$$

$$K_{cE} = \frac{U_d}{U_c}$$

K_c et K_{cE} sont les gains statiques respectifs du redresseur et de l'excitation

III) Amorçage des thyristors

Il a été déjà établi lors de l'étude des tensions qu'à chaque instant deux thyristors conduisent en même temps et cessent pendant un angle de $\pi/3$. L'amorçage des thyristors se fait en appliquant une impulsion à la gâchette au temps voulu, les impulsions sont distribuées avec un déphasage constant entre elles, l'angle de commande désiré est obtenu par variation de la tension de commande. La commande comprend deux circuits, contenant chacun 6 cellules, les connexions au gâchette se font à l'aide de transformateurs adapteurs d'impédance.

Nous aurons trois blocs de six cellules chacun. Pour le redresseur, les blocs travaillent comme suit :

Le premier appliqué au premier pont de l'alimentation de l'induit travaillera à déphasage variable,

Le deuxième pont maintient son angle de séphasage à α_{\min} .

Le troisième appliqué au redresseur de l'excitation travaillera à α variable, le travail en ondulateur des convertisseurs se fait de la même manière, avec des blocs d'implusion semblables mais le déphasage est comme suit :

$$\alpha_1 = \alpha_{\max}, \alpha_2 \text{ varie de } \frac{\pi}{2} \text{ à } 0$$

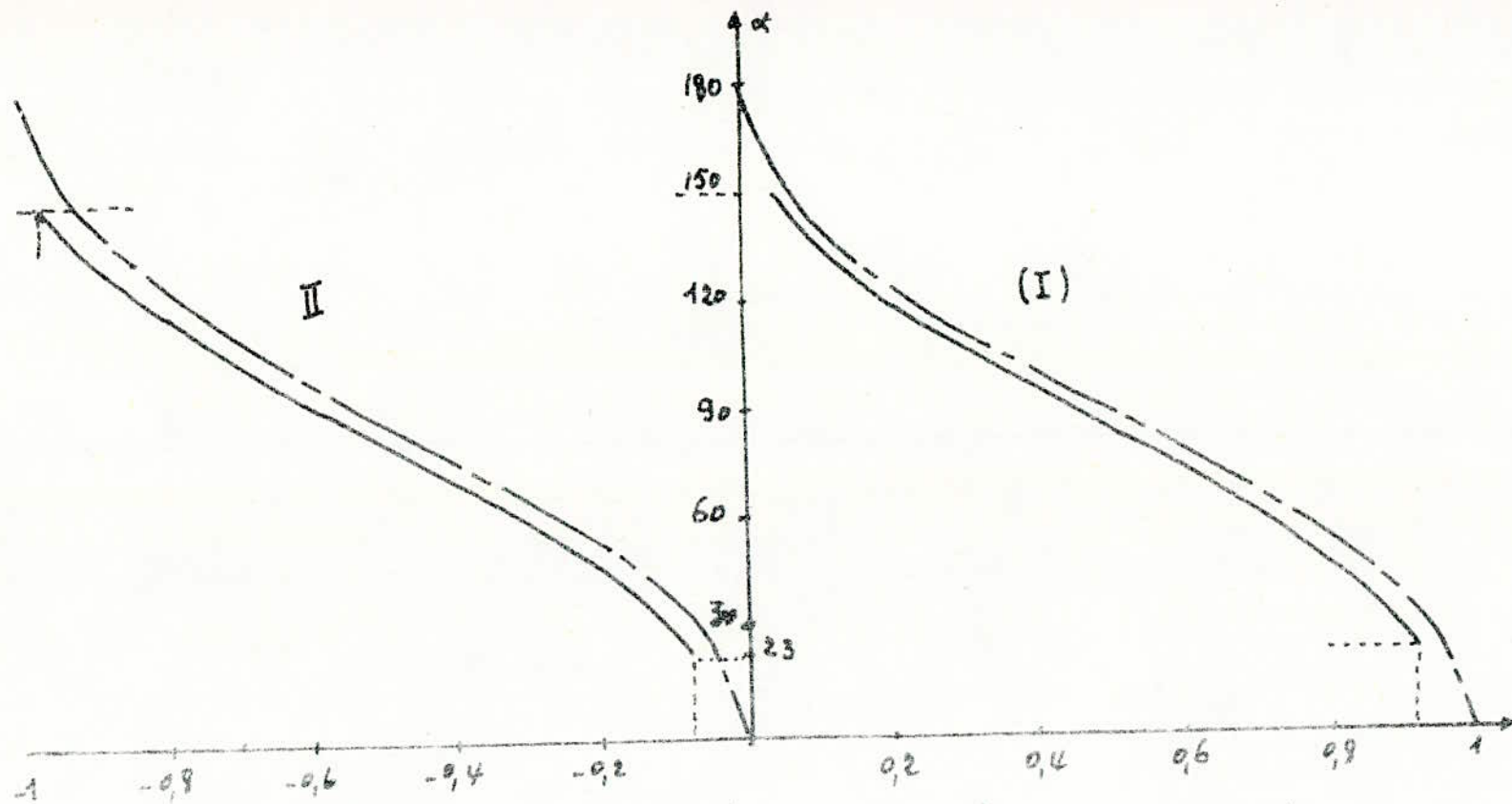
Nous avons représenté sur la figure 2, la variation des angles de commande selon le régime de fonctionnement, de même que le schéma synoptique de la commande.

IV— COMMANDE DES DISJONCTEURS DU BLOC CONVERTISSEUR

L'ordre d'ouverture ou de fermeture des disjoncteurs dépend du régime de fonctionnement, le tableau ci-dessous indique la fermeture (x) ou l'ouverture (x) de ces disjoncteurs.

régime de la machine	disjoncteurs	régime des blocs
Secteurs	I, 2, 3, 4	Redresseur
Générateurs	I, 2, 3, 4	Onduleur
Moteurs	I, 2, 3, 4	Redresseur
Générateurs	I, 2, 3, 4	Onduleur

Cette commande des disjoncteurs est représentée sur la figure 5; L'implusion arrivée à la bobine L qui ferme l'interrupteur K et donne " I "; La cellule A qui mémorise l'état passé des disjoncteurs donne un " I " ou un " 0 ". La porte NAND assure la non fermeture simultanée des quatre disjoncteurs. En cas de court-circuit les disjoncteurs sont ouverts par l'interrupteur K_2 manuel. Pour avoir la tension de commande nécessaire on pourvoit le circuit de deux amplificateurs dont le gain statique dépend du niveau du " I " et de la tension de la bobine qui les actionne ; Les implusions à l'entrée de la bobine L sont générées par le circuit de commande d'excitation et ceci à chaque fois que l'angle de commande varie de 0 à $\frac{\pi}{2}$, et $\frac{\pi}{2}$ à 0.



Caracteristiques de Commande

- I, II Courbe theorique
 — I, II Courbe pratique

- I Redresseur
 II Onduleur

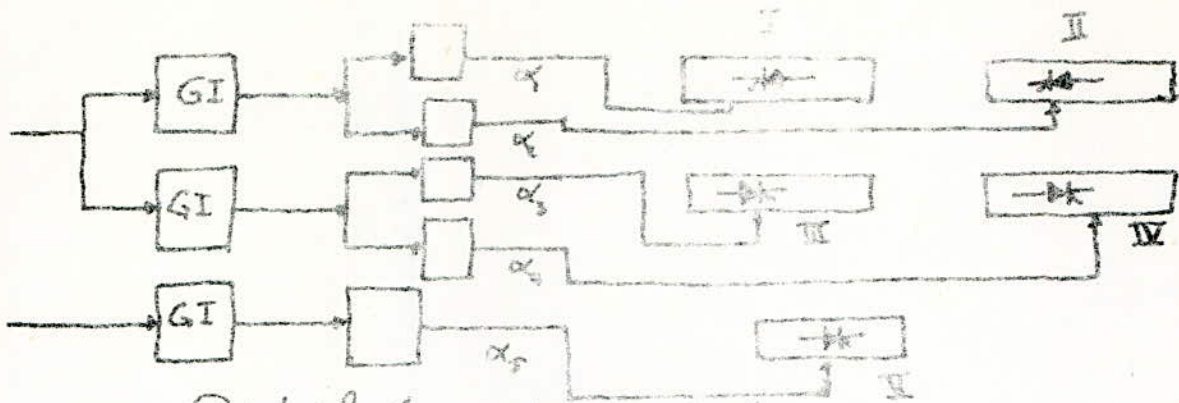
$$\alpha = \arccos(-1 + 2E_d^*) \quad 0^\circ < \alpha < 180^\circ$$

~~$$\alpha = \arccos(2E_d^* + 1)$$~~

$$\alpha = \arccos(\cos 23^\circ + 2E_d^*) \quad \text{Redresseur}$$

$$\alpha = \arccos(\cos 173^\circ + 2E_d^*) \quad \text{Onduleur}$$

Fig: 1



Distribution des impulsions

Fig: 2

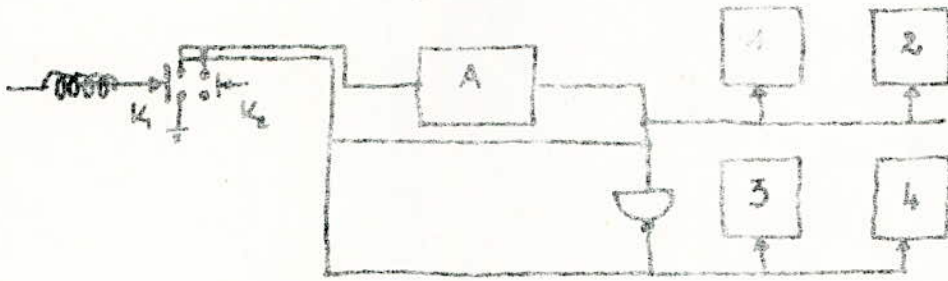
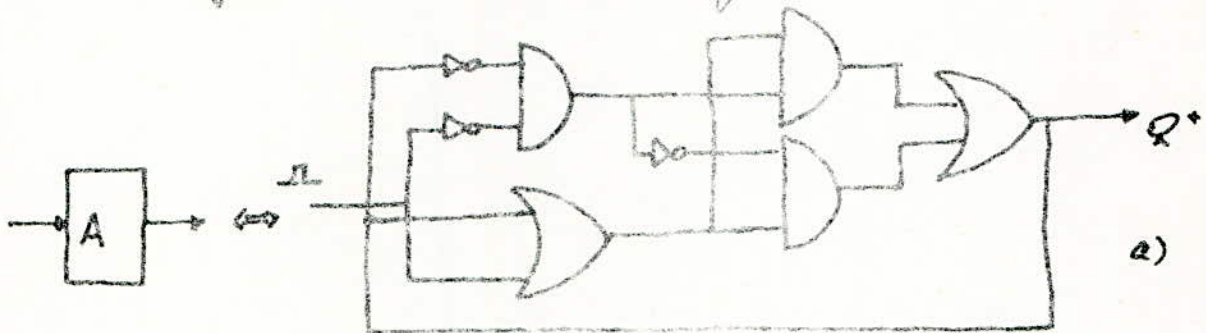


Fig 3 Commande des disjoncteurs.



a)

A	Q	B	C	Q ⁺
0	0	0	0	0
0	1	0	1	1
1	0	1	1	0
1	1	0	1	1

(b)

a) Circuit Logique de A

(b) Table de vérité de A

II - REGULATION

10) Principes Généraux de construction d'un système de régulation en cascade

La régulation en cascade peut se faire dans ce cas de trois façons :

- Régulation par la F.E.M induite dans le moteur
- Régulation par les courants d'induit
- Régulation par la vitesse

Dans les trois cas le nombre de boucles sera égal au nombre de variables à contrôler; Chaque boucle du système comportera un régulateur propre qui contrôlera cette variable en la limitant. Les régulateurs agissent par saturation, la saturation du régulateur de la boucle (N) entraîne une limitation de la variable par le régulateur de la boucle (N- I). La stabilité d'un tel système qui remise en cause que si l'un des régulateurs échappe au contrôle du précédent, la rapidité de ce système dépend du nombre de boucles, et donc du nombre de variables à contrôler. La régulation en cascade suppose que les constantes de temps soient liées entre elles :

- La constante de temps de la boucle N- I est liée à la constante de temps de la boucle N, ($T_{N-1} = T_N$).

On remarque donc que si le nombre de boucles augmente la rapidité de réponse du système diminue, la constante de temps de la dernière boucle est :

$$T_N = 2^{N-1} \cdot T_1$$

Nous nous proposons d'appliquer dans notre cas une régulation en cascade en se basant sur la vitesse des moteurs. La régulation de la vitesse se fait dans ce cas en agissant sur les variables relatives à l'induit des moteurs afin d'obtenir un couple maximal pendant la première partie du cycle de travail. Dans la deuxième partie du cycle on règle la vitesse par l'inducteur en maintenant les variables d'induit à leur maximum, la variation de vitesse se fait de V_N à V_{max} et à puissance constante, le couple diminuera.

Le schéma de principe de cette régulation en cascade est représenté figure 1. Le schéma fonctionnel est représenté sur la figure 2, on a) sans la présence des régulateurs; b) avec présence des régulateurs.

$F_{r1} , F_{r2} \dots F_{rn}$: fonctions de transfert des régulateurs appliqués aux boucles.

$F_1 , F_2 \dots F_n$: fonctions de transfert des objets à contrôler.

Structure Optimale

Optimiser une boucle, c'est trouver un compromis entre son temps de réponse et le dépassement pendant le régime transitoire. La minimisation du temps de réponse risque de s'accompagner d'un grand dépassement ce qui n'est pas désiré par les objets auxquels correspond cette variable. Il y a plusieurs façons d'optimiser une boucle, parmi lesquelles on distingue l'optimum quantitatif, on doit trouver un régulateur associé à une boucle donne un écart permanent nul. Le schéma de la première boucle est représenté sur la figure 3, nous calculons sa fonction de transfert.

$$\underline{z} = x - y$$

$$y = F_{rI} \cdot F_I \cdot \frac{T_c}{I + T_c P}$$

$$y/x = \frac{I + T_c P}{F_{rI} \cdot F_I \cdot K_c} = \frac{K_I \cdot F_{rI} \cdot K_c \cdot (I + (T_c + P))}{F_{rI} \cdot F_I \cdot K_c}$$

$$y/x = \frac{A}{I + K_I A}, \text{ avec } A = F_{rI} \cdot F_I \cdot \frac{K_c}{I} = F_{rI} \cdot F_I \cdot F_c$$

$$\underline{z}/x = x \left(\frac{I - K_I A}{I + K_I A} \right); \quad \underline{z}/x = \frac{I}{I + K_I A}, \text{ en developant en serie de Fourier :}$$

$$\underline{z}/x = \frac{P}{s} + \frac{P}{s^2} + \frac{2P^2}{s^3} + \dots; \text{ la transformée inverse est:}$$

$$\underline{z}/x(t) = x(t)/s_1 + x^2(t)/s_2 + x^3(t)/s_3 + \dots$$

$$K_I A = \frac{F_{rI} \cdot K_c}{(I + P)(I + P)} = \frac{N(P)}{T_{Ip} (I + 2P)(I + 2P)}$$

On introduit au début de la boucle $I/N(p)$:

$$AK_I = \frac{K_I}{T_{Ip} (I + 2P)(I + 2P)}; \quad y/x = \frac{I + 2P}{T_{Ip} (I + 2P)(I + 2P) + K_I}$$

Pour avoir une erreur nulle il faut que $(x/Y) \rightarrow I$

$$\frac{K (2P + I)}{T_{Ip} (I + 2P)(I + 2P) + K_I} = \frac{K}{T_{Ip} P (I + 2P)}$$

$$y/x = \frac{K}{T_{Ip} \cdot P (I + 2P) (I + 2P) + K_I} = \frac{I}{\frac{T_{Ip}}{K} + \frac{T_c}{K} 2P^2 + I}$$

$$|y/x| = 1 = \left| \frac{T_{Ip}}{K} + \frac{T_{Ip} P^2}{K} + I \right|$$

$p = j\omega$ en développant :

$$\frac{2 T_{Ip} T_c}{K^2} - \frac{T_c T_{Ip}^2}{K^2} = 0 \quad T_{Ip} = 2 K T_c$$

Le temps de réponse minimum T_{II} est obtenue pour $K=1$; et $T_{Ip} = 2 T_c$

- Fonctions de transfert des boucles ouvertes

Pour la première boucle F_I :

$$F_I = \frac{F_{rI} \cdot F_I \cdot K_c \cdot K_I}{I + T_c P} \quad (f I)$$

Pour la deuxième boucle F : $F = F_{R2} \cdot F \cdot F_2 \cdot K_2$ (12)
 Pour la troisième boucle F : $F = F_{R3} \cdot F \cdot F_3 \cdot K_3$ (13)
 Pour la n^{ème} boucle F : $F = F_{Rn} \cdot F \cdot F_n \cdot K_n$ (14)

- Structure optimale du système multibouclé

Ce que nous avons fait pour la première boucle reste valable pour la n^{ème} boucle, nous aurons ainsi le schéma fonctionnel de la première boucle qui est représenté sur la figure 4, le schéma de tout le système est représenté sur la figure 5.

