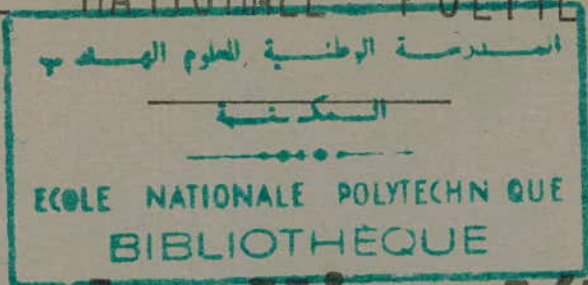


8/77

UNIVERSITE D'ALGER

20

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Thèse de Fin d'Etudes

Département Electricité : Electrotechnique

Alimentation d'un moteur de laminoir à chaud

réversible

300 v

5000 kw

Sujet proposé par : M. V. STIRIBU

Etudié par : A. MAAZI

Janvier 77

II INTRODUCTION

Notre travail consiste en l'étude de l'alimentation d'un moteur de laminoir réversible.

L'étude des contraintes imposées au moteur par le laminoir va nous amener à adopter le plan d'étude suivant :

- 1° - Choix du moteur
- 2° - Choix et étude du montage redresseur
- 3° - Choix du transformateur d'alimentation
- 4° - Commande, perturbation et protections.



STRUCTURE GENERALE D'UN LAMINOIR REVERSIBLE

Dans ce laminoir, appelé aussi train blooming, on fabrique à partir de lingots bruts coulés, préchauffés, des billettes servant de matière première pour des trains de laminoir continu, tels, par exemple, que trains à fils ou train à aciers profilés. Comme le train blooming constitue le premier élément dans la chaîne de l'installation de laminage, la production complète dépend de son bon fonctionnement.

Le laminoir réversible comprend une cage principale et quelques dispositifs d'entraînement auxiliaires.

Cage principale :

Les cylindres de travail de la cage sont entraînés par un moteur à courant continu par l'intermédiaire d'un réducteur.

Dans tout le domaine de vitesse, le moteur peut être surchargé à 175 % pendant une courte durée, autrement dit il peut, pendant une courte durée, admettre une charge égale à 2,75 fois sa charge nominale.

Le moteur à courant continu est alimenté par un réseau à 15 kv., par l'intermédiaire d'un transformateur et d'un redresseur à semi-conducteurs commandés.

L'alimentation de l'induit est dimensionnée pour deux sens du courant, c'est à dire que l'inversion est obtenue par l'inversion du sens du courant d'induit.

L'enroulement du champ du moteur est alimenté par un redresseur à semi-conducteurs équipés de téristors

Les courtes durées d'inversion et la conduite relativement simple de l'installation sont rendues possibles grâce à la régulation électronique.

Cette régulation englobe les fonctions principales suivantes :

- 1° - Régulation de tension par la surveillance de la tension d'induit, qui est maintenue à sa valeur nominale dans le domaine d'affaiblissement du champ.
- 2° - Régulation de courant pour respecter le courant de moteur maximale admissible, fixé à 2,75 In (In : courant nominal).
- 3° - Régulation de vitesse.

Dispositifs d'entraînement auxiliaires :

La réduction de la section du produit à laminer, du lingot à la billette, est obtenu par le serrage, c'est à dire par un abaissement correspondant du cylindre supérieur. Le dispositif prévu à cet effet, à savoir le mécanisme de réglage des cylindres est entraîné par un moteur à courant continu dans la vitesse entre 0 et 515 tr/mn.

Un dispositif de régulation électronique assure, ici également, l'ajustage exact du cylindre et la protection du moteur qui en découle. Les autres dispositifs de déplacement sont entraînés par des moteurs triphasés?

En ce qui nous concerne, notre travail va se limiter principalement à dimensionner l'alimentation du moteur d'entraînement de la cage principale.

II - CHOIX DU MOTEUR

A - PRINCIPES GÉNÉRAUX DU CHOIX D'UN MOTEUR

Pour le choix du moteur, on tiendra compte des points suivants :

1° - Le courant nominal est défini par l'échauffement du moteur, alors que le courant de surcharge est défini par la capacité de commutation du moteur.

2° - Pour une application donnée, il faut choisir un moteur dont les caractéristiques conviennent à celles de la charge, origine nominale et en surcharge. Il faut tenir compte :

a) Du couple à transmettre;

b) Du couple d'accélération, calculé avec la somme des moments d'inertie ramenés sur l'arbre moteur;

c) Des harmoniques que contient le courant, qui ont pour effet d'augmenter le courant efficace du moteur, et donc oblige à le surdimensionner pour une puissance utile égale spécifiées et qui ont une influence sensible sur la commutation du moteur.

Le gradient de courant ($\frac{di}{dt}$) dégrade la commutation parce que, lorsque l'intensité évolue rapidement dans l'induit, les courants de Foucault qui prennent naissance dans le circuit magnétique des pôles auxiliaires empêchent le flux de ces derniers d'évoluer en même temps que l'intensité. Il en résulte alors une imperfection de la compensation du flux de commutation, car les pôles auxiliaires sous-compensent les montées de courant et sur-compensent ses diminutions.

3° - Le choix de la vitesse de base et de la tension d'alimentation dépend essentiellement de la puissance considérée; Ces grandeurs sont limitées pour des raisons technologiques telles que la tenue mécanique ou la commutation du collecteur.

4° - Le surcouple varie aussi suivant les cas :

On trouve généralement un coefficient compris entre 1,5 et 3.

L'harmonisation de l'ensemble moteur-convertisseur est un point important. Il faut prendre en compte la puissance, la plage de variation de la vitesse demandée, les pulsations du couple admissible etc...

Les convertisseurs délivrent des formes d'ondes de courant et de tension avec lesquelles on doit tenir compte pour le choix du moteur.

Notre train réversible utilise des; lingots de poids très élevés(ordre de grandeur du poids unitaire des lingots : 2 tonnes), il n'est pas possible de les engager à pleine vitesse, l'engagement doit se faire à vitesse nulle. Le seul système qui permet de résoudre ce problème, est le moteur à courant continu à excitation séparée.

En raison des surcharges particulièrement dues aux-à-coups très important du laminage, ces moteurs doivent être étudiés tout à fait spécialement au point de vue mécanique. Le couple maximum atteint normalement 250 à 300 tonnes mètres et le couple efficace est compris entre 60 et 100 tonnes par mètre.

Les machines doivent être spécialement étudiées au point de vue commutation. Des précautions spéciales doivent être prises à causes des variations brutales de charges et des accélérations importantes. A cet effet, on prévoit des enroulements de compensation de la réaction d'induit et des pôles de commutation.

Les moteurs principaux réversibles à courant continu, sont caractérisés par :

1° - Leur couple maximal ou couple de déclenchement, qui est égal à 2,75 à 3 fois le couple d'échauffement.

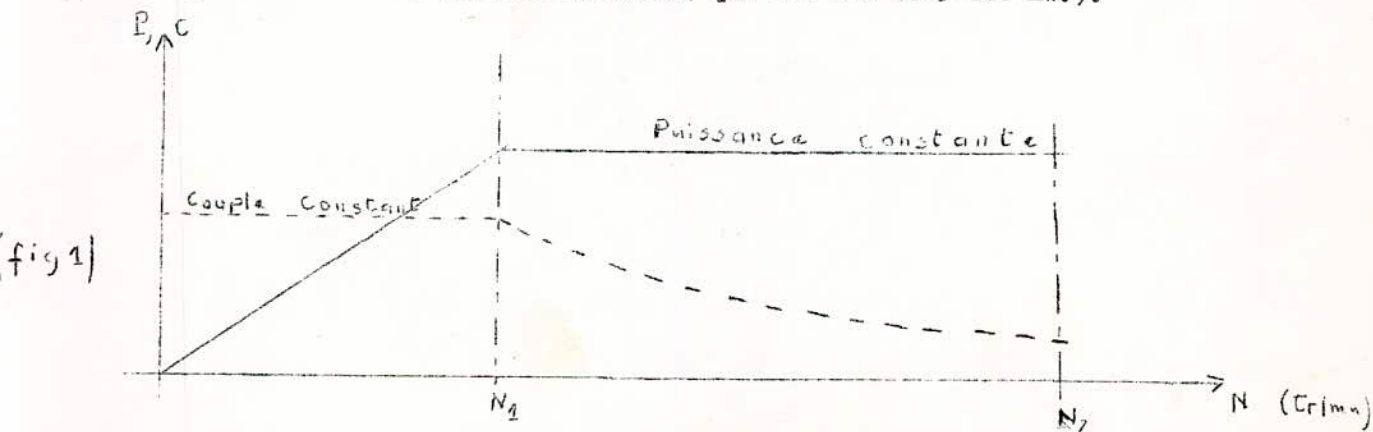
2° - La vitesse de rotation (exprimée en tr/mn) . On distingue :

a) La vitesse de base qui est la vitesse maximale à couple constant à plein champ.

b) La vitesse maximale obtenue par le réglage du champ. Elle est généralement de 2 à 2,5 fois la vitesse de base, mais le couple a diminué dans de fortes proportions (fig 1). Pour caractériser notre moteur, on indique les deux vitesses : 60 / 140 tr/Mn.