- Fonctions de transfert des régulateurs

Pour avoir les réponses et les temps de réponse identiques des figures 4 et 5, il faut que les fonctions de transfert de ces schémas soient identiques.

$$F = F' \text{ donc } F = \frac{I}{T_2 P} \cdot \frac{I}{K_I} \cdot \frac{I}{T_1 P + I} \quad , \quad F_{R1} I = \frac{I}{T_2 P} \cdot \frac{I}{T_1 P + I} \cdot \frac{E + T_2 P}{F_1 K_I K_C}$$

comme $T_2 = T_1$ $I + T_2 P = I + T_1 P$

$$F_{R1} I = \frac{I}{T_2 P} \cdot \frac{I}{F_1 K_I K_C}$$

qui est la fonction de transfert du

6-régulateur appliqué à la première boucle

$F = F'$, F est la même que (12).

$$F = \frac{I}{T_3 P} \cdot \frac{K_2}{K_1} \cdot \frac{1}{T_2 P} \cdot \frac{1}{K_I} \cdot \frac{I}{T_1 P + I} \cdot K_1 \cdot K_2$$

ON tire :

$$F_{R2} = \frac{K_1}{T_3 P} \cdot \frac{I}{T_2 P} \cdot \frac{I}{K_2 P + K_2 + K_1} \quad \text{avec } T_3 = 2T_1; T_2 = 2T_1$$

Après simplification :

$$F_{R2} = \frac{K}{K_2} \cdot \frac{I}{K_2} \cdot \frac{I}{T_1 P}$$

Pour la n^{ème} boucle, le régulateur est déterminé par analogie :

$$F_{Rn} = \frac{K_{n-1}}{K_n} \cdot \frac{I}{K_n} \cdot \frac{I}{2^n T_1 P}$$

2°) Détermination des fonctions de transfert des éléments du circuit

a) Fonction de transfert des moteurs

La loi d'Ohm pour le circuit d'induit s'écrit :

$$U_d = E + \Pi$$

$$U = RI + \frac{T_d I}{Jt}$$

Où I le courant d'induit du moteur, L inductance totale, R la résistance totale.

E est proportionnelle à la vitesse $E = K \cdot N$

Du côté mécanique on peut écrire :

$$J \frac{d\omega}{dt} = J \frac{dN}{dt} \Rightarrow \Gamma_p = J \frac{dN}{dt} \quad (2)$$

J : couple d'inertie du moteur chargé.

Γ_T : couple dynamique

Γ_M : couple moteur

Γ_S : couple statique

Chaque couple est proportionnel au courant :

$$\Gamma_M = K_2 I_M \quad \text{et} \quad \Gamma_S = K_1 I_S$$

I_M : courant maximal dans l'induit du moteur

I_S : courant statique

I_d : courant dynamique

La relation ces trois courants est :

$$I_d = I_M - I_S \quad (3)$$

On peut écrire :

$$K_2 I_M - K_1 I = \Gamma_T \quad (4)$$

$$K_2 I_M - K_1 I_d - J \frac{dN}{dt} = K_2 I_d \quad (5)$$

$$E = K_2 N \Rightarrow \frac{dE}{dt} = K_2 \frac{dN}{dt} \Rightarrow \frac{dN}{dt} = \frac{1}{K_2} \frac{dE}{dt} \quad (6)$$

de (5) et (6) :

$$I_d = J \frac{1}{K_1 K_2} \frac{dE}{dt} \cdot \frac{1}{K_2}$$

$$I_d = J \cdot \frac{1}{K_1 K_2} \frac{dE}{dt} \quad (7)$$

Les deux équations qui régissent le système de fonctionnement des moteurs :

$$I_d = J \cdot \frac{1}{K_1 K_2} \frac{dE}{dt} \quad ; \quad \Delta U = RI + L \frac{dI}{dt}$$

Leur transformée de Laplace est :

$$I_d = J \frac{1}{K_1 K_2} \frac{dE}{dt} \quad ; \quad E = I_d \cdot \frac{K_1 K_2}{J p}$$

$$\Delta U = RI + L \frac{dI}{dt} \quad ; \quad I_d = \Delta U \cdot \frac{1}{R + Lp}$$

La réponse indicielle d'un tel système est :

$$F_1 = \frac{1}{R + Lp} \quad ; \quad F_2 = \frac{K_1 K_2}{J p}$$

en posant : $T_1 = L/R$ et $T_2 = JR \frac{1}{K_1 K_2}$

$$F_1 = \frac{1}{R(1 + T_1 p)} \quad \text{et} \quad F_2 = \frac{R}{T_2 p}$$

Nous avons vu que :

$$U = E + \Delta U \xrightarrow{x} U(P) = E(P) + \Delta U(P)$$

$$E(P) = U(P) - \Delta U(P) \quad \text{et} \quad \Delta U(P) = -E(P) + U(P)$$

Le schéma fonctionnel du circuit est représenté sur la figure 6a. Ce schéma a pour entrée \bar{U}_d et pour sortie \bar{U} , ce qui nous intéresse est la variation de la vitesse en fonction de \bar{U}_d pour cela nous transformons le schéma pour avoir une sortie correspondant à la vitesse.

$$\frac{dN}{dt} = \frac{1}{k_2} \frac{dE}{dt} \Rightarrow N = \frac{1}{k_2} PE \Rightarrow N = \frac{1}{k_1} E$$

Le schéma fonctionnel est représenté figure 6 b.

Nous pouvons l'obtenir aussi à partir des transformations suivantes :

$$I_d = I_{11} \cdot N \cdot P \cdot \frac{1}{k_2} \quad , \quad N = \frac{k_2}{2 \cdot P} I_d \quad F_2^1 = F_2 \times \frac{1}{k_1}$$

Ce schéma est représenté sur la figure 6 c.

b) Fonction de transfert du convertisseur

Les fonctions de transfert des convertisseurs sont en général de la forme :

$$F_c = \frac{k_2}{T_c P + 1} \quad \text{avec} \quad T_c = 40 \text{ ms}$$

c) Fonction de transfert du tachymètre

Le tachymètre est une dynamo à aimants permanents, son gain ne varie pas trop avec la variation de vitesse, la fonction de transfert est :

$$U = k_{ty} \cdot N \quad \rightarrow \quad N = \frac{1}{k_3} U \quad F_{ty} = k_3$$

3°) Schéma de structure du système convertisseur - moteur

Nous représentons le schéma fonctionnel à partir des fonctions de transfert déjà calculés, et en tenant compte de l'entrée (tension) et de la sortie (vitesse), ce schéma est représenté sur la figure 7.

La régulation de la vitesse et du courant :

a) Régulateur de courant

Pour déterminer ce régulateur, nous nous plaçons dans le cas idéal où $I_g \rightarrow 0$; le schéma fonctionnel du système en présence du régulateur de courant est représenté sur la figure 8.

- calcul de la fonction de transfert du régulateur de courant
appliquons le résultat de la formule (f 8).

$$F_{r1} = F_{r1} = \frac{1}{T_c P} \cdot \frac{1}{P \cdot k_1 \cdot k_c} \Rightarrow F_{r1} = \frac{1 + T_c P + \frac{1}{T_m P}}{2 T_c P \cdot k_2 \cdot k_1}$$

$$T \ll T_m$$

$$\frac{1}{T_m P} \ll (1 + T_c P)$$

$$F_{r1} = \frac{1 + T_c P}{2 T_c P} \cdot \frac{1}{k_c \cdot k_1}$$

b) Régulateur de vitesse

Le schéma résultant du système en présence du régulateur de vitesse est représenté sur la figure 9. La fonction de transfert du régulateur de vitesse est alors :

$$F_{12} = F_{rv} = \frac{K_{M1}}{K_N} \cdot \frac{1}{2^{1.7} T_P} \cdot \frac{1}{F_R} = \frac{C_2 T_M}{2^2 T_c} \cdot \frac{K_I}{K_C}$$

$$F_{rv} = \frac{C_2 T_M}{4 T_c} \cdot \frac{K_I}{K_C} \quad \text{avec } C_2 = \frac{E}{N}$$

Dans le schéma de la figure 9 les termes ci-dessous sont respectivement :

- U_F : tension de réglage
- U : Vitesse de rotation
- T_I : constante de temps de l'induit
- T_M : constante électromécanique de la charge
- T_c : constante de temps du convertisseur
- K_V, K_C : gain statique des boucles

Le graphe de la figure 10 représente la variation de la vitesse en fonction du temps.

- Expression des courants et de la vitesse

Le schéma fonctionnel de la figure 8 donne après transformation

$$\frac{N}{U_r} = \frac{X}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3} \quad a_1 = 4T_c, \quad a_2 = 8T_c^2, \quad a_3 = 8T_c^3$$

$$1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 = T_c p [T_c p (T_c p + 1) + 1] + 1$$

$$\frac{N}{U_r} = \frac{1/K_v}{1 + 8T_c^3 p^3 + 8T_c^2 p^2 + 4T_c p}$$

$$\frac{N}{U_r/K_v} = \frac{1}{1 + 3T_c^3 p^3 + 8T_c^2 p^2 + 4T_c p}$$

Dans cette fonction du transfert les perturbations sont omises, ce qui fait que U_r/K_v représente la vitesse à vide des moteurs N_0 .

$$\frac{N}{N_0} = \frac{1}{1 + 3T_c^3 p^3 + 8T_c^2 p^2 + 4T_c p}$$

N_0 est l'expression de la vitesse à vide en fonction de celle en charge.

La transformée inverse en (t) est :

$$\frac{N(t)}{N_0(t)} = 1 - e^{-2\zeta} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-\zeta} \sin \sqrt{3} \zeta$$

- Expression du courant à vide

On procède de la même façon que le calcul de la vitesse

$$\frac{N}{I} = \frac{R_E}{T_M \cdot C_e \cdot P} \Rightarrow I = \frac{N}{R_E} \cdot T_M \cdot C_e \cdot P$$

En cas de court-circuit nous aurons :

$$I_{cc} = C_e N_0 / R_E \rightarrow N_0 = \frac{R_E}{C_e} \cdot I_{cc}$$

$$I = \frac{N}{R_I} \cdot T_M \cdot C_e \cdot P \rightarrow N = I \cdot R_I \cdot \frac{1}{T_M \cdot C_e \cdot P}$$

En remplaçant dans l'expression de N/N_0 les expressions ci-dessous on tire :

$$\frac{I}{I_{cc}} \cdot \frac{K_v}{C_e} \cdot \frac{C_e}{R_I} \cdot \frac{1}{T_M \cdot P} = \frac{1}{1 + 4T_c P + 8T_c^2 P^2 + 8T_c^3 P^3}$$

La transformée inverse en (t) sera :

$$\frac{I(t)}{I_{cc}(t)} = \frac{T_M}{4T_c} \left(e^{-2z} + \frac{e^{-z} \sin \sqrt{3}z - \sqrt{3} \cdot (\cos \sqrt{3}z)}{\sqrt{3}} \right); z = \frac{t}{4T_c}$$

d'où

$$\frac{I(t)}{I_{cc}(t)} = \frac{T_M}{4T_c} \frac{d\left(\frac{N}{N_0}(t)\right)}{dt}$$

4) Etude du système en charge

Les perturbations n'influent d'une façon considérable sur le système que s'il est chargé. Dans ce cas le schéma fonctionnel est modifié avec l'introduction des perturbations et le schéma résultant est représenté figure IO.

La fonction de transfert dans ce cas est :

$$N = \left[(U_r - N K_v) F_{rv} \cdot F_I + I_s R_I \right] \frac{1}{T_M C_e P}$$

F_r : fonction de transfert du régulateur

F_I : fonction de transfert de la boucle courant

Pour un signal de commande nul la formule (I) s'écrit :

$$N = \left[(-N K_v) F_{rv} \cdot F_I - I_s \cdot R_I \right] \frac{1}{T_M C_e P}$$

Le variation de la vitesse en charge sera :

$$- \Delta N F_{rv} F_I - I_s R_I = T_M C_e P$$

$$\Delta N (K_v F_{rv} F_I + T_M C_e P) = I_s R_I \Rightarrow \frac{\Delta N}{\Delta N_0} = \frac{C_e}{K_v F_{rv} F_I + T_M C_e P}$$

$\frac{I_s R_I}{C_e}$: n'est autre que la variation de la vitesse qui est due aux perturbations :

d'où :

$$\frac{\Delta N}{\Delta N_0} = \frac{C_e}{K_v F_{rv} F_I + T_M C_e P}$$

On remplace F_{rv} ou F_I par leur expression dans la formule de $\Delta N / \Delta N_0$ et on calcule la transformée inverse.

$$\frac{\Delta N}{\Delta N_0} = \frac{2T_c P(T_c P + 1)}{4T_c P[2T_c P(T_c P + 1) + 1] + 1} \quad \frac{4T_c}{T_M} = \frac{4T_c}{T_M} \cdot \frac{2T_c P(T_c P + 1)}{8T_c^3 P^3 + 8T_c^2 P^2 + 4T_c P + 1}$$

$$\frac{\Delta N}{\Delta N_0}(H) = -\frac{4T_c}{T_M} \left[1 - \frac{e^{-2\zeta}}{2} - e^{-\zeta} (\sin \sqrt{3}\zeta + \sqrt{3} \cos \sqrt{3}\zeta) \right]$$

$$\frac{\Delta N}{\Delta N_0}(H) = -\frac{4T_c}{T_M} \left[\frac{N}{N_0} + \frac{1}{2} \frac{d}{dt} \left(\frac{N}{N_0} \right) + \frac{1}{8} \frac{d^2}{dt^2} \left(\frac{N}{N_0} \right) \right]$$

on trace la courbe $\Delta N / \Delta N_0 = f(t)$ en figure II.