3° - Le temps d'inversion qui était autre fois de 7 à 10 s entre les vitesses de base dans les deux sens, est maintenant au voisinage de 1,5 s.

4° - La puissance maximale est exprimée en kw. et, contrairement au couple, on parle le plus fréquemment de la puissance nominale(qui est ici de 5 000 kw.).



5° - La commande de la vitesse à couple constant puis à puissance constante.

a) Les faibles vitesses sont commandées par la tension d'induit à flux constant. Les vitesses inférieures à la vitesse nominale du moteur s'utilisent pour les opérations de mise en place et d'approche du travail. Le couple du moteur étant proportionnel au flux, le démarrage et les faibles vitesses s'obtiennent avec le flux maximal et en faisant varier la tension d'induit.

La vitesse est proportionnelle à la tension; Pendant l'accélération, le couple demeure constant, de sorte que la puissance est proportionnelle à la vitesse.

b) Les vitesses élevées sont commandées par l'excitation, à tension d'induit constante. Les grandes vitesses sont utiles pour la finition, les retours rapides etc... On les obtient avantageusement par contrôle d'excitation.

En résumé :

- a) Puissance nominale : $P_n = 5\ 000\ \text{kw}$.
- b) Tension nominale : $U_n = 800\ \text{v}$.
- c) Vitesses : 60/140 tr/mn.

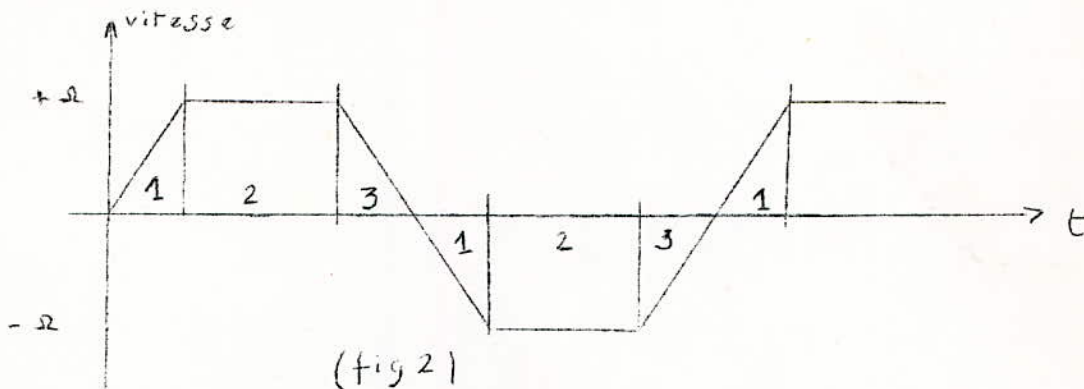
II - HOIX ET ETUDE DU MONTAGE REDRESSEUR

A - CHOIX DU MONTAGE REDRESSEUR

L'analyse de la marche du moteur et des contraintes électriques imposées nous amènent au choix du montage redresseur à adopter et à son étude.

1° - ETUDE DE LA MARCHÉ DU MOTEUR

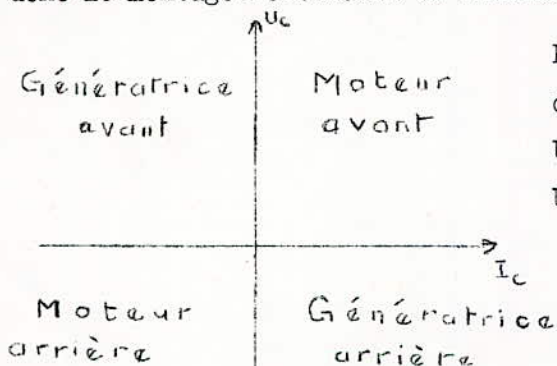
Le moteur d'un laminoir réversible est appelé à tourner dans ses deux sens de rotation; Mais au moment du changement du sens de rotation il y a une phase de freinage jusqu'à une vitesse nulle puis une accélération jusqu'à la vitesse nominale dans l'autre sens de marche voir (fig. 2).



- { 1 : Accélération
- { 2 : Régime normal
- { 3 : Freinage : le moteur, travaille en génératrice.

Pendant la phase d'accélération et de marche normale, le moteur absorbe de l'Energie; Donc le montage fonctionne en redresseur.

Pendant le freinage, le moteur travaille en génératrice; Il fournit de l'Energie donc le montage fonctionne en enduleur.



Représentation des quatre types de fonctionnement du moteur à courant continu :

$U_c, I_c > 0$ marche en moteur

$U_c, I_c < 0$ Freinage en récupération.

(fig 3)

2° - EXIGENCES ELECTRIQUES

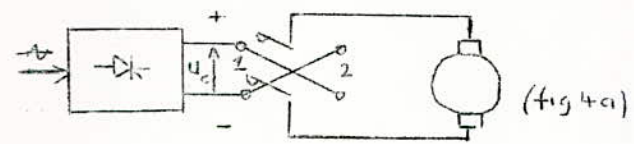
- a) Puissance nominale :
 $P_n = 5\ 000\ \text{kw.}$
- b) Tension nominale
 $U_n = 800\ \text{v.}$
- c) Courant nominal :
 $I_n = \frac{P_n}{U_n} = 6\ 250\ \text{A.}$
- d) Surcharge du moteur : (Courant maximal admissible par le moteur)
 $I_m = 2,75\ I_n = 17,1\ 875\ \text{k A.} = 17,2\ \text{k A} \quad (1\ \text{à}\ 2\ \text{s})$
- e) Courant de dimensionnement permanent : on prendra un facteur multiplicatif égal à 2 fois I_n .
 $I_p = 2\ I_n = 12,5\ \text{k A.}$

car on arrive à des surcharges allant jusqu'à $2,75\ I_n$.

3° - CHOIX DU MONTAGE REDRESSEUR

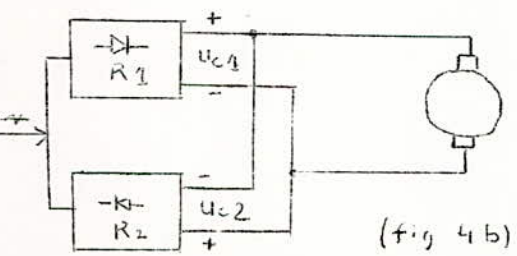
Un simple montage redresseur ne permettrait que la marche en moteur et dans un seul sens. Avec un seul montage redresseur inverseur, le travail et le freinage dans les deux sens nécessiterait soit l'inversion du flux inducteur, soit l'inversion du branchement de l'induit au montage redresseur (fig. 4. a)

Pour la puissance considérée ici, ni l'une ni l'autre de ces solutions n'est satisfaisante. Aussi pour obtenir l'inversion du sens de marche et le freinage électrique est - on conduit à utiliser deux montages redresseurs montés tête-bêche; Le premier en redresseur alimente le moteur tournant dans le sens avant et, en onduleur, assure le freinage en sens inverse; Le second montage permet les deux autres régimes (Fig. 4. b).