Courant dans les moteurs en charge

Le courant dans les moteurs a deux composantes l'une statique, l'autre dynamique.

$$KI = K_1 I_1 + K I_2$$

$$I R_I = R_I I_2 + T_M C_e P \Delta N$$

$$\frac{I}{I_2} R_I = R_I + T_M C_e P \frac{\Delta N}{I_2} \Rightarrow \frac{I}{I_2} = 1 + T_M P \cdot \frac{\Delta N}{I_2 R_I / C_e}$$

$$\frac{I}{I_2} = 1 + T_M P \cdot \frac{\Delta N}{\Delta N_0}$$

On remplace $\Delta N / \Delta N_0$ par son expression

$$\frac{I}{I_2} = \frac{4T_c P + 1}{8T_c^3 P^3 + 8T_c^2 P^2 + 4T_c P + 1}$$

a) Régime statique

Pour avoir les variations statiques des courants et de la vitesse, on annule ($p=0$) dans leur expression respective.

$$\left(\frac{\Delta N}{\Delta N_0} \right)_{p=0} = 4 \frac{T_c}{T_M} \quad ; \quad \left(\frac{I}{I_2} \right)_{p=0} = 1$$

Ceux sont les valeurs finales des expressions donnant le rapport entre le courant et la variation de vitesse.

La chute de vitesse est importante du fait que le rapport est multiplié par 4.

Cette variation de vitesse ne répond pas à nos exigences car elle est :

$$\begin{aligned} T_M &= 97,2 \text{ ms} \\ T_c &= 40 \text{ ms} \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \frac{4T_c}{T_M} = 2,32$$

Vu que la variation de vitesse est très grande on doit ajouter un autre régulateur soit dans le chemin direct et dans ce cas il faut un P.I, soit dans le retour vitesse, du fait que l'intégrateur proportionnel contient des éléments force, il faut placer aussi des éléments d'inertie. Les fonctions de transfert de ces éléments sont :

$$P.I = \frac{1 + 2^{h-1} T_c P}{2^{h-1} T_c \cdot P} \quad ; \quad E.I = \frac{A}{2^h T_c \cdot P + 1}$$

$$P.I = \frac{1 + 8 T_c \cdot P}{8 T_c \cdot P} \quad ; \quad E.I = \frac{1}{16 T_c \cdot P + 1}$$

-P.I placé dans la chaîne directe

Le schéma fonctionnel ainsi transformé est représenté sur la figure I2.

Le système dans ce cas est astatique à cause de l'introduction du P.I la fonction de transfert du système astatique est :

$$N = \left\{ \left[U_r \frac{1}{16 T_c \cdot P + 1} - N K_v \right] F_{PI} \cdot F_{rv} \cdot F_I - I_s R_I \right\} \frac{1}{T_M \cdot C_e P} \quad (f8)$$

la formule 8 est calculée en présence des perturbations et du signal de commande

b) cas de perturbations négligables.

Dans ce cas $I_s \rightarrow 0$ car le système est à son régime permanent, l'influence des inerties est faible et par suite le courant statique est nul.

$$\text{de (f8)} \rightarrow \frac{U_r}{16 T_c P + 1} F_{PI} \cdot F_{rv} \cdot F_I - N K_v F_{PI} \cdot F_{rv} \cdot F_I = N T_M C_e \cdot P$$

$$\frac{N}{U_r} = \frac{F_{PI} \cdot F_{rv} \cdot F_I}{16 T_c P + 1} \cdot \frac{1}{T_M C_e P + K_v F_{PI} + K_v F_{PI}}$$

c) démarrage

Dans ce cas les perturbations sont à leurs valeurs maximales, ce qui entraîne de grandes chutes de vitesse.

on annule U_r dans la formule (8) et on tire :

$$- N K_v (F_{PI} \cdot F_{rv} \cdot F_I) - I_s R_I = N T_M C_e \cdot P$$

$$- \Delta N K_v (F_{PI} \cdot F_{rv} \cdot F_I) - \Delta N T_M C_e P = I_s R_I$$

$$\frac{\Delta N}{I_s R_I / C_e} = - \frac{C_e}{T_M C_e P + K_v (F_{PI} \cdot F_{rv} \cdot F_I)} \quad , \quad \text{avec } \Delta N_s = \frac{I_s R_I}{C_e}$$

on tire :

$$\frac{\Delta N}{\Delta N_s} = - \frac{8 T_c}{T_M} \cdot \frac{4 T_c \cdot P [2 T_c P (T_c P + 1) + 1]}{8 T_c P \{ 4 T_c P [2 T_c P (T_c P + 1) + 1] + 1 \}} \quad (f9)$$

on calcule la transformée inverse de LA PLACE de la formule trouvée précédemment :

$$\frac{\Delta N}{\Delta N_s}(t) = -\frac{8T_c}{T_m} \left(\frac{1}{2} f'(t) + \frac{1}{8} f''(t) + \frac{1}{64} f'''(t) \right) \quad (10)$$

avec $f(t) = 1 - e^{-t/4T_c} \left(\left(1 - \frac{t}{4T_c}\right) \cos\left(\frac{t}{4T_c}\right) + 2\left(1 + \frac{t}{8T_c}\right) \sin\left(\frac{t}{4T_c}\right) \right)$

valeur finale de $\frac{\Delta N}{\Delta N_s}$:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{\Delta N}{\Delta N_s}(t) = 0$$

On remarque qu'en ayant placé l'intégrateur nous avons diminué l'erreur statique jusqu'à son minimum. Ainsi quelque soit l'erreur provoquée par le courant statique est nulle ce qui répond aux exigences les plus sévères de la régulation du système; à partir de la formule (10) on peut tracer la courbe $\frac{\Delta N}{\Delta N_s} = f(t)$.

5°) Réglage et limitation des courant d'induit

Le réglage du courant d'induit se fait en ajustant à chaque fois ce courant à la valeur désirée, vu que ces courants de circulation sont inéxistants du fait la composition du circuit et de la présence des disjoncteurs; Le système de réglage est représenté figure I3a.

-Etude du système de régulation du courant d'induit

Le schéma synoptique de cette régulation est représenté figure I3a, et le schéma fonctionnel en figure I3b.

La fonction de transfert de cette boucle est :

$$\frac{I_{rI}}{U_{rI}} = \frac{1/K_I}{2T_c P(T_c P + 1) + 1}$$

Nous pouvons déterminer le gain statique du régulateur de courant en faisant une analogie entre les fonctions de transfert des boucles représentées en figure a et b en régime statique maximal

$$K_I = \frac{U_{rI}}{I_{rI}} \Rightarrow K_I = \frac{U_{cmax}}{I_{amax} R_I}$$

Les éléments du régulateur de courant sont : on comparant les fonctions de transfert des schémas des figures a et b en régime dynamique on détermine ce régulateur. $F_a = F_b \Rightarrow (F_{rI})_a = (F_{rI})_b$

D'après le schéma de la figure 13a, on tire :

$$K_I = K_{cc} \cdot \frac{R_{sh}}{R_I} \cdot \frac{R_5}{R_4} \quad K_5 = \frac{K_I}{K_{cc}} \cdot \frac{R_I}{R_{sh}} \cdot R_4$$

K_{cc} : est le gain statique de l'amplificateur du courant d'induit

R_{sh} : est la résistance de shunt de l'amplificateur du courant d'induit

K_{cc} et R_{sh} dépendant de la résistance d'induit.

On peut déterminer R_I et R_6 en fixant C_2 , C_2 est de l'ordre du μF .

$$R_4 = \frac{K_c \cdot U_{max}}{I_{max} \cdot \beta_I \cdot C_2} \quad , \quad R_6 = \frac{T_I}{C_2}$$

a) régulation de la vitesse

Comme nous avons vu que la commande de vitesse peut se faire par une boucle de retour : f.c.m; tension; ou vitesse, et à l'aide de la comparaison de l'une de ces variables avec une grandeur de commande. La grandeur de retour de la vitesse se fait à l'aide d'une génératrice tachymétrique couplée à l'un des moteurs.

Le tachymètre donne une tension proportionnelle à sa vitesse, son gain statique est : $K_{Tg} = \frac{U_N}{N_N}$
 U_N : tension nominale de son induit

N_N : vitesse de rotation nominale

La tension U_{Tg} est appliquée au régulateur de vitesse à travers une résistance R_2 ; Une augmentation ou une diminution de la vitesse des moteurs. Le schéma du système est représenté en figure 14.

b) Fonction de transfert et détermination des éléments

La fonction de transfert de la boucle de régulation de la vitesse doit être égale à celle déjà vu en figure 9. Cela nous permet de déterminer les éléments du régulateur par comparaison des schémas des figures 15a et 15b.

on tire $F_a = F_b \Rightarrow F_{rva} = F_{rvb}$

$$F_{rva} = \frac{C_e \cdot T_m \cdot K_I}{4 T_c \cdot K_v} = \frac{R_3}{R_1} \quad (1)$$

Les gains statiques sont déterminés en faisant $p = 0$ dans les formules correspondantes.

$$K_v = \frac{U_{max}}{N_N} \quad (2) \quad K_I = \frac{U_{max}}{I_{max} \cdot R_I}$$

K_V peut être exprimé en fonction de R_1 et R_2 , ceci en faisant une analogie entre les deux boucles de retour.

$$K_V = K_{Tg} U_{r2} \frac{1}{U_{r2}} \text{ or } U_{r2} = \frac{U}{R_2} R_1$$

$$K_V = K_{Tg} \frac{R_1}{R_2} \quad (3)$$

$$(1) \text{ et } (3) \quad \frac{U_{\max}}{N N} = K_{Tg} \frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{Tg} N}{N N} \frac{R_1}{R_2} \Rightarrow U_{r2 \max} = U_{Tg} \frac{R_1}{R_2}$$

$$\frac{C_e T_m}{4 T_c} \frac{U_{r2 \max}}{I_{\text{ind}} R_I} \left(\frac{K_{Tg} R_1}{R_2} \right)^{-1} = \frac{R_3}{R_2}$$

la constante de temps du régulateur R_V est :

$$T_V = 4 T_c = R_3 C \Rightarrow R_3 = \frac{4 T_c}{C}$$

$$\frac{C_e T_m}{4 T_c} \frac{U_{r2 \max}}{I_{\text{ind}} R_I} \frac{R_2}{K_{Tg} R_1} = \frac{4 T_c}{R_2} \Rightarrow R_1 = \frac{C_e T_m U_{r2 \max} R_2^2}{(4 T_c)^2 I_{\text{ind}} R_I K_{Tg}}$$

$$R_1 = \frac{16 T_c^2 I_{\text{ind}} R_I K_{Tg} U_{r2 \max}}{C_e T_m \cdot U_{r2 \max} U_{Tg}^2}$$

on tire alors R_2 :

$$R_2 = \frac{U_{r2 \max}}{U_{Tg} N} R_1$$

Le schéma du régulateur est représenté sur la figure I6.

G) Cas du système astatique

Le système est rendu astatique à l'aide du régulateur P.I placé juste avant F'_{rv} la fonction de transfert est :

$$F'_{rv} = \frac{1 + 8 T_c P}{8 T_c} \cdot F_{rv} = \frac{1 + 8 T_c P}{8 T_c P} \cdot \frac{C_e T_m}{4 T_c} \cdot \frac{K_I}{K_V} = \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{1}{R_1 C_1 P}$$

$$\frac{1}{8 T_c P} \cdot \frac{C_e T_m}{4 T_c} \cdot \frac{K_I}{K_V} + \frac{C_e T_m K_I}{4 T_c K_V} = \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{1}{R_1 C_1 P}$$

$$\frac{1}{8T_c P} = \frac{1}{R_1 C_1 P} \Rightarrow \frac{1}{8T_c} = \frac{1}{R_1 C_1} \Rightarrow R_1 = \frac{8T_c}{C_1}$$

$$\frac{C_e T_M}{4T_c} \cdot \frac{K_I}{K_4} = \frac{R_3 C_1}{8T_c} \Rightarrow R_3 = \frac{8T_c C_e T_M K_I}{K_v \cdot 4T_c \cdot C_1} = \frac{2C_e T_M K_I}{K_v C_1}$$

d) Limitation du courant et son gradient

Les lingots à laminier ne présentent pas tous des épaisseurs uniformes, les cylindres réglés à une certaine épaisseur butent parfois et entraînent une importante variation de courant dans les moteurs, ce qui perturbe leur fonctionnement; On prévoit alors une limitation du gradient de courant, soit par un filtrage, soit par l'insertion d'un relais. Le filtrage a une difficulté de déterminer la fréquence de coupure, on choisit un relais limitateur qui écrétera le courant, la caractéristique de ce relais est représentée sur la figure I7. Cette caractéristique permet d'écréter le courant au cas où l'implusion $\frac{di}{dt}$ produite et maintenue pendant un temps qui dépasse le temps de repos du limitateur.

Les variations de courant sont transmises à l'aide d'un capteur (shunt R_{sh}), branché en série avec les inductances des moteurs. Le dispositif ayant une telle caractéristique est réalisé à l'aide de deux diodes Zener branchées et tête-bêche, le schéma du régulateur ainsi modifié est représenté sur la figure I8.

Schema de Principe de la regulation en cascade.