Inverseur en 1 } $U_c > 0$ Moteur avant
 $U_c < 0$ Génératrice arrière

Inverseur en 2 } $U_c > 0$ Moteur arrière
 $U_c < 0$ Génératrice avant



R 2 bloqué { $U_{c1} > 0$ Moteur avant
 $U_{c1} < 0$ Génératrice arrière

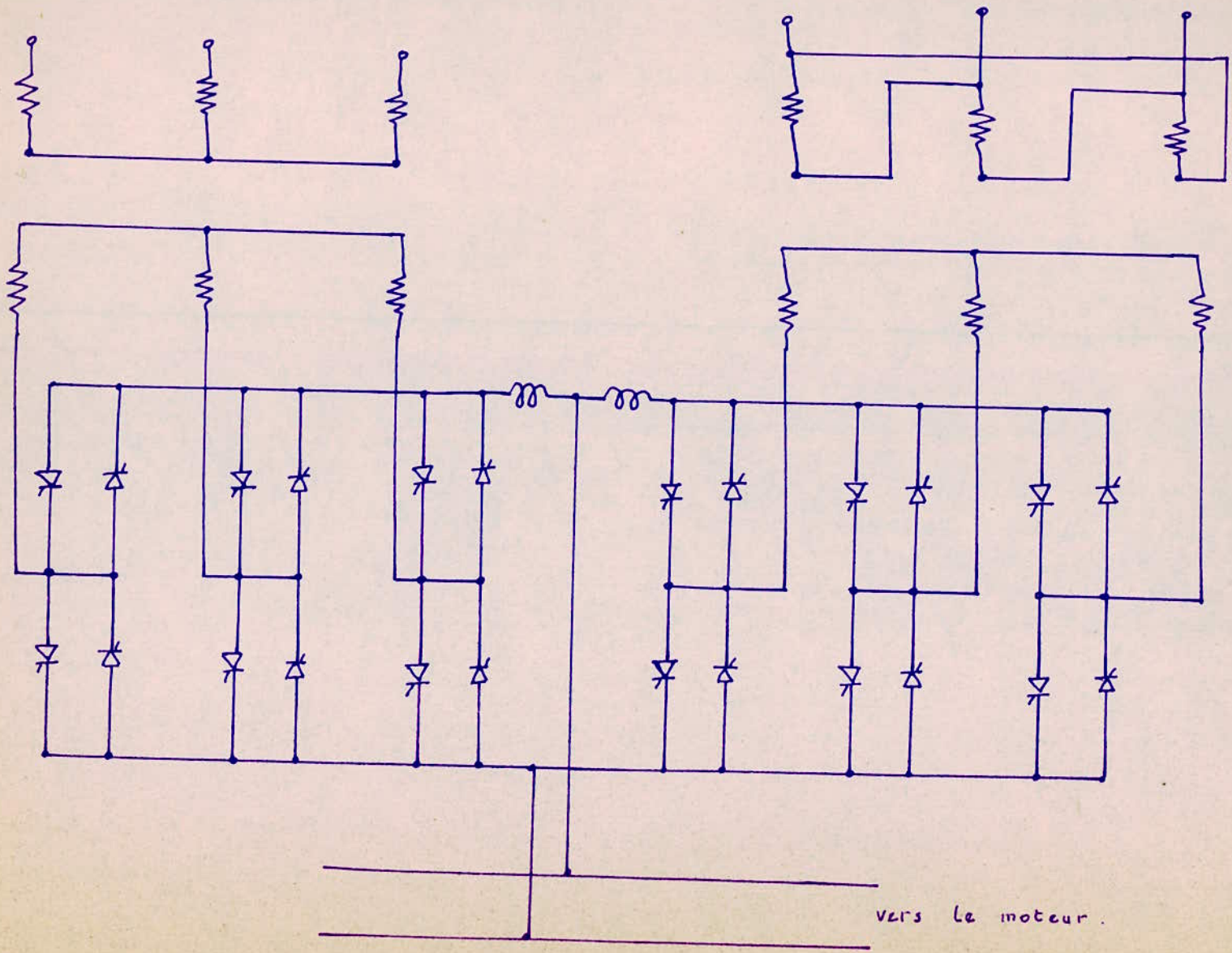
R 1 bloqué { $U_{c2} > 0$ Moteur arrière
 $U_{c2} < 0$ Génératrice avant

Schémas possibles d'alimentation sous tension continue variable de l'induit d'un moteur.

En conclusion : On va adopter un montage dodécaphasé (vue la puissance installée) en antiparallèle. voir (Fig. 5).

4° - Schéma du montage : (De principe)

Il comporte deux montages Graëtz en parallèle, à alimentations déphasées de 30° par les primaires, l'un en étoile l'autre en triangle avec bobine d'absorbtion pour assurer les fonctionnements indépendant des deux Graëtz.



(fig.5) schéma de principe du montage : (pour l'obtention de l'indice de pulsation 12)

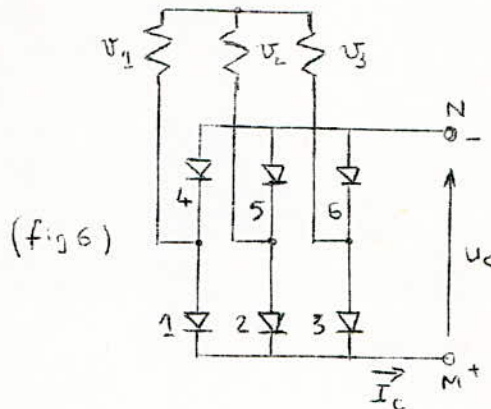
B - ETUDE DU MONTAGE REDRESSEUR EN PONT DE GRAETZ

Première partie : Amorçage naturel ou commutation naturelle

1° - ETUDE DES TENSIONS ET DES COURANT

(1) Fonctionnement du montage :

$$\begin{cases} v_1 = V_m \cdot \sin \omega t \\ v_2 = V_m \cdot \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_3 = V_m \cdot \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases}$$



Par le débit de la diode de la 1ère série réunie au sommet le plus positif de l'étoile formée par les trois enroulements secondaires, la borne M est réunie à ce sommet :

Pour $\frac{T}{4} - \frac{T}{6} < t < \frac{T}{4} + \frac{T}{6}$, V_1 est la plus grande des trois tensions; La diode D_1 est conductrice, $V_M - V_N = V_1$:

Les diodes de la seconde série forment un commutateur "plus" négatif. La borne N est réunie au sommet le plus négatif de l'étoile. Ainsi, pour :

$$\frac{3T}{4} - \frac{T}{6} < t < \frac{3T}{4} + \frac{3T}{6} ,$$

D_4 écoule le courant I_c et $V_N - V_O = V_1$

Puis pour : $\frac{3T}{4} + \frac{T}{6} < t < \frac{3T}{4} + \frac{3T}{6}$

C'est la diode D_5 qui sera conductrice et qui rendra la tension $V_N - V_O = V_2$

2° - FORME D'ONDE ET VALEUR DE LA TENSION REDRESSEE

La tension redressée U_c est égale à la différence entre la plus positive des tensions et la plus négative.

Pour $\frac{T}{4} - \frac{T}{6} < t < \frac{T}{4} + \frac{T}{6}$, la plus positive des tensions est V_1 .

Pour $\frac{T}{4} - \frac{T}{3} < t < \frac{T}{4}$, la plus négative est V_2 .

Pour $\frac{T}{4} < t < \frac{T}{4} + \frac{T}{6}$, la plus négative est V_3 .

d'où les expressions successives de la tension redressée:

a) Durant l'intervalle $\left[\frac{T}{4} - \frac{T}{6} ; \frac{T}{4} \right]$: D_1 et D_5 conduisent :

$$U_c = V_1 - V_2 = V_m \cdot \sin \omega t - V_m \cdot \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) = 2 V_m \cdot \cos \frac{\pi}{6} \cdot \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right)$$

b) Durant l'intervalle : $\left[\frac{T}{4}; \frac{T}{4} + \frac{T}{6} \right]$: D_1 et D_6 conduisent

$$U_c = V_1 - V_3 = 2V_m \cos \frac{\pi}{6} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right)$$

c) Durant l'intervalle : $\left[\frac{T}{4} + \frac{T}{6}; \frac{T}{4} + \frac{T}{3} \right]$: D_2 et D_6 conduisent :

$$U_c = V_2 - V_3 = 2V_m \cos \frac{\pi}{6} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)$$

La tension redressée est formée de 6 sommets de sinusoides par période T ; son facteur d'ondulation est donc celui des tensions d'ordre 6, soit :

$$K_o = \frac{U_c \max - U_c \min}{2 U_c o} \quad \text{avec}$$

$$U_c \max = V_m$$

$$U_c \min = V_m \cos \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_m \Rightarrow K_o = \frac{\pi}{6} \frac{1 - \cos \frac{\pi}{6}}{\sin \frac{\pi}{6}} =$$

La valeur de la tension redressée :

$$U_{co} = \frac{6}{T} \int_{T/4 - T/6}^{T/4} 2 V_m \cos \frac{\pi}{6} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) dt$$

$$U_{co} = \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} V_m = 3 \frac{\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1,35 U_c = 2,34 U_2$$

- $\left\{ \begin{array}{l} V_m : \text{Valeur max de la tension composée} \\ U_c : \text{Valeur efficace de la tension composée} \\ U_2 : \text{Valeur efficace de la tension simple} \end{array} \right.$

3° - TENSION INVERSE ET COURANT DIRECT DES REDRESSEURS

La tension V_{D1} aux bornes de la diode D_1 , par exemple, a toujours pour valeur : $V_{D1} = V_1 - (V_M - V_o)$

$(V_M - V_o)$ étant successivement égal à V_1, V_2, V_3 au fur et à mesure que D_1, D_2, D_3 conduisent.

De même, la tension V_{D4} aux bornes de D_4 , donnée par :

$$V_{D4} = (V_N - V_o) - V_1$$

prend successivement les expressions $(V_1 - V_1); (V_2 - V_1); (V_3 - V_1)$

La tension inverse aux bornes des diodes a la même forme d'onde et la même valeur de crête que lors du fonctionnement en commutation parallèle simple.

$$V_i \max = 2 V_m \cos \frac{\pi}{6} = \sqrt{3} V_m$$

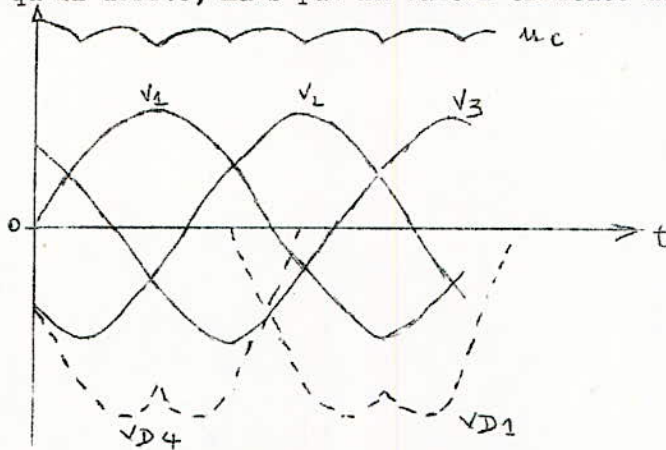
Dans notre cas la tension inverse est plus grande car on a un débit sur récepteur avec f_{cem} . L'usage est d'adopter une tension inverse qui est le triple de la f_{cem} du récepteur. On choisit donc : $V_i \text{ max} = 3 E$

E : f_{cem} du récepteur

Chaque diode débite le courant continu I_c pendant l'intervalle de durée $\frac{1}{3} T$ où elle est conductrice.

$$\left\{ \begin{array}{l} I \text{ max} = I_c \\ I \text{ moy} = \frac{I_c}{3} \\ I \text{ eff} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \end{array} \right.$$

REMARQUE : Un redresseur contrôlé est caractérisé, non par la valeur moyenne du courant qu'il débite, mais par la valeur efficace de ce courant.



(fig 7)

4° - COURANT ET FACTEUR DE PUISSANCE SECONDAIRE

Le courant dans un enroulement est égal à $+ I_c$ quand la diode de la première série réunie à son sommet débite, à $- I_c$ lors du débit de la diode de la seconde série. Ainsi, pour l'enroulement 1 :

$$i_{s1} = I_c \text{ pour } \frac{T}{4} - \frac{T}{6} < t < \frac{T}{4} + \frac{T}{6}$$

$$i_{s1} = - I_c \text{ pour } \frac{3T}{4} - \frac{T}{6} < t < \frac{3T}{4} + \frac{T}{6}$$

Les courants secondaires ont donc pour valeur efficace :

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot I_c^2 \cdot \frac{2}{3} \cdot T} = I_c \sqrt{\frac{2}{3}}$$

et le facteur de puissance est égal à :

$$f_s = \frac{U_{co} \cdot I_c}{3 V_m \cdot I_s} = \frac{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot V_m \cdot I_c}{3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot I_c \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}} = \frac{3}{\pi} = 0,955$$

5° - COURANT ET FACTEUR DE PUISSANCE PRIMAIRE

$$I_p = \frac{n_2}{n_1} \cdot I_s = \frac{n_2}{n_1} \cdot I_c \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$$

$$f_p = f_s = \frac{3}{\pi} = 0,955 \quad (\text{amorçage naturel})$$

Si le primaire est en triangle, les courants en ligne ont pour valeur :

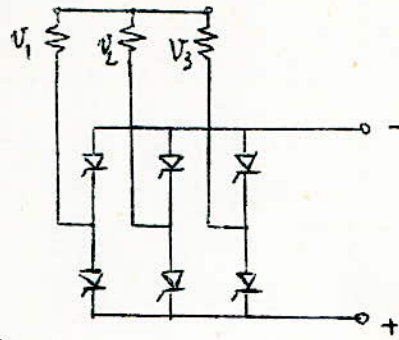
$$J_p = \frac{n_2}{n_1} \cdot I_c \cdot \sqrt{2}$$

et $f_1 = 0,955$

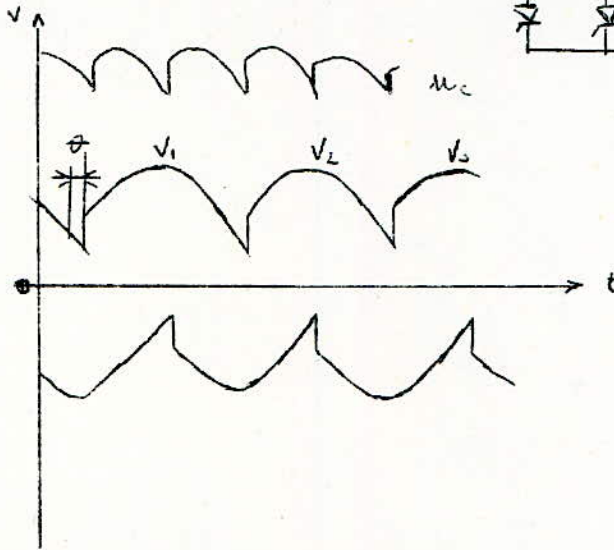
Deuxième partie : Commutation retardée

Le schéma est le suivant :

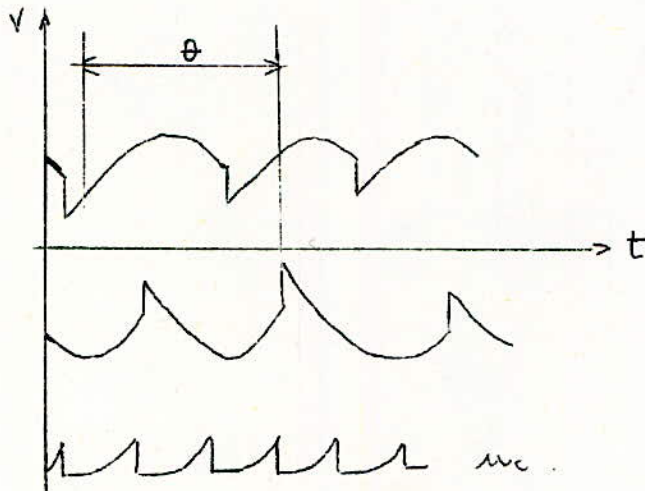
$$\begin{cases} v_1 = V_m \sin \omega t \\ v_2 = V_m \sin (\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3 = V_m \sin (\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$



(fig 8)



$\theta = 15^\circ$



$\theta = 165^\circ$

L'angle de retard est le même pour toutes les soupapes, il est compté à partir d'une commutation naturelle; Par exemple, pour la phase 1, un angle de retard θ correspond à la phase $\frac{\pi}{6} + \theta$ pour V_1 .

$$U_c = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \theta}^{\frac{\pi}{6} + \theta} \sqrt{3} V_m \cos x \cdot dx = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \theta = U_{c0} \cdot \cos \theta$$

On considère donc deux cas :

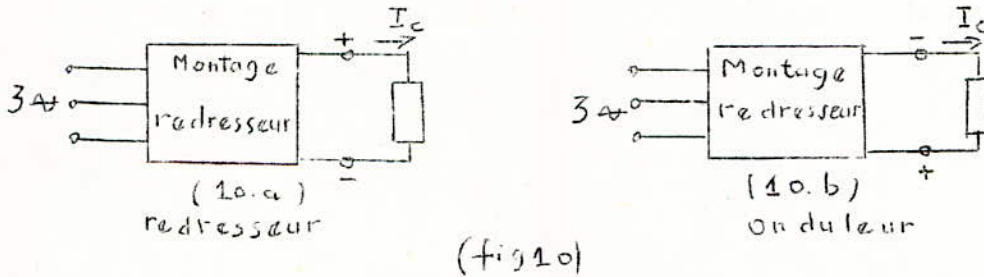
- a) $\theta < \frac{\pi}{2}$, $U_c > 0 \Rightarrow$ fonctionnement en redresseur
- b) $\theta > \frac{\pi}{2}$; $U_c < 0 \Rightarrow$ fonctionnement en onduleur

(1) $\theta < \frac{\pi}{2}$: redresseur (fig. 10 a)

La valeur moyenne U_c diminue quand θ croît, mais elle reste toujours positive tant que θ n'atteint pas $\frac{\pi}{2}$. Le montage fournit de la puissance au receptr.

(2) $\theta > \frac{\pi}{2}$: onduleur (fig. 10 b)

Lorsque l'angle θ est supérieur à $\frac{\pi}{2}$, la tension redressée moyenne U_c s'inverse; La tension U_c est d'ailleurs d'autant plus grande que l'angle θ est plus proche de π . Le courant I_c gardant forcément le même sens (des anodes vers les cathodes), la puissance fournit du côté continu $U_c \cdot I_c$ est inversée ; Il y a, non plus un récepteur, mais un générateur. L'Energie passe du côté continu au côté alternatif : le montage fonctionne en redresseur inversé ou en onduleur.



(a) fonctionnement en redresseur d'alternatif.

(b) fonctionnement en onduleur de continu.

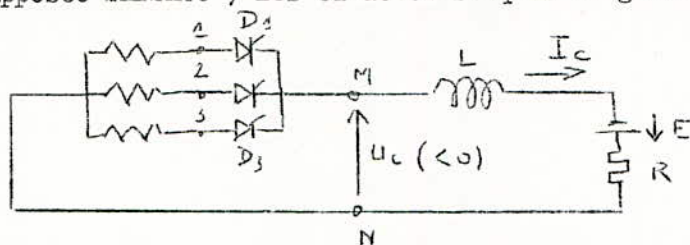
REMARQUE : L'ensemble transformateur-redresseur placé entre une source de tension continue et un réseau alternatif, est souvent appelé onduleur non autonome, car, si le réseau recoit bien de l'Energie active, il impose la fréquence, la valeur et la forme d'onde des tensions alternatives.

PRECAUTIONS A PRENDRE LORS DU FONCTIONNEMENT EN ONDULEUR

En onduleur, on fait passer le courant dans une phase secondaire non pas quand sa tension est positive, c'est à dire quand elle tend à débiter, mais quand elle est négative. Il faut donc veiller à ce que le débit des redresseurs ne leur soit pas imposé par leur tensions anodiques.

1° - NECESSITE D'UNE COMMANDE ENERGIQUE :

a) Si on ne bloque pas les redresseurs quand les phases secondaires sièges de tensions positives tendent à débiter, il se produit un court-circuit. Prenons, par exemple, le cas d'un onduleur triphasé (fig. 11) et désignons par E, R, L (L supposée infinie) les caractéristiques du générateur monté entre M et N.