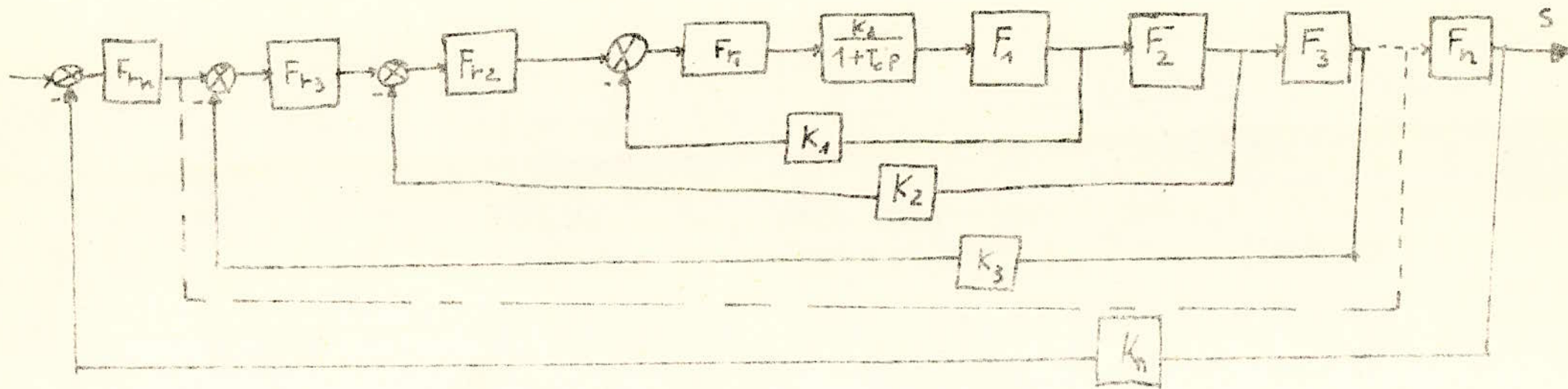
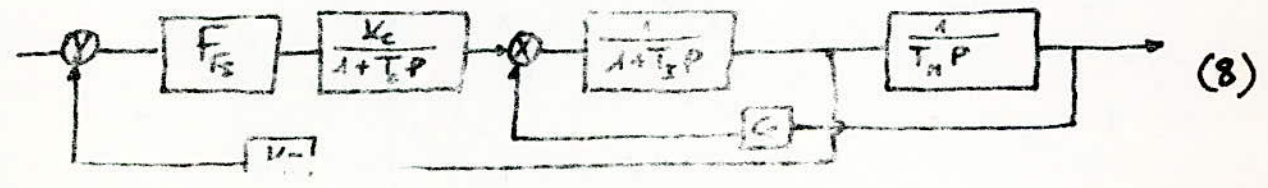
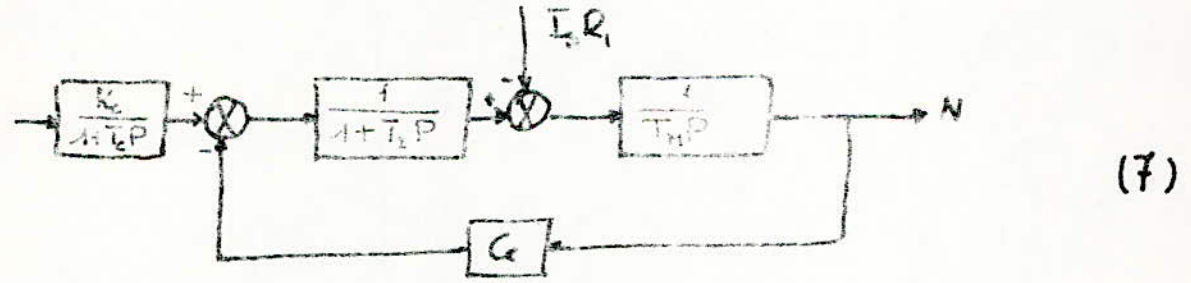
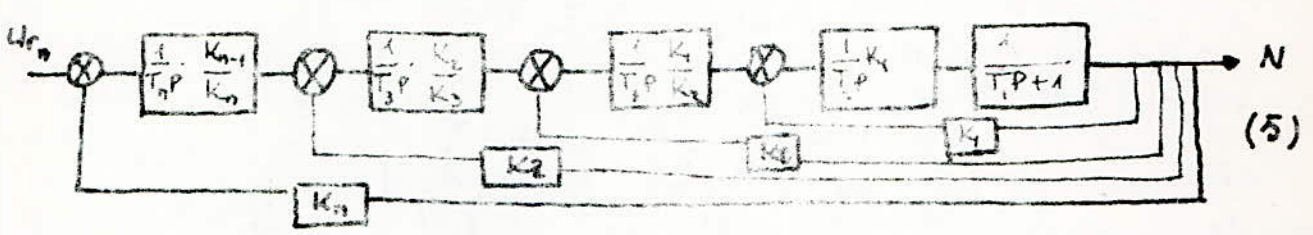
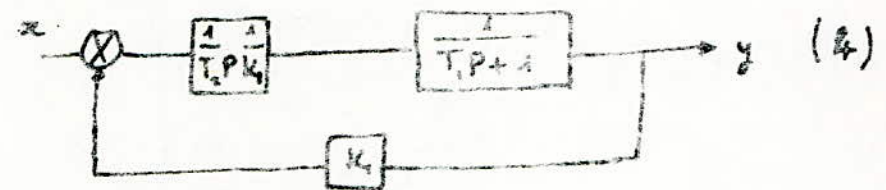
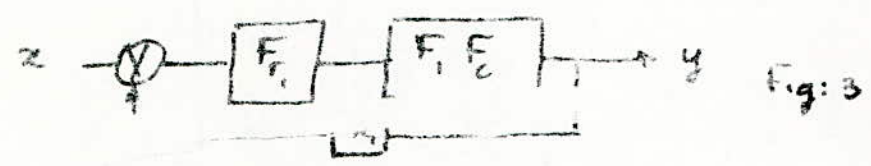
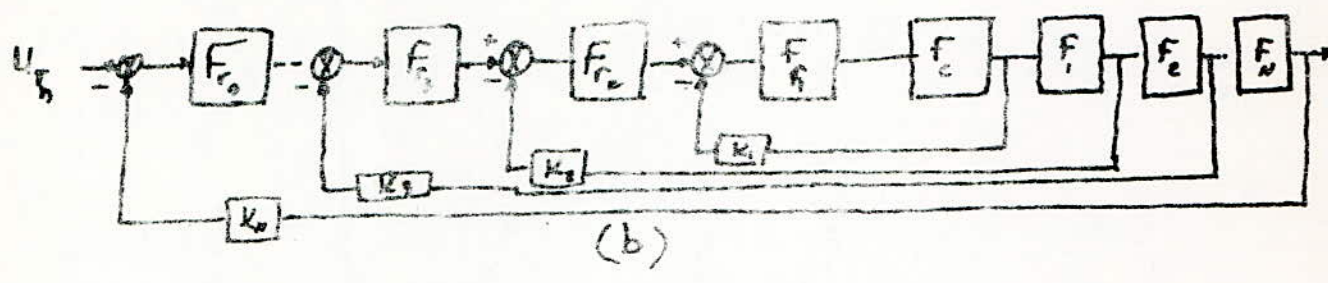
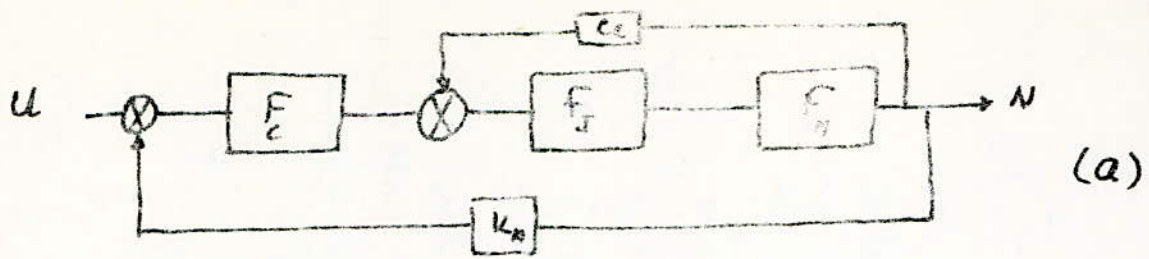


Fig: 1



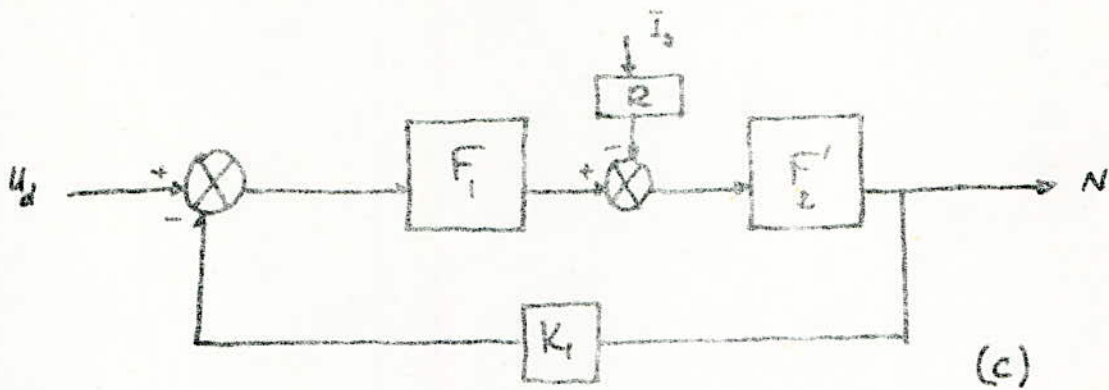
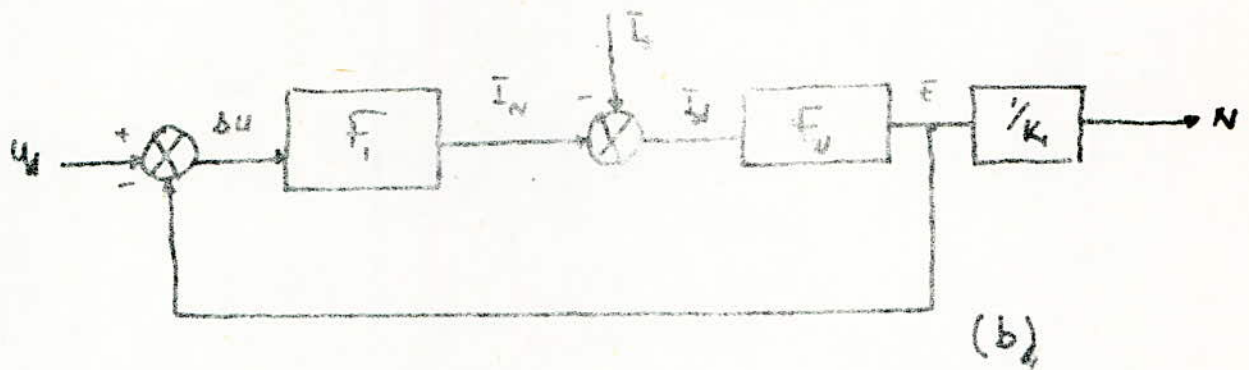
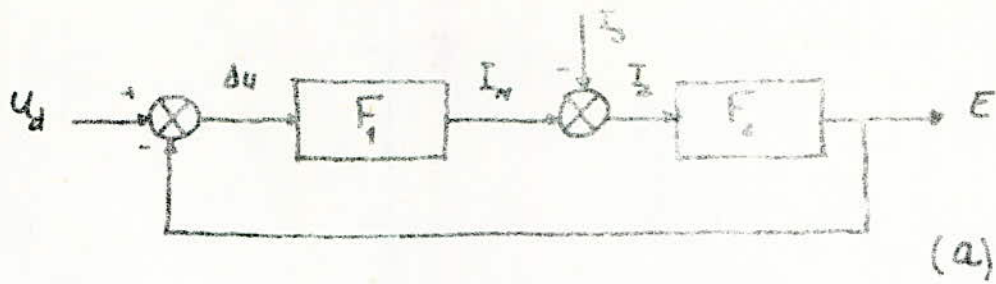
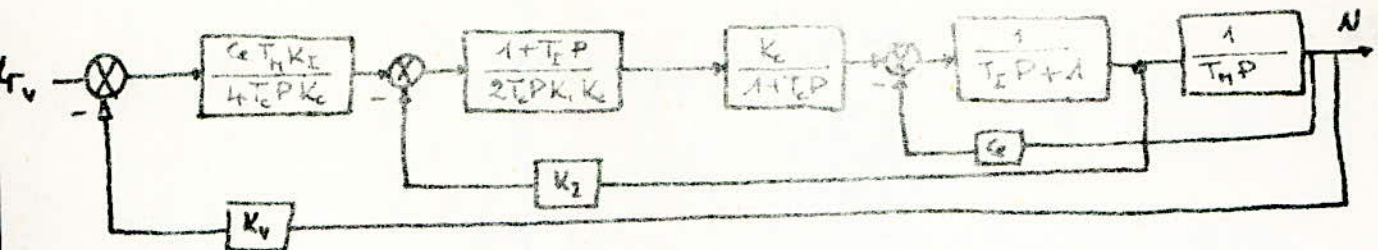
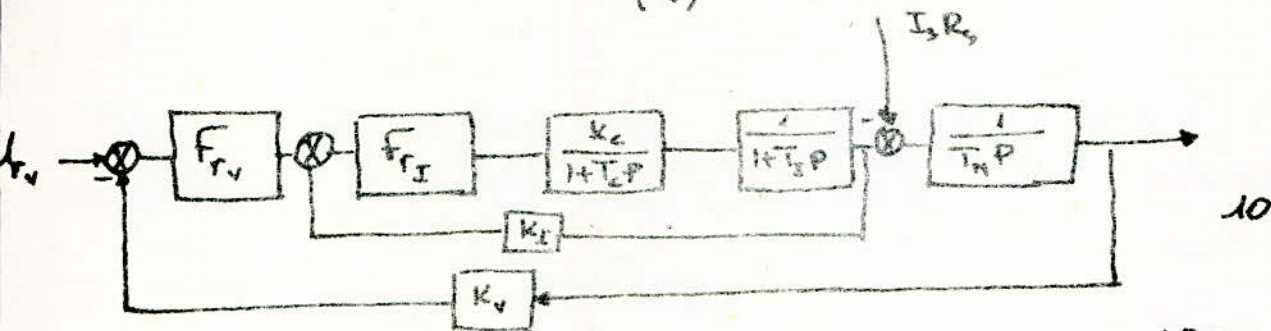


Fig: 6 Schémas fonctionnels du circuit d'induit



(9)



10

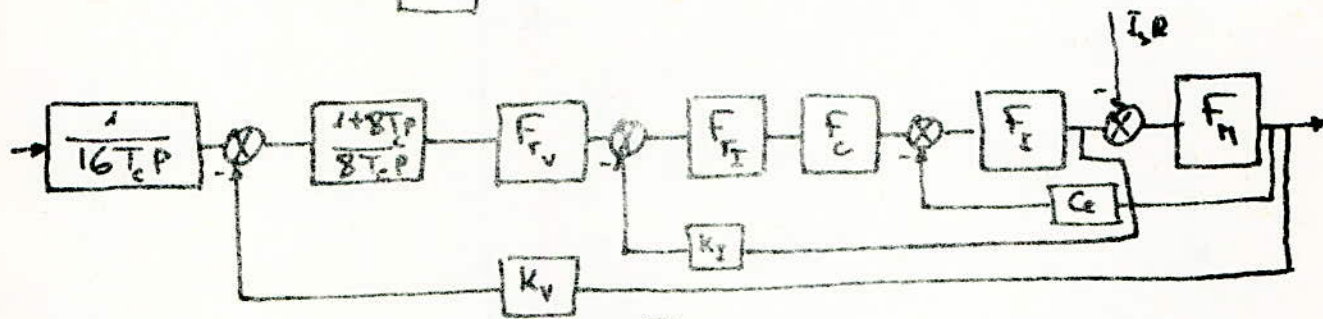
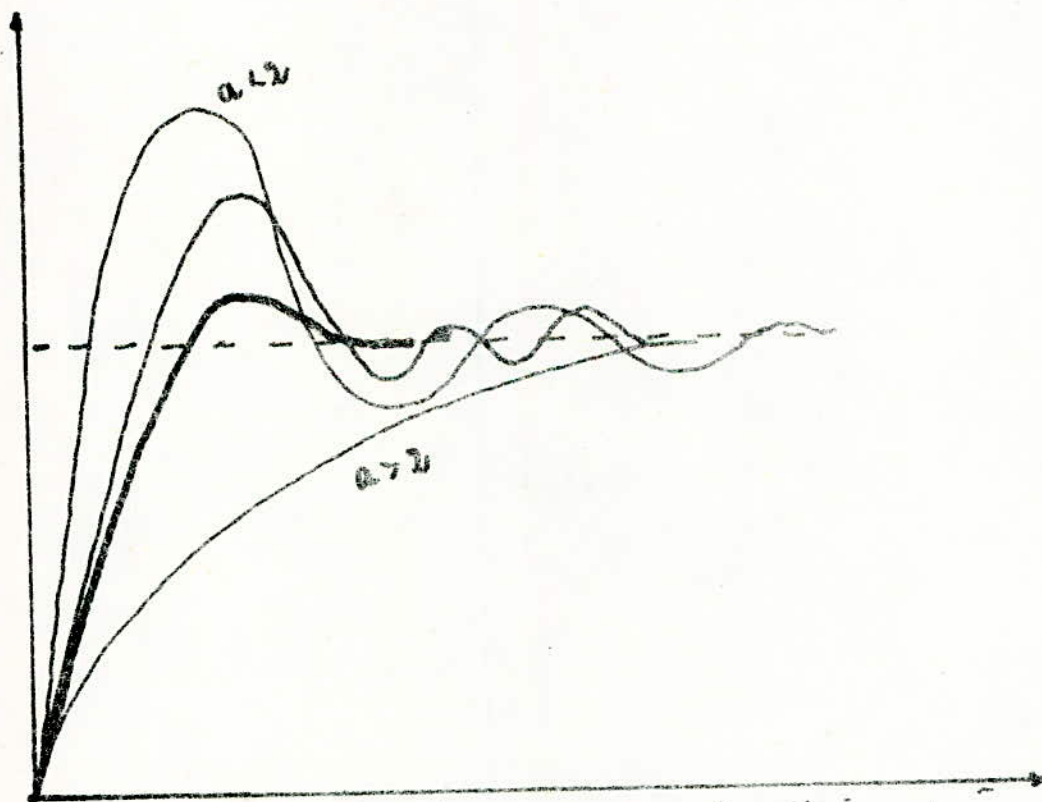


Fig 12



Reponse du Systeme en fonction du rapport
 des temps de reponse $T_i / T_{c-1} = a$
 (Compromis entre le depassement et le temps
 de reponse.)