(fig 11) : schéma d'un onduleur triphasé.

L'inductance L absorbe les fluctuations de la tension U_c ; pour ce qui est des valeurs moyennes on a la relation : $R I_c = E + U_c$

avec U_c négatif et peu différent de $-E$.

d'après l'importance du générateur de courant continu, donc de son rendement, $R I_c$ varie entre 0,10 et 0,01 E par exemple.

Si l'on perd la commande des redresseurs, U_c devient positif et sa valeur et du même ordre que E ou même supérieure; Le courant I_c prend une valeur très supérieure à celle que débiterait le générateur mis directement en court-circuit.

De même le courant dans les redresseurs devient égal au courant de court-circuit majoré de celui débité par la fem E, ce débit n'étant limité que par les résistances R du générateur et r_2 de bobinage secondaire.

CONCLUSION : Le dispositif de commande des redresseurs doit donc être tel qu'il interdise tout amorçage prématuré.

b) Inversement, l'entrée en conduction de chaque redresseur; lorsqu'on applique le signal de déblocage sur son électrode de commande, doit être assurée.

Si une impulsion de commande est sans effet, on perd le contrôle de l'onduleur.

Reprenons le cas du montage triphasé et supposons qu'à l'instant t_2 (fig. 12), où D_1 étant conducteur on veut que D_2 se substitue à lui, le signal envoyé à ce dernier n'entraîne pas son entrée en conduction. D_1 continue à débiter.

A l'instant t_3 , où D_3 reçoit son impulsion de déblocage, U_c étant supérieure à V_3 , le redresseur D_3 ne peut entrer en conduction, l'impulsion est perdue. Celle qui arrive sur D_1 en $T_1 + T$ est inutile puisque ce redresseur conduit déjà.

Si le signal appliqué à D_2 en $T + t_2$ est lui aussi insuffisant, le régime avec débit continu du seul redresseur D_1 se poursuit. Si ce signal est (cette fois) efficace on reprend théoriquement la marche normale.

En fait, les valeurs positives élevées prises par la différence $V_1 - E$ à partir de l'instant t_2 tendent à créer dans le circuit formé par la phase 1, le redresseur D_1 et le générateur, un courant unidirectionnel très élevé ce qui entraîne une forte réduction de U_c . Quand D_2 voudra débiter, il y a de fortes chances que sa tension anodique ne soit plus positive.

CONCLUSION : Quand on perd même très brièvement le contrôle d'un onduleur, le redresseur en conduction reste passant et l'intensité du courant qui le traverse est très élevée.

2° - NECESSITE D'UN ANGLE MORT :

Le rendement d'un onduleur étant d'autant plus élevé que le retard θ est plus voisin de π ; on pourrait être tenté de travailler avec de faibles valeurs de l'écart $\theta - \pi$. Mais plus cette différence est faible, plus le fonctionnement est dangereux. Tant que θ est inférieur à π , l'impulsion de déblocage envoyée au redresseur D_1 à l'instant t_1 (fig. 13) trouve celui-ci ayant une tension anodique positive et peut provoquer son amorçage. Le débit de D_1 rend négative la tension aux bornes du redresseur précédemment conducteur et provoque son blocage.

Si on envoie le signal de commande au redresseur D_1 à l'instant t'_1 ou après ($\theta > \pi$), D_1 ne peut entrer en conduction, le redresseur précédemment conducteur continue à débiter.

On voit que si, accidentellement, θ devient supérieur à π , le redresseur passant (ou s'il s'agit d'une mise en service, le premier redresseur recevant une impulsion de commande) continue à débiter et lui seul.

Il faut, non seulement ne pas annuler l'intervalle $t_1 t'_1$ mais lui conserver une valeur suffisante. En effet, $t_1 t'_1$ est égal à l'intervalle $t_2 t'_2$ durant lequel la tension aux bornes du redresseur D_1 bloqué reste négative. Or, tous les redresseurs nécessitent un temps minimum dit de recouvrement (ou de désionisation) pour pouvoir reprendre leur propriété isolante après une phase de débit, si $t_2 t'_2$ est trop bref, D_1 redevient conducteur dès l'instant t'_2 .

Le dispositif qui déphase les impulsions de commande ne doit pas permettre l'obtention d'un retard supérieur à 150° .

REMARQUES:

1°) La figure 13 montre que, lors de la marche en onduleur, les redresseurs ont à supporter des tensions positives élevées sans que cela entraîne leur entrée en conduction. Le maximum de tension directe est égal au maximum de tension inverse lors de la marche en redresseur. Il faut vérifier que ce maximum est inférieur à la tension directe maximale ou tension blocable maximale qui est une donnée caractéristique des redresseurs.

2° - Des quelques observations faites sur la marche en onduleur, il ressort que ce fonctionnement est plus délicat que celui en redresseur proprement dit.

Il nécessite une commande plus énergique et plus sûre, des protections plus élaborées.

3° - Pour la mise en charge progressive d'un montage redresseur débitant sur un recep-
 teur donné, on part d'un retard θ voisin de 90° et par réduction de celui-ci, on aug-
 mente le courant I_c . De même lors de la marche en onduleur, on part de θ maximum et
 on accroît le courant débité par le générateur à courant continu en réduisant cet angle.

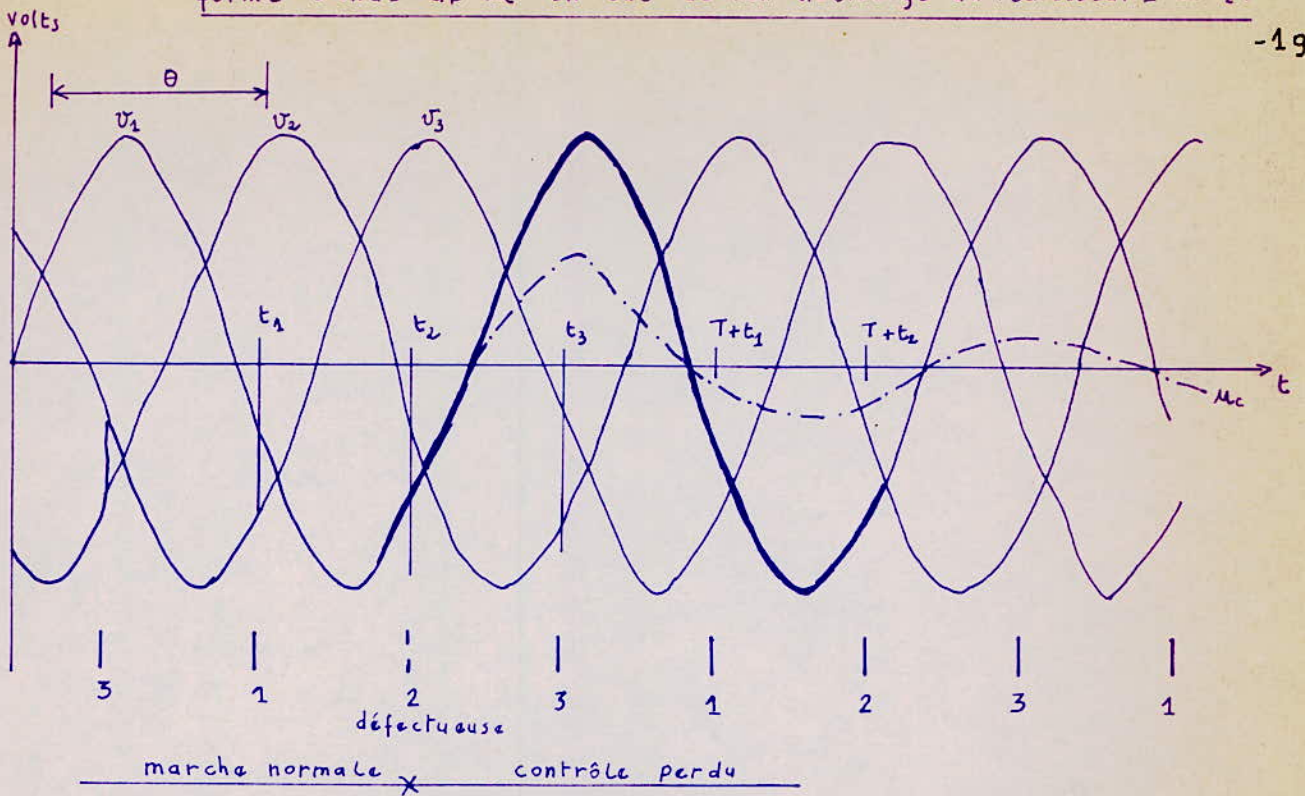
CONCLUSION :

a) Le dispositif déphaseur des impulsions ne doit pas permettre l'obtention d'un
 retard θ supérieur à 150° .

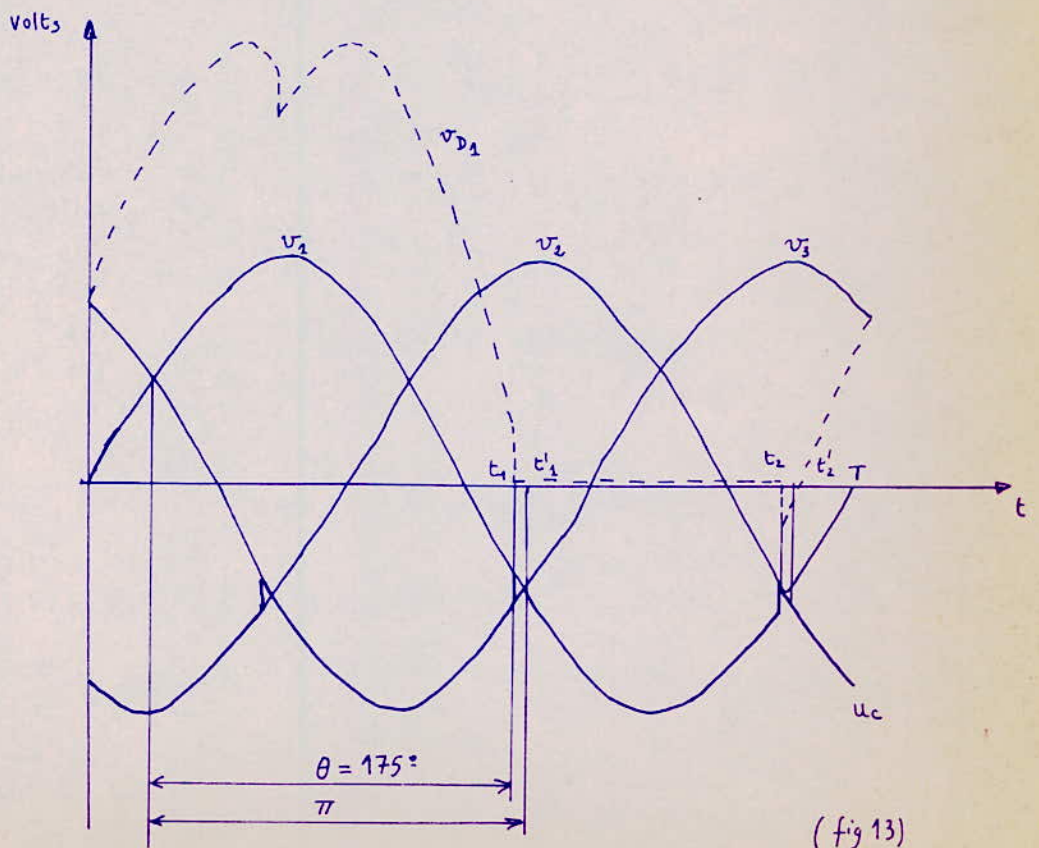
b) Les thyristors ont à supporter des tensions positives (sans entrer en conduc-
 tion) égales (en valeur absolue) à la tension inverse qu'ils supportent en régime redres-
 seur.

c) Les impulsions doivent être suffisantes pour amorcer les thyristors.

forme d'onde de u_c en cas de non déblocage du redresseur 2 en t_2 :



(fig 12)



(fig 13)

formes d'ondes des tensions u_c et u_{D1} lors du fonctionnement d'un onduleur avec une valeur de θ voisine de π .

La tension redressée est inférieure de quelques % à la tension continue à vide en raison de trois sortes de chutes internes :

-) Chutes dans les soupapes
-) Chutes résistives
-) Chutes inductives

1° - CHUTES DANS LES SOUPAPES :

La chute dans les soupapes est proportionnelle à la tension continue; En effet, le nombre de soupapes en série est proportionnel à la crête de tension inverse, donc à la tension continue.

La chute directe est faible : 0,5 à 1,2 volts par soupape, d'où des rendements pouvant atteindre 98 et même 99 %.

2° - CHUTES RESISTIVES :

Les chutes résistives de tension continue sont dues aux diverses résistances situées entre le réseau et les soupapes et principalement à la résistance du transfo. et celle du moteur.

On les exprime parfois en % de la tension continue idéale à vide; elles sont proportionnelles à la charge (courant débité).

3° - CHUTE INDUCTIVE :

a) Définition et origine :

C'est la chute de tension continue, pour une charge déterminée, due à l'inductance du côté alternatif, est exprimée généralement en % de la tension continue idéale à vide. La chute inductive est, pour les redresseur de puissance plus grande que la chute ohmique, car, dans le but de réduire le courant de court-circuit, les constructeurs :

- intercalent parfois une inductance d'anode dans le circuit de chaque anode en vue d'augmenter la réactance de ce circuit;
- Construisent des transformateurs de réactance de fuites suffisantes pour éviter l'emploi d'inductances d'anode, surtout en grande puissance.

b) Mécanisme de la chute inductive; empiètement anodique :

On appelle commutation le transfert du courant d'une soupape à la suivante.

En raison de l'inductance des circuits d'anodes, ce transfert est progressif : la commutation a une certaine durée. Une soupape ne cesse de débiter que pendant le débit de la suivante : il y a empiètement anodique (fig. 14) .

Ce phénomène correspond à une diminution de la tension redressée et c'est ainsi que se manifeste la chute inductive. En effet, pendant la durée de la commutation, les deux anodes intéressées sont en court-circuit par les arcs établis entre elles et la cathode; Un courant de commutation circule dans les enroulements d'alimentation de ces anodes et en résulte qu'elles sont au même potentiel $\frac{v_1 + v_2}{2}$, moyenne des tensions instantanées

des enroulements secondaires correspondants.

La chute inductive instantanée vaut donc : $v_2 - \frac{v_1 + v_2}{2} = \frac{v_2 - v_1}{2}$

REMARQUE :

Nous n'envisagerons que le cas d'empiètement entre deux anodes (commutation binaire), ce qui correspond au fonctionnement habituel.

En cas de fortes surcharges, plus de deux anodes peuvent débiter simultanément, le cas limite étant celui du court-circuit où toutes les anodes débitent ensemble.

Notre choix correspond d'ordinaire à toute la zone de fonctionnement normal du montage, entre la marche à vide et la marche en surcharge transitoirement tolérable.

c) Régime de fonctionnement à 2 - 3 :

Lors de ce régime, le débit est fait alternativement sur deux ou trois soupapes. Durant l'intervalle de répétition des processus électromagnétiques, on peut distinguer deux étapes de fonctionnement :

- L'étape sans commutation, où deux soupapes conduisent le courant (soupapes 1 et 5 sur fig. 6)
- L'étape de commutation, où trois soupapes participent en conduction (soupapes 1, 2 et 6 sur la fig. 6).

Durant cette étape a lieu une commutation du courant d'une soupape sur une autre (de 1 sur 3) et, en même temps d'une phase du transfo. sur l'autre (de 2 à 3).

L'axe de référence est choisi de telle façon que les tensions aux bornes du transfo. soient égales à :

$$\begin{cases} e_A = V_1 = V_m \cdot \cos \omega t \\ e_B = V_2 = V_m \cdot \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_C = V_3 = V_m \cdot \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases}$$

Si les soupapes 1 et 5 laissent passer le courant, la tension sur la soupape 6 selon le schéma de la figure 6 est égale à : $u_3 = e_B - e_C = e_{BC} = \sqrt{3} V_m \sin \omega t$

Donc, à partir de $\omega t = 0$, la tension aux bornes de D_6 est positive et cette soupape peut se débloquent au moment d'arrivée sur la gachette de D_6 à l'instant $\omega t = \theta$ et la soupape D_6 commence à conduire le courant.

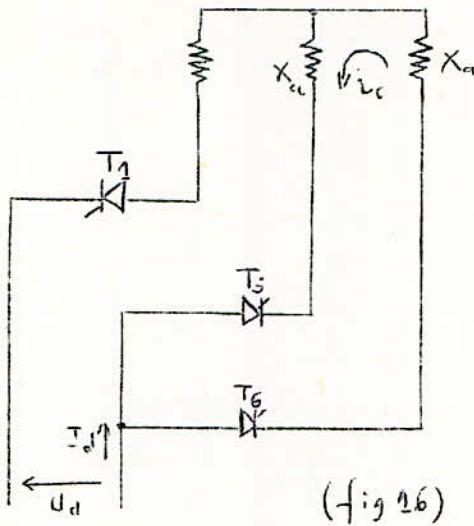
À partir de ce moment, dans les groupe anodique (D_5 et D_6) sont débloquentés et 2 phases (B et C) du transfo. sont court-circuitées. Le circuit parcouru par le courant de court-circuit i_c est indiqué sur la fig. 16. Pour ce circuit on peut écrire :

$$X_a \cdot \frac{d(i_c - I_d)}{dx} + X_a \frac{di_c}{dx} = e_{BC} = \sqrt{3} \cdot V_m \sin \alpha \quad (\text{on pose } \alpha = \omega t)$$

mais $I_d = C^{te}$, alors on a : $2 X_a \cdot \frac{di_c}{dx} = \sqrt{3} \cdot V_m \sin \alpha$

$$\text{et : } i_c = -\frac{\sqrt{3}}{2 X_a} \cdot \cos \alpha + C^{te}$$

à l'instant $\alpha = \omega t = \theta$, le courant $i_c = 0$ et nous avons :



$$c^t = \frac{\sqrt{3}}{2X_{ca}} \cdot V_m \cdot \cos \theta$$

Alors, le courant de court-circuit ou courant de commutation est égal à :

$$i_c = \frac{\sqrt{3} \cdot V_m}{2X_{ca}} (\cos \theta - \cos \kappa) \quad \kappa = \omega t$$

pour les courant de soupapes nous avons :

$$\begin{cases} i_1 = I_d \\ i_5 = I_d - i_c \\ i_6 = i_c \\ i_2 = i_3 = i_4 = 0 \end{cases}$$

La commutation se termine à l'instant $\kappa = \omega t = \theta + \mu$, quand le courant dans D_5 tombe à 0, c'est à dire quand $i_c = I_d$.