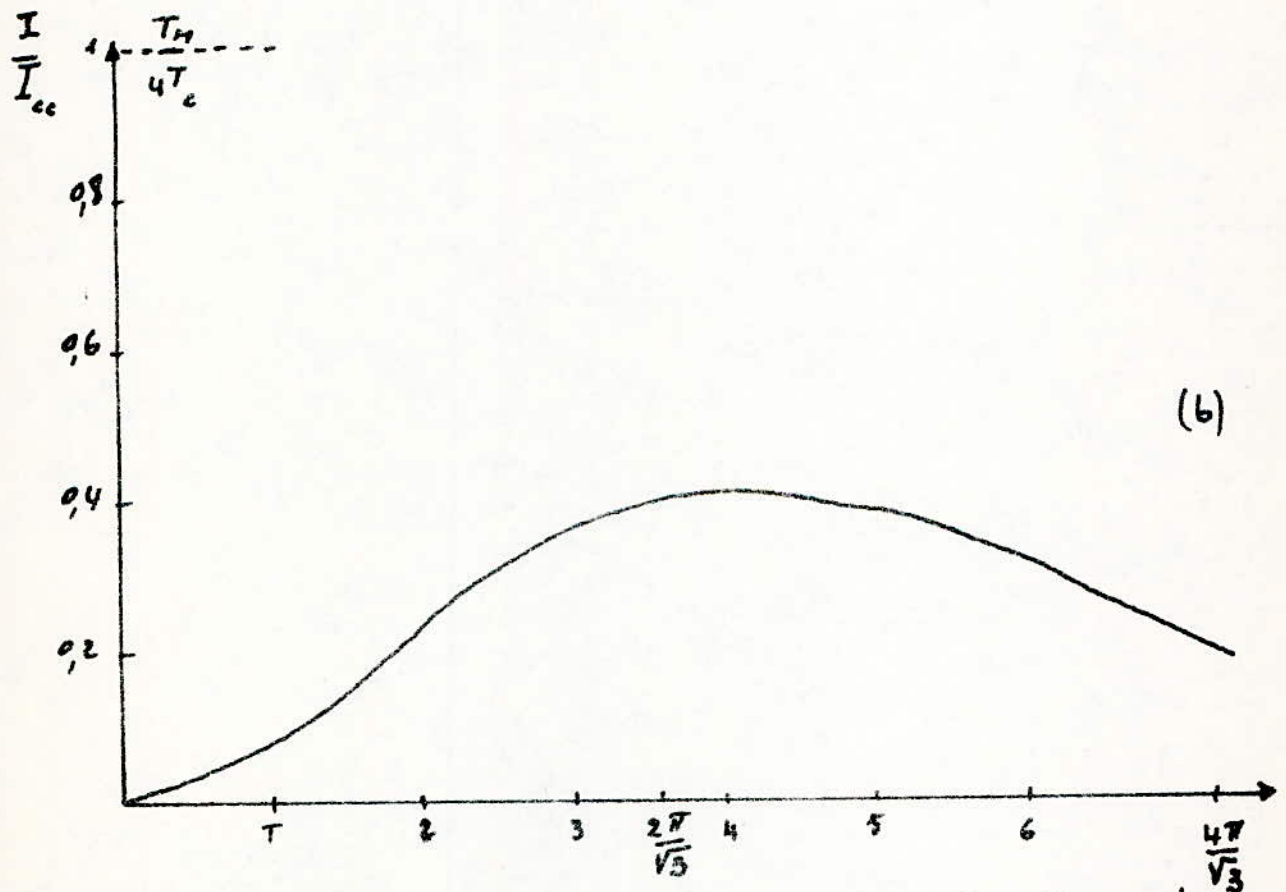
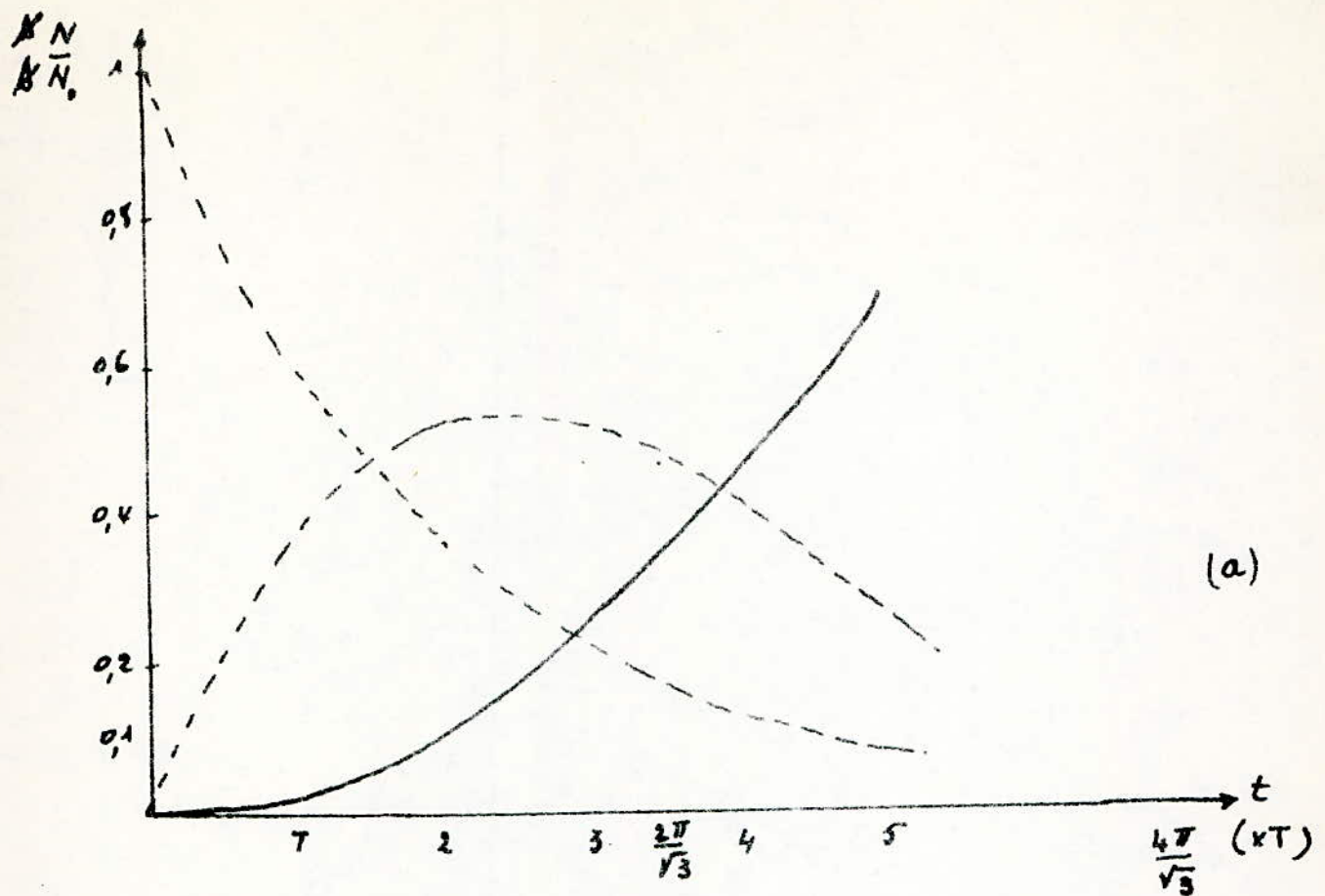
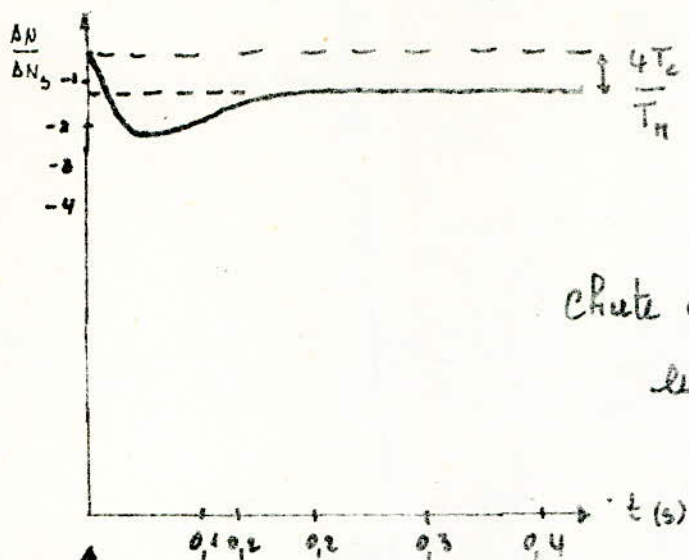
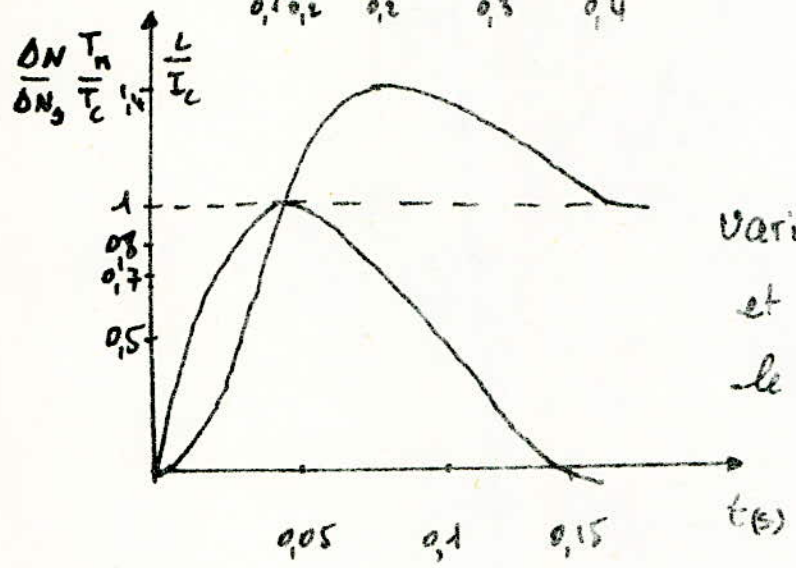


Fig. 11 Courbes de variation de de la vitesse (a)
 en fonction de celle a vide
 b) Variation du courant.

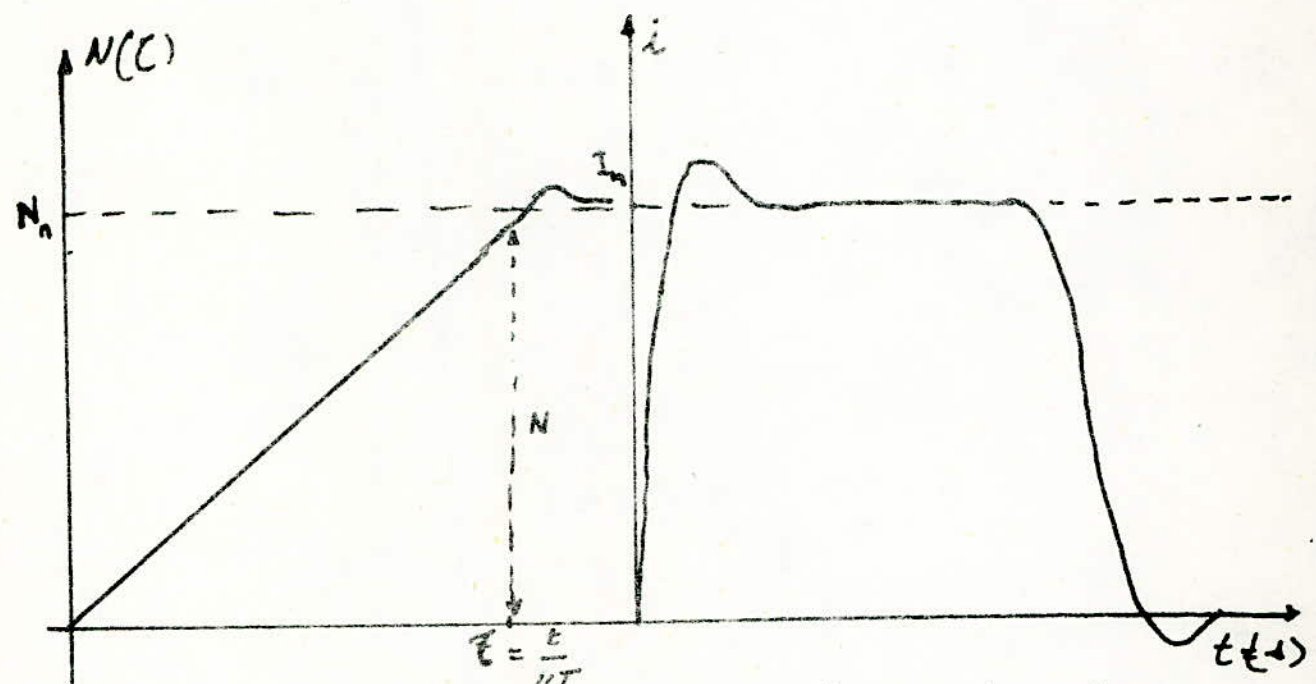


chute de vitesse relative
au charge

Fig



variation du courant
et de la vitesse pour
le système statique
avec PI



Reponses de vitesse et de courant du
système commandé par l'induct.