En posant : $\kappa = \omega t = \theta + \mu$ et $i_c = I_d$ nous avons :

$$\cos(\theta + \mu) = \cos \theta - \frac{2X_{ca} I_d}{\sqrt{3} V_m} \quad \mu : \text{angle de commutation.}$$

D'après cette expression il est possible de déterminer une valeur de μ pour une charge donnée I_d .

Quand $\mu \neq 0$; la valeur moyenne de la tension redressée diminue à cause de la chute de tension due à la commutation. La courbe de u_d est représentée sur la (fig. 15bis)

Durant l'étape sans commutation, la tension redressée représente une portion d'une sinusoïde de tension composée correspondante (par exemple : lors de la conduction des soupapes D_1 et D_5 une tension $u_d = e_{AB}$, pour la conduction de D_1 et D_6 , $u_d = e_{AC}$).

Lors d'une étape de commutation (par exemple de D_5 sur D_6) deux phases du transfo. sont court-circuitées à travers des soupapes conductantes et la tension redressée est égale à :

$$u_d = e_A - \frac{e_B + e_C}{2} = \frac{1}{2} (e_{AB} + e_{AC})$$

A cette expression correspond une portion de sinusoïde en pointillé (fig.15bis) passant par le point d'intersection de e_{AB} et e_{AC} . Selon l'axe de référence choisi nous avons : $u_d = \sqrt{3} \cdot V_m \cdot \cos 30^\circ \cdot \cos x = \frac{3}{2} V_m \cdot \cos x$ $x = \omega t$

La valeur moyenne de la tension redressée se calcule selon :

$$U_d = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\theta}^{\theta+\mu} \frac{3}{2} V_m \cos \pi \cdot d\pi + \int_{\theta+\mu}^{\frac{\pi}{3}+\theta} \sqrt{3} V_m \cos \left(\pi - \frac{\pi}{6} \right) d\pi \right] =$$

$$= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cdot \frac{\cos \theta + \cos (\theta + \mu)}{2} = U_{do} \cdot \frac{\cos \theta + \cos (\theta + \mu)}{2}$$

Si on introduit : $\cos (\theta + \mu) = \cos \theta - \frac{2 X_a \cdot I_d}{\sqrt{3} \cdot V_m}$
on obtient l'expression de la caractéristique externe :

$$U_d = U_{do} \cos \theta - \frac{3}{\pi} \cdot X_a \cdot I_d$$

La caractéristique $U_d = f (I_d)$ représente une série de droites correspondant aux différentes valeurs de l'angle de commande θ et ayant la même pente.

En combinant les différentes relations obtenues; On peut exprimer la chute inductive en fonction de l'angle d'empatement μ :

$$\text{on a : } \frac{3}{\pi} X_a \cdot I_d = U_{do} \cdot \cos \theta - U_d$$

$$\text{or : } U_d = U_{do} \cdot \frac{\cos \theta + \cos (\theta + \mu)}{2}$$

$$\frac{3}{\pi} X_a \cdot I_d = U_{do} \cdot \frac{\cos \theta - \cos (\theta + \mu)}{2}$$

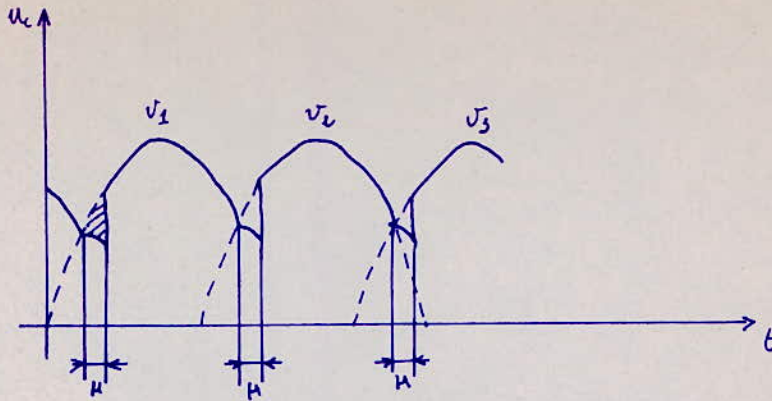


fig 14 empiècement anodique (cas du triphasé à amorçage naturel)

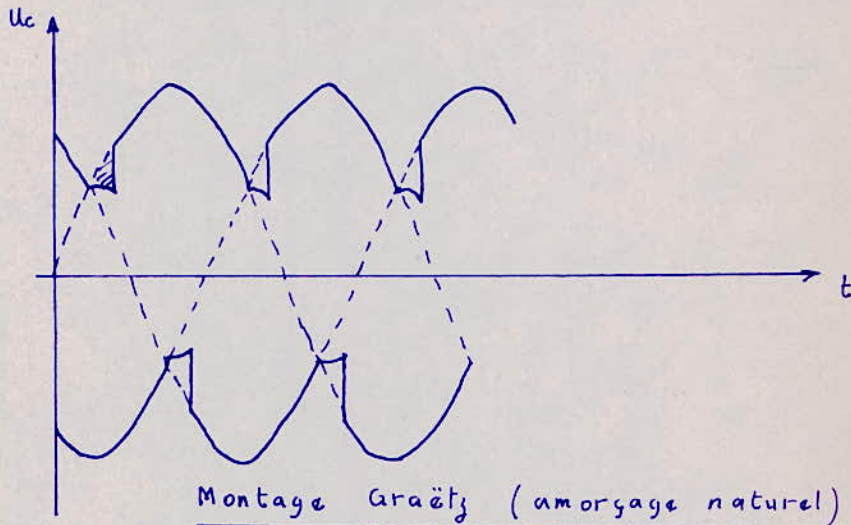


fig 14.bis Montage Graetz (amorçage naturel)

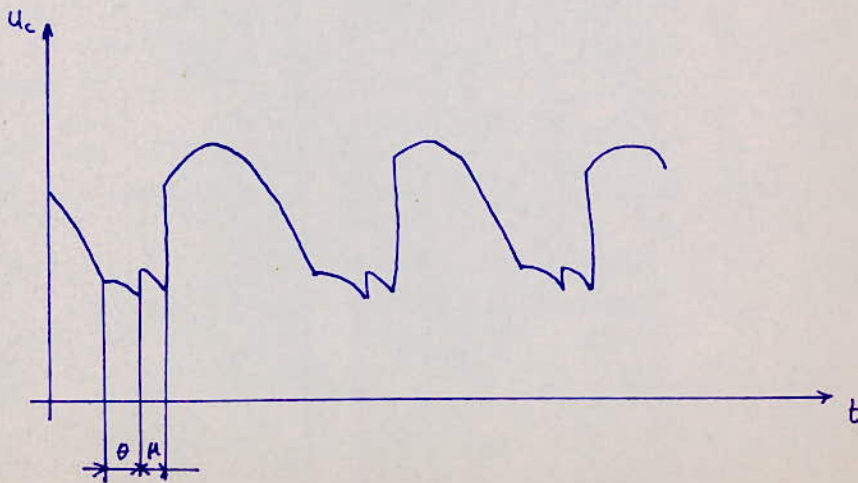
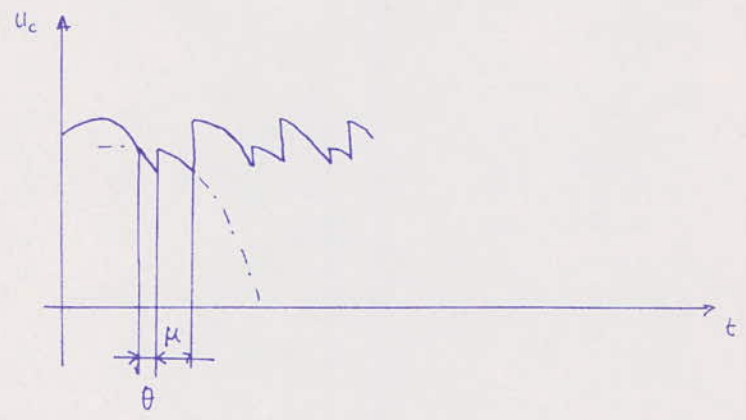


fig 15 diminution de la tension redressée commandée par la chute inductive.



(fig 15 bis)

diminution de la tension redressée dans le cas du
Montage Graetz (commandé).