Fig

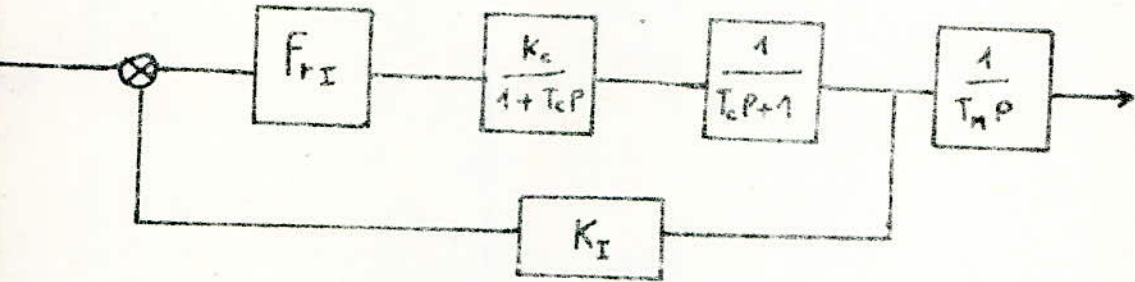
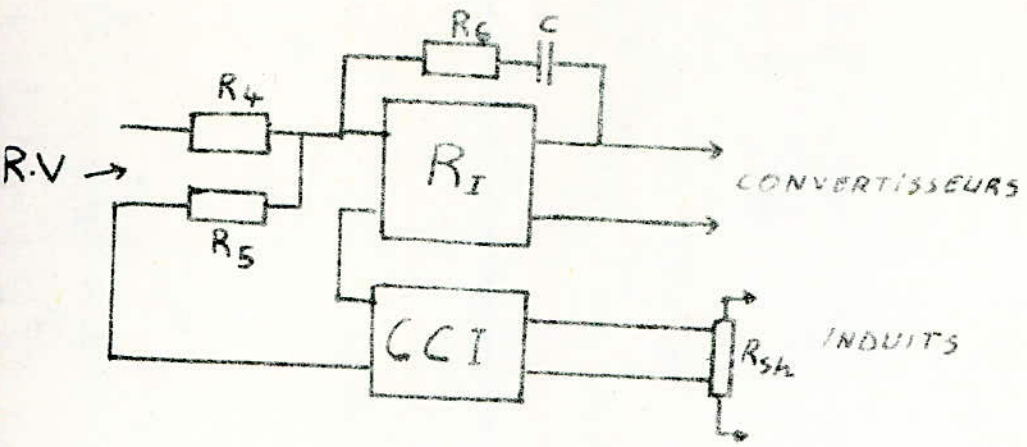


Fig 13C

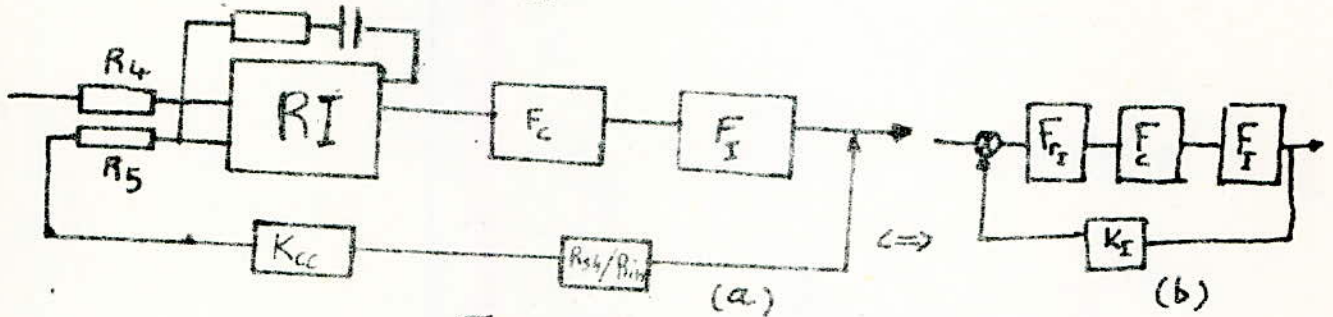


Fig 13: Regulateur & Boucles de d'Induct

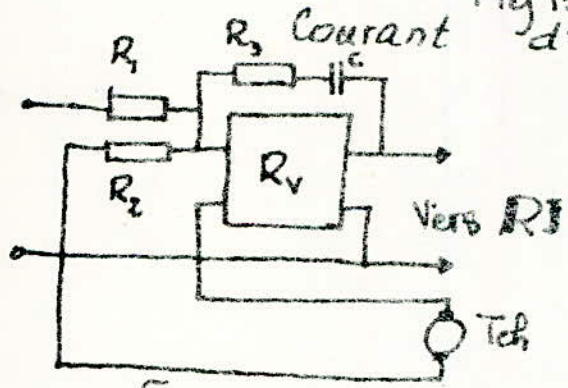


Fig: 14

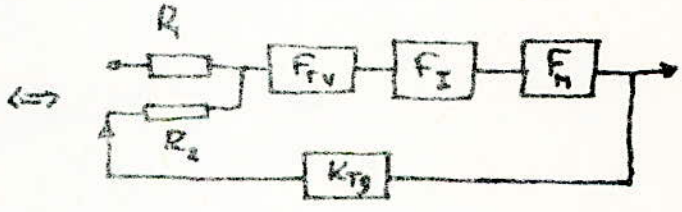


Fig: 15 a

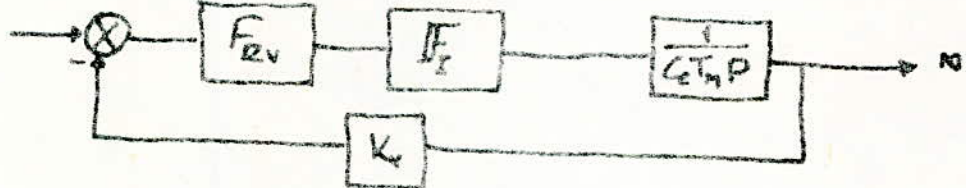
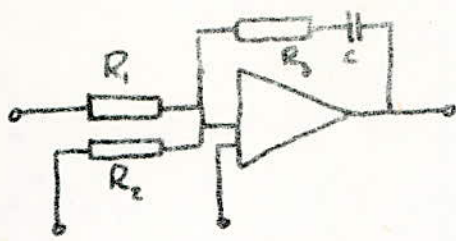
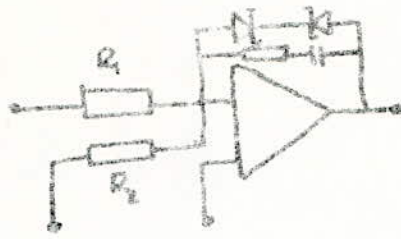


Fig: 15 b

Fig: 14, 15a, 15b : Regulateur de vitesse et schéma Fonctionnel de la boucle correspondante.

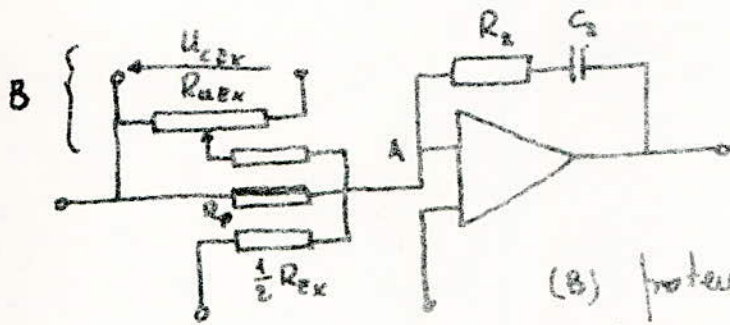


Sans limitateur



avec limitateur

Fig : 16



(B) potentiometre de limitation de tension d'entrée du regulateur

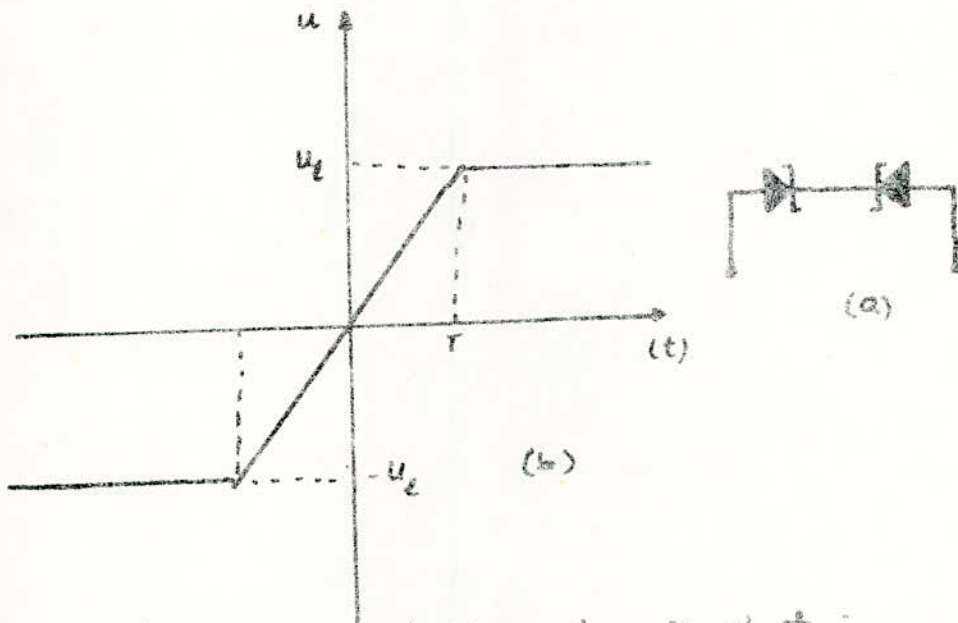
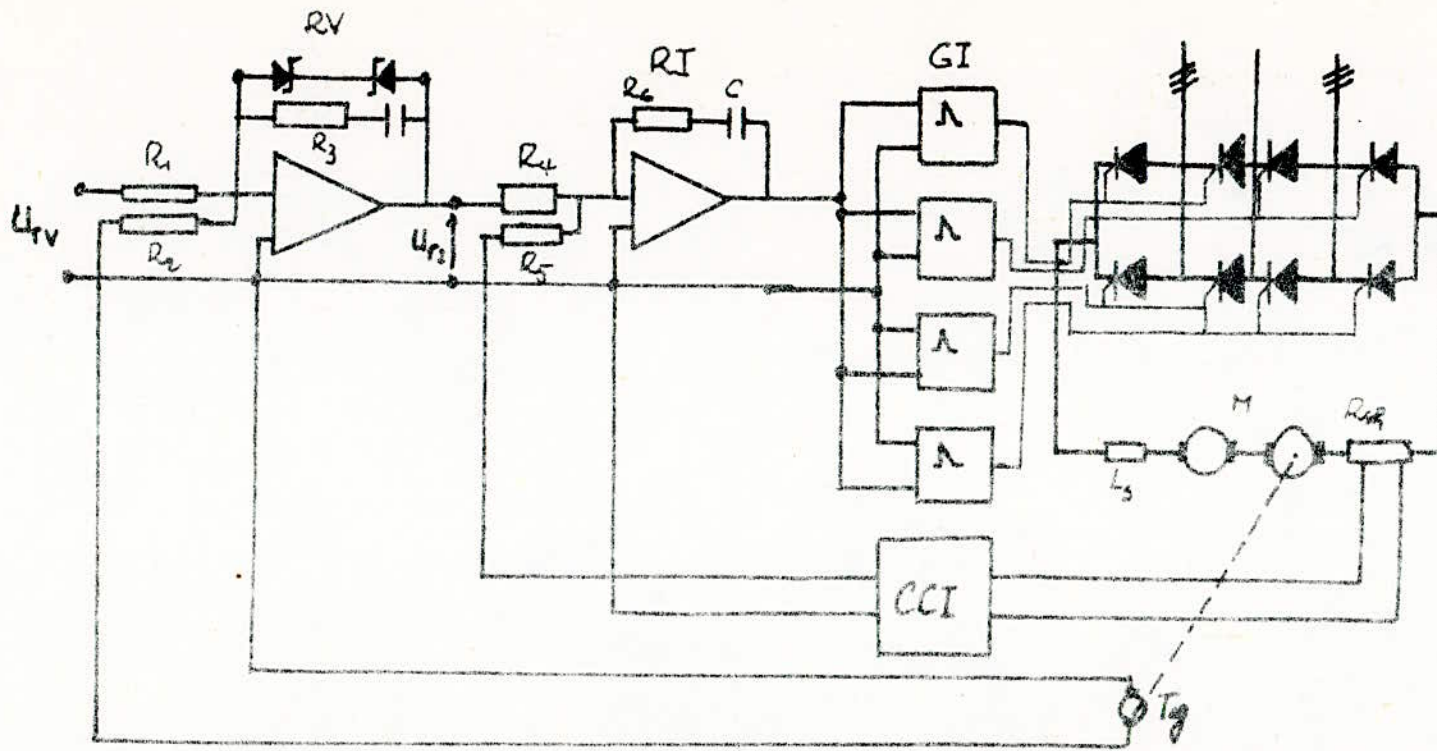
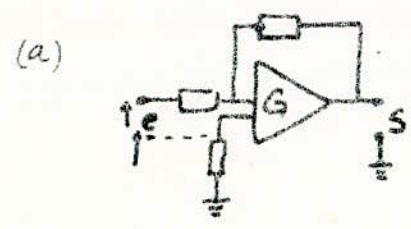


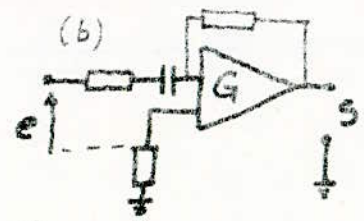
Fig 17 (a) diodes de limitation
(b) caractéristique



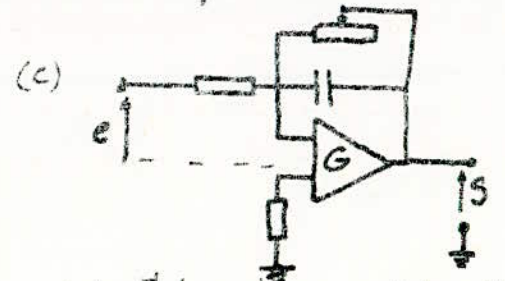
Schema de l'attervissement par retour de vitesse



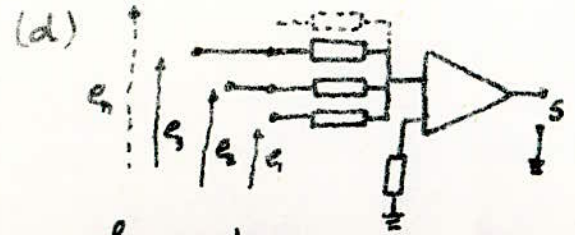
a) Echangeur de signaux



(b) Derivateur



(c) Integrateur a Capacité shuntée



Sommateur

6.6) COMMANDE ET REGULATION PAR L'EXCITATION

Comme on l'a déjà vu auparavant la commande de vitesse par l'induit se fait à courant d'excitation constant, on a obtenu une plage de variations de la vitesse de $V = 0$ à $V = V_N$ à couple constant jusqu'à atteindre la puissance nominale, après cette phase on agit sur l'excitation pour augmenter la vitesse en diminuant son courant, la tension et le courant d'induit sont inchangés la puissance reste constante mais le couple diminuera, on veillera à ce que cette diminution n'entraîne pas un arrêt des cylindres.

a) Circuit d'excitation

Le circuit d'excitation comporte en plus des bobines d'excitation, un convertisseur statique, et un filtre basse-bas; Le schéma fonctionnel est représenté en figure I7.

Les fonctions de transfert sont :

$$F_{EXC} = \frac{1 + T_{EP}P}{1 + (T_{EF} + T_{EX})P} \quad (1) \quad F_{FB} = \frac{K_{EX}}{1 + T_{EX}P} \quad (2)$$

$$F_f = \frac{K_{fEX}}{1 + T_{fP}P} \quad (3)$$

b) Régulateur du courant d'excitation

L'optimisation, qui a été faite pour la régulation par le courant d'induit reste valable pour la détermination du régulateur de la première boucle du schéma fonctionnel de la figure I8.

$$F_{IEXC} = \frac{1}{2T_{EP}P} \cdot \frac{1}{F_{K1} K_{EX}} \quad (4) \quad T_c = T_{CEX} \quad K_c = K_{CEX}; K_I = \frac{K_c}{T_{EP}P + 1}$$

$$F_{K1} = \frac{1 + T_{EP}P}{1 + (T_{fP} + T_{EXC})P} \quad (5) \quad F_{REX} = \frac{1 + (T_{EP} + T_{EX})P}{2T_{CEX} K_{CEX} K_{fEX}P} \quad (6)$$

sa fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F_{IEXC} = \frac{1 + T_{EP}P}{[2T_{CEX}P(T_{CEX} + 1) + 1]K_{EX}} \quad (7)$$

-Nécessité de régulation du courant d'induit

Il est nécessaire d'insérer un régulateur du courant d'induit dans la chaîne de régulation par l'excitation, et ceci à cause des perturbations qui peuvent avoir lieu, et modifiera le fonctionnement des moteurs en faisant un fort appel de courant qui peut dépasser les limites déjà établies. Le schéma en présence de ce régulateur est représenté sur la figure I9.

La fonction de transfert du régulateur du courant d'induit est :

$$F_{RI} = F_{NEXC} \cdot \frac{K \phi K_{AN}}{(1+T_{CO})(1+T_{FP})R_{EX}} \frac{1}{4T_{CEX}(2T_{CEX}P(T_{CEX}P+1)+1)K_{1M}}$$

Comme le système n'agit que lorsque $N > N_M$ a prend $N = N_M$;

$$F_{RI} = \frac{1}{4T_{CEX}P} \cdot \frac{1+T_{EX}P}{K \phi K_{NM}} \cdot \frac{K_{NEX}}{K_{CEX}} \quad (8)$$

c) Régulateur de vitesse

Pour contrôler la vitesse et le régulateur on rajoute un régulateur de vitesse, le schéma fonctionnel est représenté figure 20. On détermine sa fonction de transfert; Ce régulateur est du type proportionnel, on insère un P.I pour que le système devienne astatique, ainsi on minimise l'erreur.

$$F_{RV} = \frac{1}{8T_{CEX}} \cdot \frac{Y_{RIN}}{K \phi} \cdot \frac{K_{CIN}}{K_{EX}} \quad (9)$$

$$F_{RI} = \frac{1+16TP}{16TP} \cdot F_{RI} \quad (10)$$

Dans les schéma précédents, on constate que le système comporte des éléments variables, le flux dans la deuxième et la vitesse dans la dernière. En principe les régulateurs de courant et de vitesse doivent suivre de près les variations de flux et de vitesse, ceci complique le système de régulation, pour simplifier nous prenons des régulateurs à paramètres constants. Les paramètres doivent répondre aux conditions d'optimisation du régime transitoire, pour cela on choisit le flux nominal pour le régulateur de vitesse, et la vitesse nominale pour le régulateur de courant d'induit. La courbe de magnétisation des moteurs n'est pas linéaire, elle a une pente non constante, on doit introduire un élément non linéaire de même réponse et il a pour but de compenser la courbe de magnétisation des moteurs; La fonction de transfert du système corrigé est :

$$\frac{N}{U_{RV}/K_V} = \frac{1+16TP}{16TP[8TP(4TP(2TP(TP+1)+1)+1)+1]+1} \quad (10)$$

au numérateur constitue un élément forcé qui provoque un accroissement de l'écart de la réponse durant le régime transitoire, on aura alors des dépassements non admissibles et il faut donc introduire un élément d'inertie au début de la chaîne de la forme.

$$\frac{1}{1+16TP}$$

Les constantes de temps de la première boucle sont négligeables par rapport à ceux de la dernière, on les néglige pour simplifier le calcul, la fonction de transfert du système est alors :

$$F = \frac{N}{U_{RV}} = \frac{K_V}{4T_{EX}TP[8TP(4TP+1)+1]+1} \quad (11)$$

$F = 1/TP$ Est la fonction de transfert d'un régulateur P.D qui accélère la réponse du système.

7) REGULATEUR DU COURANT D'EXCITATION

Le schéma de principe de la régulation du courant d'excitation est représenté sur la figure 21. Les bobines d'excitation sont mises en service avec un shunt qui donnera un courant proportionnel à celui qui les traverse, ce courant est appliqué à un comparateur (C.I.E) qui transmettra la différence constatée au régulateur de courant (R.I.E), ce régulateur à son tour donne un ordre au circuit de commande des gachettes (SCE) Ce circuit de commande des gachettes (SCE) est pareil à celui établi pour le redresseur de l'induit, il comporte 6 transformateurs de commande. (CIE) est un comparateur, il ~~permet~~ nous permet d'avoir la différence entre le courant transmis par le shunt R_{sh} et le courant de consigne pour lequel il est réglé, c'est à dire le courant d'excitation minimal. Si le shunt transmet à C I E un courant égal ou inférieur à celui pour lequel il est réglé, la boucle de courant d'excitation cessera de fonctionner et fixer l'angle de commande du redresseur au minimum. Le filtre en II est établi pour filtrer les harmoniques qui peuvent avoir lieu pendant le fonctionnement, avec

$$R_E = R_{\text{excitation}}$$

R I E est un amplificateur opérationnel du régulateur de courant d'excitation.

Une tension U_{ex} est appliquée à travers à un potentiomètre de réglage et à une résistance R_{EX} pour pouvoir limiter le domaine de travail.

La tension en A est la différence entre la tension U_{EX} appliquée à travers R_{EX} et la tension U_A appliquée à travers R_P , si U_A est nulle le bloc ne donne aucun ordre à S C E , ainsi on obtient une tension minimale avec un angle d'amorçage maximale et par suite une vitesse maximale. Le régulateur du courant d'excitation est représenté figure 22.

- Eléments du régulateur et du filtre

Le gain de l'amplificateur K_I est déterminé au régime maximal, c'est donc le gain statique de sa fonction de transfert.

$$K_I = \frac{U_{max}}{I_{EX} R_{EX}}$$

- Résistance de polarisation

$$\frac{1 + (T_c \cdot T_f) P}{2 T_c \cdot P} \cdot \frac{1}{K_c \cdot K_f} = \frac{R_c + \frac{1}{C_2 P}}{R_p} \quad , \quad R_p = \frac{2 T_c \cdot K_c \cdot K_f}{C_2}$$

T_C : Constante de temps du convertisseur d'excitation

K_C : Gain statique du convertisseur

K_I : Gain statique de l'amplificateur R.I.E

on a alors :

$$K_\phi \cdot K_n \cdot N = C_e \frac{N_M}{I_{EX}} \quad , \quad \frac{(1 + T_f \cdot P) R_{EX} \cdot K_c}{4 T_c \cdot R \cdot K_\phi \cdot K_n \cdot K_E}$$

C_2 : Est la capacité de Shunt de l'amplificateur de la même façon on tire R_2 :

$$R_2 = \frac{T_{EX} + T_f}{C_2}$$

T_f : constante de temps du filtre

T_{EX} : constante de temps de l'Excitation

R_{EX} : Résistance de l'Excitation

T_f ; peut être prise comme étant égale à :

2) REGULATEUR DU COURANT D'INDUIT (EXCITATION)

Le schéma de principe est représenté figure 23. Le régulateur reçoit la différence entre le courant existant et le courant que l'utilisateur désire; Cette différence est donnée par un comparateur de courant d'induit, ce comparateur est relié à un capteur qui lui transmet à chaque instant un courant proportionnel à celui de l'induit, à la sortie de ce régulateur est relié le régulateur d'excitation.

Pour déterminer les composants nécessaires à la polarisation de l'amplificateur on doit se mettre dans l'hypothèse déjà adaptée à savoir :

$$K\phi = \frac{\Delta\phi}{\Delta I_{EX}}$$

on a alors : $K\phi = K N_N = C N_N / I_{EX}$

nous avons aussi : $\frac{(1 + T_c P) R_{EX}}{4 T_c R_2 K N_N} = \frac{K_c}{K_c}$ K_c gain du convertisseur Exc
 K_c " " Induit

d'où l'on tire :

$$R_3 = \frac{T_f}{C_3} ; R_P = R_4 = \frac{4 T_c}{C_2} \cdot \frac{C N_N}{I_{EN} R_{LY}} = \frac{K_c}{K_c}$$

T_L : constante de temps de l'induit

K_C : Gain statique du convertisseur d'induit

C_3 : shunt de l'amplificateur

I_{EN} : courant nominal de l'excitation

b) Détermination de la diode

La diode placée en parallèle sur le régulateur de courant d'induit limite le courant d'excitation à la valeur minimale qui correspond à un flux minimal à la vitesse maximale des moteurs. Le courant d'excitation pourra s'annuler quand le régulateur R.I est à saturation; Ceci nous conduit à des vitesses dangereuses qui peuvent endommager les moteurs, pour écarter ce danger on place une diode Zener qui permettra la conduction quand R.I est saturé, de par sa caractéristique, cette diode permet d'avoir une tension minimale aux bornes de R_{IE} et nous aurons ainsi un seuil d'excitation.

Le choix de la diode tient compte du courant minimal qu'on désire avoir pour l'excitation, de plus on a prévu des bornes facilement accessibles pour pouvoir changer cette diode et placer la diode correspondant à la vitesse maximale qu'on désire avoir.

II) Régulateur de vitesse par l'excitation

Le schéma de principe est représenté figure . Ce régulateur est du même genre, et joue le même rôle que celui établi pour la régulation par le courant d'induit, la seule différence est, que dans ce cas la vitesse varie de N_N à N_{max}

détermination des composantes : $R_7 + R_6 = R_p$

$$\frac{1.165 \cdot \frac{1}{8T_c} \cdot \frac{J \cdot \omega}{C} \cdot K_3}{R_6} = \frac{R_7 + \frac{1}{C_p}}{R_6}$$

par identification on tire :

$$R_6 = R_p = \frac{128 \cdot T_c^2}{C_4 \cdot J \cdot \omega} \cdot \frac{K_3}{K_2} \cdot C \quad ; \quad R_7 = \frac{16 T_c}{C_4}$$

avec : K_2 le gain statique de l'amplificateur

J moment d'inertie de la charge

C le couple

C_4 capacité appliquée à l'amplificateur

Les diodes Zener montées en tête-bêche constituent un relais toutou rien avec seuil, son but est le même que pour la régulation du courant d'induit -- comparateurs et shunts

les résistances des shunts sont choisies de tel façon que la proportion de courant transmis soit nul à la sortie des comparateurs. les résistances R_1, R_2, R_3 placées respectivement dans le circuit de retour de l'excitation, de l'induit, et du tachymètre :

$$R_1 = \frac{R_{cin} E_c}{R_{exc}} \cdot \frac{K_1}{K_2} \cdot R_p$$

$$R_2 = \frac{R_{sh} I}{R_{ind}} \cdot \frac{K_{c2}}{K_2} \cdot R_4$$

$$R_3 = K_{Tg} \cdot R_6 \cdot \frac{1}{K_3}$$

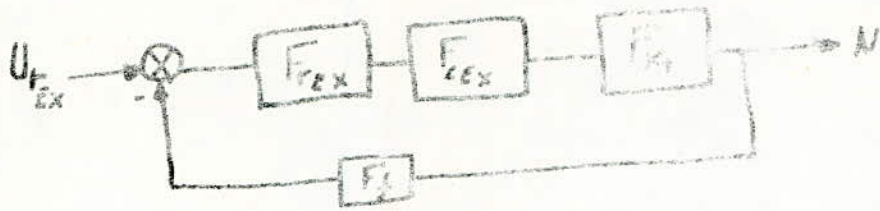


Fig: 18 :

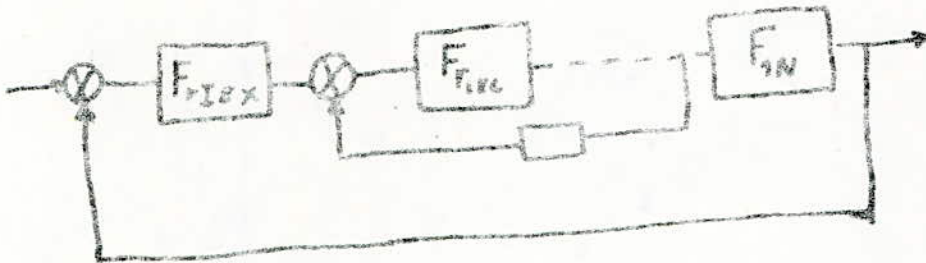


Fig: 19

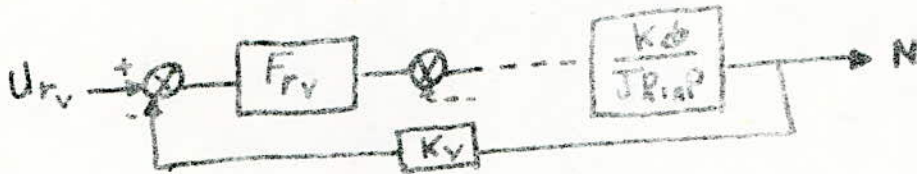


Fig: 20

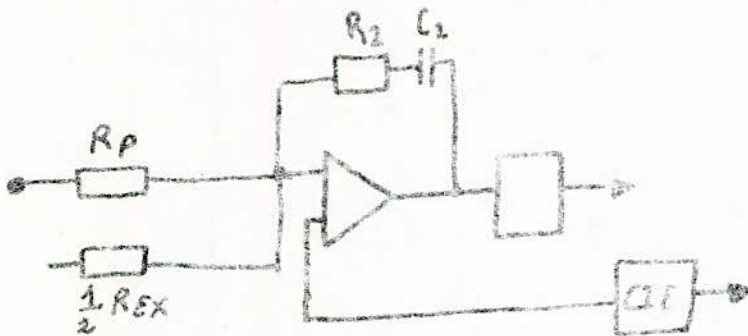
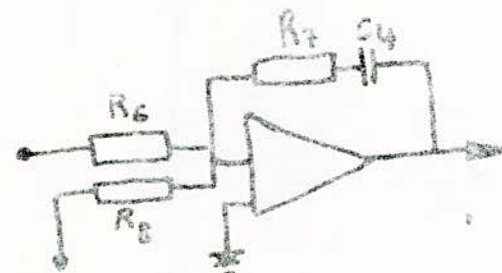


Fig: 22



Vers capteur de tension.

Fig: 24

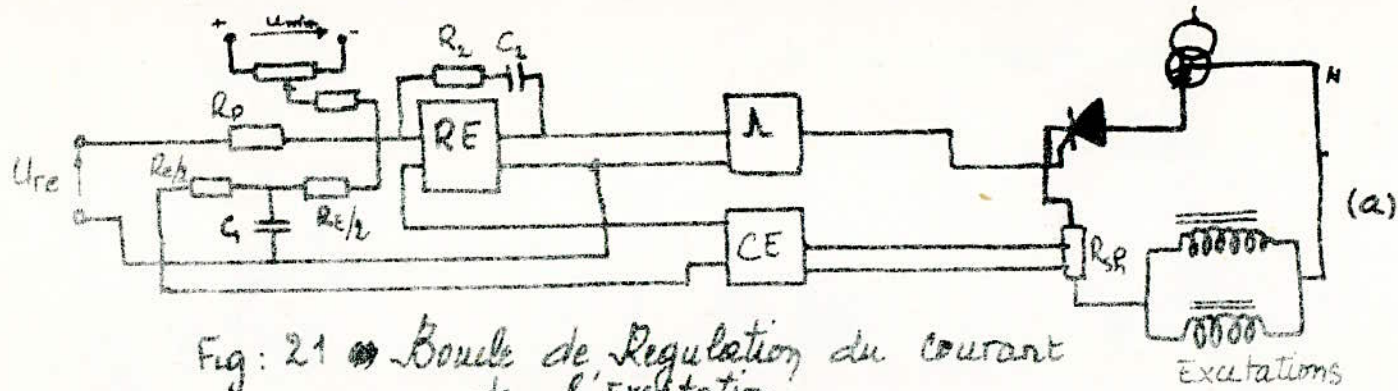
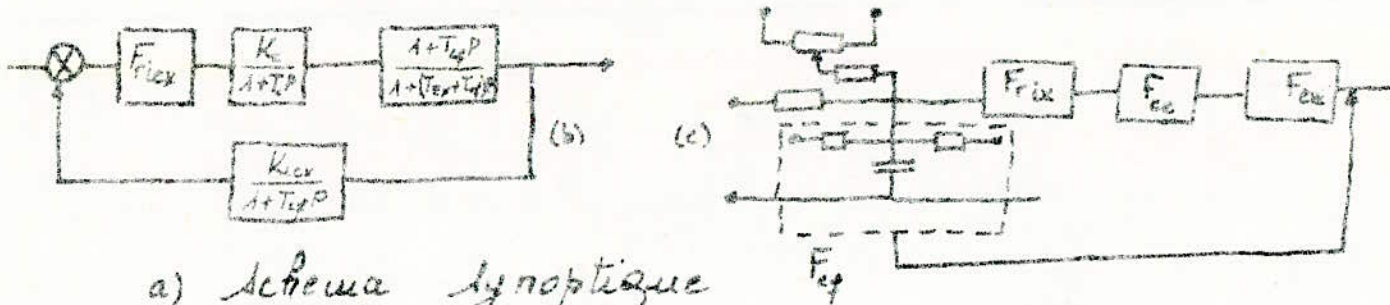


Fig: 21 ● Boucle de Regulation du courant de l'excitation.



a) schéma synoptique

(b) " fonctionnel

(c) " " pour détermination de composantes.

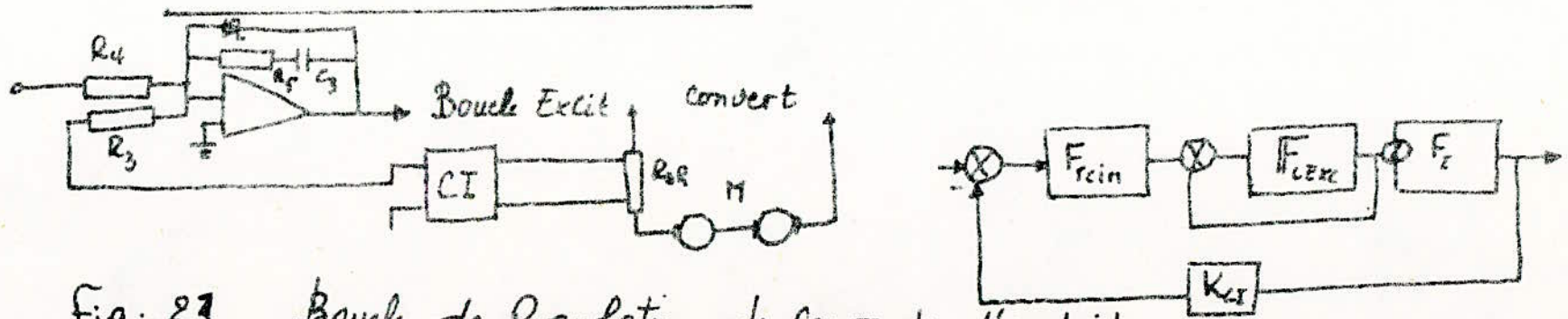
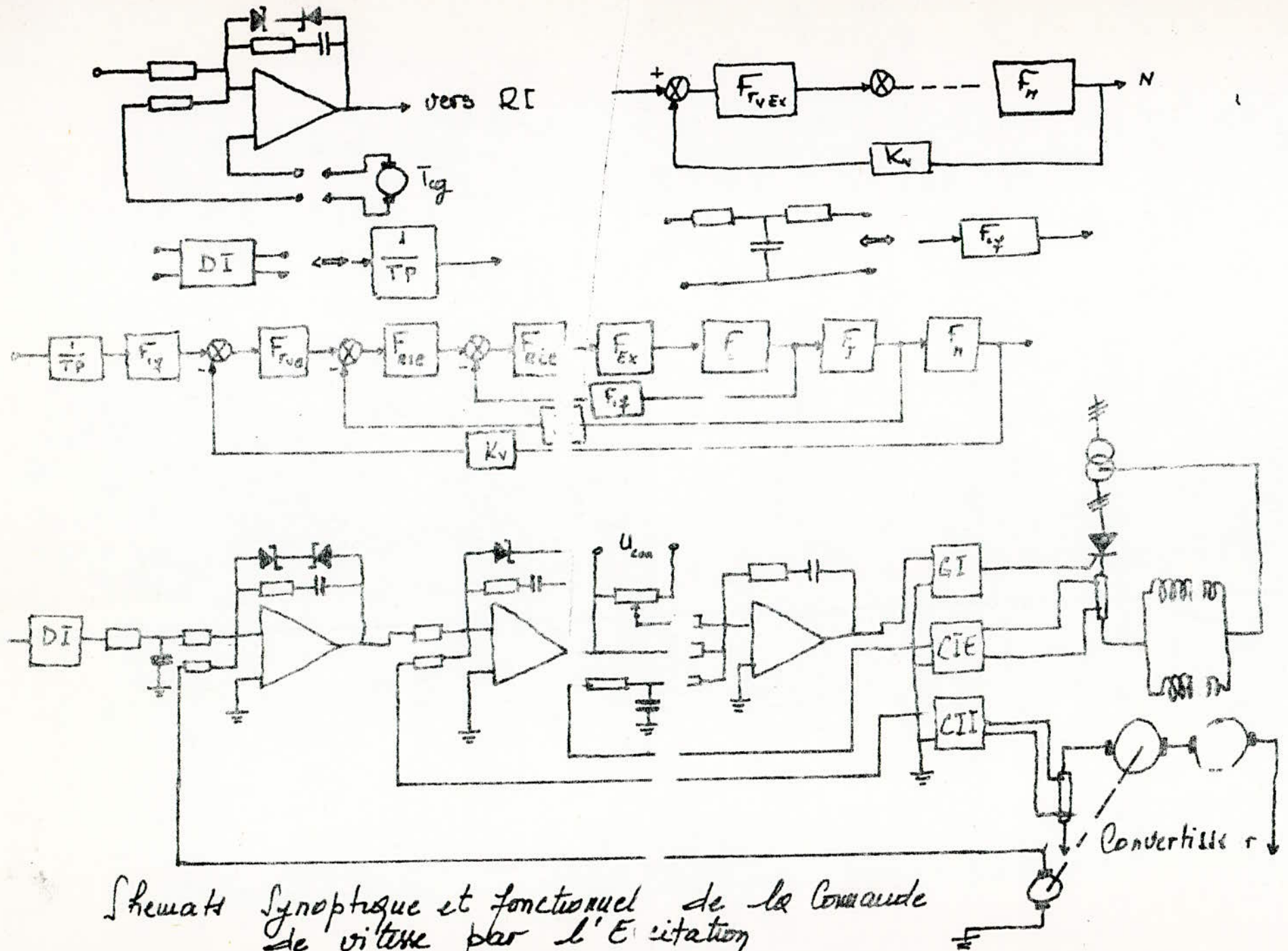


Fig: 23 Boucle de Regulation du courant d'induit



Schema Synoptique et fonctionnel de la commande de vitesse par l'Excitation

III — VALEURS DES ELEMENTS DU CIRCUIT DE REGULATION

1°) Eléments du régulateur du courant d'induit

$$- K_I = 0,035$$

$$- R_4 = 46,47 \text{ K } \Omega$$

$$- C_2 = 10^{-6} \mu\text{F}$$

$$- B_6 = 14,6 \text{ K } \Omega$$

$$- R_5 = 98, \text{K } \Omega$$

- Le shunt capteur de courant d'induit R_{Sh}

$$R_{Sh} = 0,01 \text{ m } \Omega$$

- Kcc le gain statique de CCI est pris :

$$2°) \frac{K_{CC}}{\text{Constantes}} = 130$$

- Gain statique du convertisseur $K_C = 66,67$

$$- \text{d'induit : } T_I = \frac{L}{R} = 10 \text{ m } \Delta$$

- électro-dynamique

$$T_H = 17,2 \text{ m } \Delta$$

- Constante de temps du convertisseur

$$T_C = 10 \text{ m } \Delta$$

3°) Eléments du régulateur de tension

$$- K_{TG} = \frac{U_N}{W} = 14$$

- Gain statique de l'amplificateur

$$- K_V = \frac{24.60}{60.2 \text{ II}} = 4$$

$$- R_3 = 40 \text{ K } \Omega$$

$$- R_I = 21 \text{ m } \Omega$$

$$- R_2 = 2,3 \text{ m } \Omega$$

4°) Système statique

$$R_3 = 80 \text{ K } \Omega$$

$$R_I = 4,77 \text{ K } \Omega$$

$$R_2 = 0,52 \text{ K } \Omega$$

5°) Intégrateur et éléments d'inertie

$$- E.I = \frac{I}{I6 T_{cp} + I} = \frac{I}{T_{EP} + I}$$

$$- TE = I6 T_C = 10^{-2} \quad I6 = 160 \text{ n/s}$$

- E.I est la fonction de transfert du circuit suivant :



$$T_E = R C = 160 \text{ n/s}$$

Avec C de l'ordre de μF on aura :

$$R = T/C \Rightarrow R = 160 \text{ K}\Omega$$

- P.I

$$F_{PI} = \frac{I + 8T_C P}{8T_{CP}} \quad , \quad T_{PI} = 80 \text{ n/s}$$

$$T_{PI} = R C \Rightarrow R = 80 \text{ K}\Omega$$

Le gain de l'amplificateur est théoriquement infini.

CARACTERISTIQUES DES ELEMENTS DE REGULATION DE L'EXCITATION

-Tension de consigne-

Le dispositif donnant la tension de consigne peut être réalisé de plusieurs façons :

pour une tension de consigne $U_c = \frac{I}{10} U_{cn}$, U_r doit être égale à 2,4 V ; donc il faut lui superposer une tension de garde U_{EX} tel que l'angle de commande ordonné par le régulateur soit au maximum .

$$E_d = \cos \alpha \cdot \frac{22}{220} = \frac{I}{10} \Rightarrow \alpha \leq 84^\circ$$

d'ou il faut que la tension minimale aux bornes du régulateur soit:

$$U_{EX} = 2,4 \text{ V}$$

$$R_{UEX} = 1 \text{ M}\Omega \quad ; \quad U_{EX} = 24 \text{ V}$$

$$R'_{UEX} = 1 \text{ K}\Omega$$

Soient :

$$2,4 = \frac{R_p \cdot 24}{K R_{UEX} + R'_{UEX} + R_g}$$

avec K coefficient de pouvoir de variation du potentiomètre .

R_{UEX} et R'_{UEX} prenant des valeurs arbitraires .

$$2,4 = \frac{20 \cdot 10^3 \cdot 24}{\dots}$$

$$K_{R_{UEX}} = R'_{UEX} = 20$$

$$K_I = \frac{24}{50,4,4} = 0,476$$

$$R_p = \frac{2 \cdot 10^{-2} \cdot 220}{24 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,476 = 20 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = \frac{T_{EX} + T_f}{C_2} = 0,9 \mu\text{s}$$

$$T_f = \frac{4,4 \cdot 10^{-6}}{4} = 1,1 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$R_5 = \frac{T_I}{C_2} = \frac{14,6 \cdot 10^{-3}}{10^{-6}} = 14,6 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = \frac{4 \cdot 10^{-2}}{10^{-6}} \cdot \frac{4,5 \cdot 10^6}{50,4,4} \cdot \frac{2080}{220} = 83 \cdot 10^5 \text{ K}\Omega$$

$$R_6 = 198 \text{ K}\Omega$$

$$R_7 = \frac{16 \cdot 10^{-2}}{10^{-6}} = 160 \text{ K}\Omega$$

$$R_I = \frac{1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 220}{4,4 \cdot 0,476} \cdot 20 = 0,6 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = 1,7 \cdot 10^8 \text{ K}\Omega$$

$$R_8 = \frac{220 \cdot 60 \cdot 128 \cdot 10^{-4} \cdot 715 \cdot 10^3 \cdot 24}{2080 \cdot 150,2 \cdot 10^{-6} \cdot 800 \cdot 0,74 \cdot 10^{-5}} = 25 \cdot 10^2 \text{ M}\Omega$$

Avec $C_1 = C_2 = C_3 = 1 \text{ nF}$

et $R_{EX} = 1,5 \cdot 10^{-3} \Omega$ le shunt de l'excitation .

$R_{ind} = 0,01 \cdot 10^{-3} \Omega$ le shunt de l'induit .

$K_{ciEX} = 320$ le gain du capteur du courant d'excitation .

$K_{CCI} = 130$ le gain du capteur du courant d'induit .

IV—PROTECTIONS

1°) Les Principaux Défauts :

Pendant le service, l'ensemble de l'installation est soumis à plusieurs genres de perturbations, qui suivant leur ampleur peuvent créer les dommages suivants :

- Perturbations dans le réseau
- Perturbations dans les transformateurs
- Perturbations dans les convertisseurs
- Perturbations dans les moteurs

a) Sur Tensions

Les sur tensions peuvent avoir pour origine, la foudre qui s'abat sur le réseau et crée ainsi, une onde qui sera transmise jusqu'au thyristor. Les manoeuvres effectuées par l'opérateur sur les disjoncteurs.

b) Les Sur-Intensités

Les sur-intensités ont leur origine surtout dans le cas de clacage des thyristors, dans l'amorçage intempéstif, défaut de régulation, surcharges des moteurs, court-circuit aux différents niveaux de l'installation.

2°) Dispositif de protection

Contre les sur-tensions créées par les foudres, on doit régler le para-foudre de telle façon que la tension U_f ne dépasse pas $3 U_N$ pour laquelle le nombre de thyristors a été calculé? Les sur-tensions dues aux manoeuvres causent des effluves sur les thyristors, on doit chinter ces thyristors par un circuit R C. Le choix des composantes R C, est lié au temps de réponse de l'ondes incidentes de tension.

Nous devons insérer des fusibles en série à chaque branche de thyristors, chaque phase de transformateurs sont munies de disjoncteurs, les caractéristiques des disjoncteurs sont liées à la sécurité désirée, leur temps de réponse est lié à celui des convertisseurs. La protection de la gachette des thyristors est assurée par un diode qui écrète ^{au} le niveau admissible de tension.

V - CONCLUSION

L'entraînement des machines tournantes à vitesse variable a été toujours réalisé par des moteurs à courant continu qui présentent de larges avantages sur les moteurs à courant alternatif, parmi ces méthodes de variation de vitesse, nous distinguons : le groupe Ward-Léonard ; par variation du courant d'induit, par variation de l'excitation ; mais dans les installations de grande puissance, cette variation s'accompagne généralement de pertes de puissance non négligeables, ce qui a amené les constructeurs à envisager une récupération de l'énergie ainsi perdue, et ceci grâce aux convertisseurs statiques à thyristors qui jouent pleinement leur rôle. Cette faculté des convertisseurs les rend de plus en plus demandés dans de telles installations, ils permettent également d'avoir une large plage de variation de la vitesse, on peut les commander par la gachette des thyristors en utilisant une faible puissance, ce qui n'est pas le cas pour les autres modes, on note aussi l'intégration de la commande qui rend l'installation non encombrante.

La commande en cascade, pour la régulation de la vitesse et du courant d'induit que nous avons utilisée est largement vulgarisée car son étude et son calcul sont simples et suivent une méthode directe.

Nous signalons que cette modeste étude nous a permis d'apprendre certaines méthodes de calcul restées jusqu'à là ignorées et d'acquies une certaine expérience ; et si nous aurons à faire cette étude une autre fois, elle sera aisément facilitée.

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

- SOUPAIES ELECTRIQUES , REDRESSEURS , ONDULEURSM. DEMONVIGNIER .
- REDRESSEURS INDUSTRIELS A SEMI-CONDUCTEURSRaoul , MASCARIN .
- SYSTEMES ASSERVISJacques , THURIN .
- TECHNOLOGIE ET CALCUL PRATIQUE DES SYSTEMES ASSERVIS ;P. NASLIN .
- COURS DE F.E.N .185Vadim, BOUENKO.
- COURS DE F.E.N .169TRAN-TRIEU .
- COMMANDE ELECTRONIQUE DES MOTEURS A COURANT CONTINURobert, CHAUPRADE.
- MACHINES ELECTRIQUES . Tome I et 2M.KOUSTENKO ,
PIOTROVSKI .
- CIRCUITS DE COMMUTATIONM. ABATI,
P. HEINY .
- COURS DE SCHEMAS D'ELECTRICITEM. BOUISSOUX,
J. MONFAGNAC .
- TECHNOLOGIE D'ELECTRICITEP. HEINY ,
R. NAUDY .
- PROJETS DE FIN D'ETUDE DE L'E.N.P.A