QUATRIEME PARTIE : GROUPEMENT EN PARALLELE

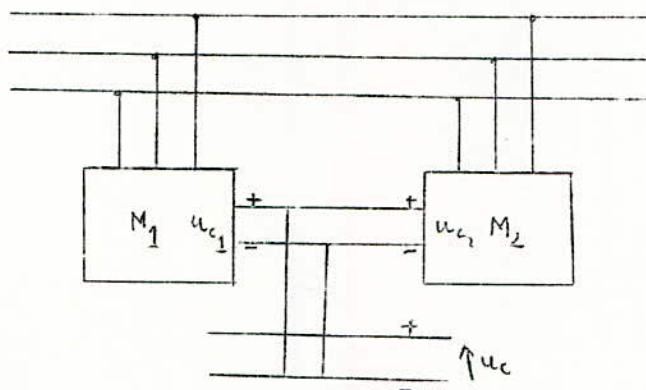
Souvent, on profite de la mise en parallèle pour réduire le taux d'ondulation de la tension redressée. On adopte alors des schémas différents, une bobine interphase devient nécessaire et le fonctionnement en parallèle n'est effectif qu'au delà d'une valeur du courant débité dite intensité critique.

1° - CONDITIONS GENERALES DE MISE EN PARALLELE :

Les conditions de mise en parallèle de deux ensembles transfo.-redresseur présentent des analogies avec celles trouvées lors de la mise en parallèle des transformateurs.

Soient M_1 et M_2 les deux montages, u_{c1} la tension de sortie du premier lorsqu'il débite un courant i_{c1} , u_{c2} celle du second lorsqu'il débite un courant i_{c2} , u_c et i_c la tension et le courant de l'ensemble.

U_{c1} , I_{c1} , U_{c2} , I_{c2} , U_c et I_c désignent les valeurs moyennes de ces grandeurs.



Quand les deux montages débitent :

$$u_c = u_{c1} = u_{c2}$$

$$i_c = i_{c1} + i_{c2}$$

Si à un instant la tension u_{c1} est plus grande que celle u_{c2} que donnerait M_2 s'il débitait, tous les redresseurs de ce dernier sont bloqués car leur cathodes sont plus positives que leur anodes.

$$\text{Alors : } u_c = u_{c1} \text{ et } i_c = i_{c1} .$$

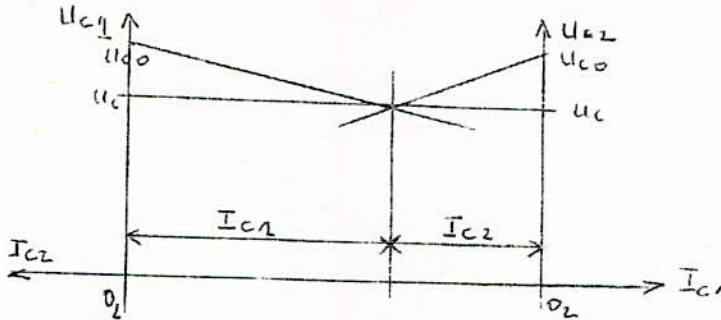
De même si le débit de M_2 donne une tension u_{c2} supérieur à celle que le premier montage peut fournir, seul le second montage débite.

a) Pour que dès les faibles débits, les deux montages contribuent à la production du courant total, il faut que leur tensions moyennes à vide U_{c10} et U_{c20} soient égales, ce qui revient à dire que les courbes u_{c1} et u_{c2} à vide sont confondues.

b) Pour que deux montages se partagent le courant total dans le rapport de leur courants nominaux, il faut que, tracées en fonction des rapports $\frac{I_{c1}}{I_{c1nom}}$ et $\frac{I_{c2}}{I_{c2nom}}$ leurs caractéristiques de tensions soient confondues.

2° - PARTAGE DU COURANT ENTRE MONTAGES DONNANT LA MEME TENSION A VIDE :

Si les ondes de tension redressée à vide sont confondues, le débit d'un montage réduit la valeur de sa tension et entraîne nécessairement le débit de l'autre.

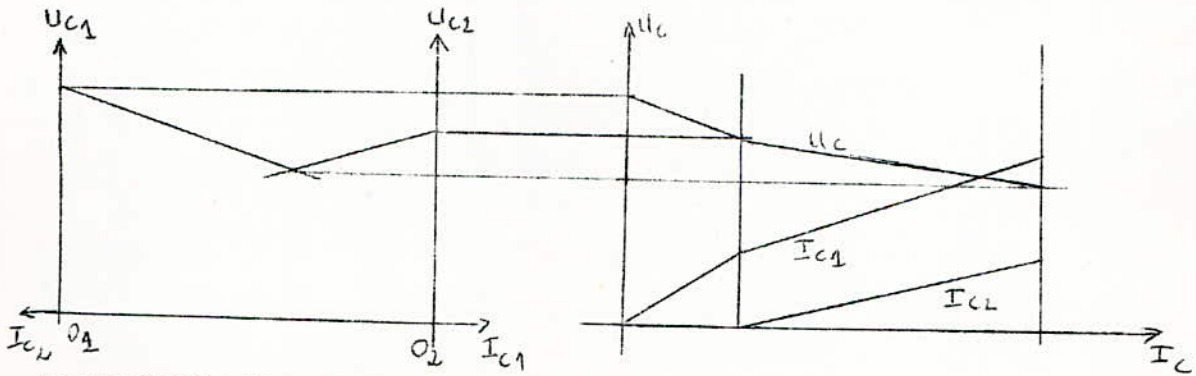


Pour que les deux montages se partagent toujours convenablement le courant total, il faut que, pour toutes les valeurs de U_c , les rapports $\frac{I_{c1}}{I_{c1 nom}}$ et $\frac{I_{c2}}{I_{c2 nom}}$ soient égaux. Les caractéristiques $U_{c1} = f\left(\frac{I_{c1}}{I_{c1 nom}}\right)$ et $U_{c2} = f\left(\frac{I_{c2}}{I_{c2 nom}}\right)$ doivent être confondues.

3° - EFFET D'UNE DIFFERENCE DES TENSIONS REDRESSEES A VIDE :

Si l'un des montages, M_1 par exemple, délivre une tension à vide plus grande que celle donnée par l'autre, pour les faibles valeurs de I_c , M_1 débite seul.

Lorsque l'augmentation de I_c et la réduction de u_{c1} qui en résulte sont suffisantes pour rendre cette tension égale à u_{c2} à vide, le débit de M_2 débute.



4° - APPLICATION A NOTRE MONTAGE :

On doit, pour éviter les problèmes mentionnés vi-dessus :

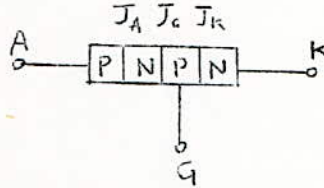
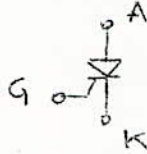
- 1) Utiliser des transfo. délivrant les mêmes tensions secondaires à vide ou en charge.
- 2) Utiliser les mêmes types de thyristors afin de limiter les dispersions de caractéristiques.
- 3) Utiliser un schéma et un câblage aussi symétrique que possible afin d'éviter les déséquilibres de courant.

CINQUIEME PARTIE : ETUDE DES REDRESSEURS (ELEMENTS) :

A - ETUDE DES THYRISTORS

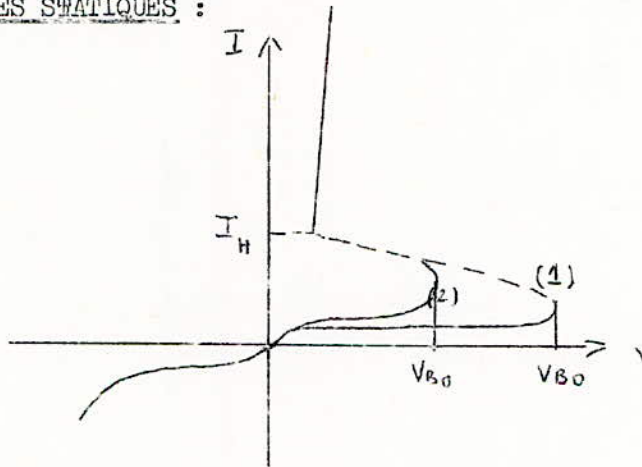
Dans notre montage, on utilise exclusivement que des thyristors.

Comme la diode, le thyristors est un semi-conducteur comportant une anode A, une cathode K, mais il possède en outre une électrode de commande, la gachette G.



Le thyristor est un semi-conducteur (silicium) à quatre couches alternativement P et N et qui comporte une électrode de commande. Les couches extrêmes constituent l'anode (P) et la cathode (N) les couches internes sont appelées couche de commande (P) et couche de blocage (N). La jonction médiane est dite jonction de commande (J_C) ; J_A est la jonction d'anode, J_K la jonction de cathode.

1° - CARACTERISTIQUES STATIQUES :



Caractéristiques d'anode pour $I_G = 0$ (1) et $I_G \neq 0$ (2)

V_{Bo} : Tension d'anode au point de retournement.

I_H : Courant de maintien : courant principal minimal nécessaire pour maintenir le thyristor à l'état passant.

(Rappelons, en outre, que le courant d'accrochage I_H est le courant principal minimal nécessaire pour maintenir le thyristor à l'état passant immédiatement après l'amorçage, le signal de gachette étant supprimé.) ←

Dans le cas d'un courant de gachette I_G , la tension d'amorçage diminue lorsque I_G croît.

2° - CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES :

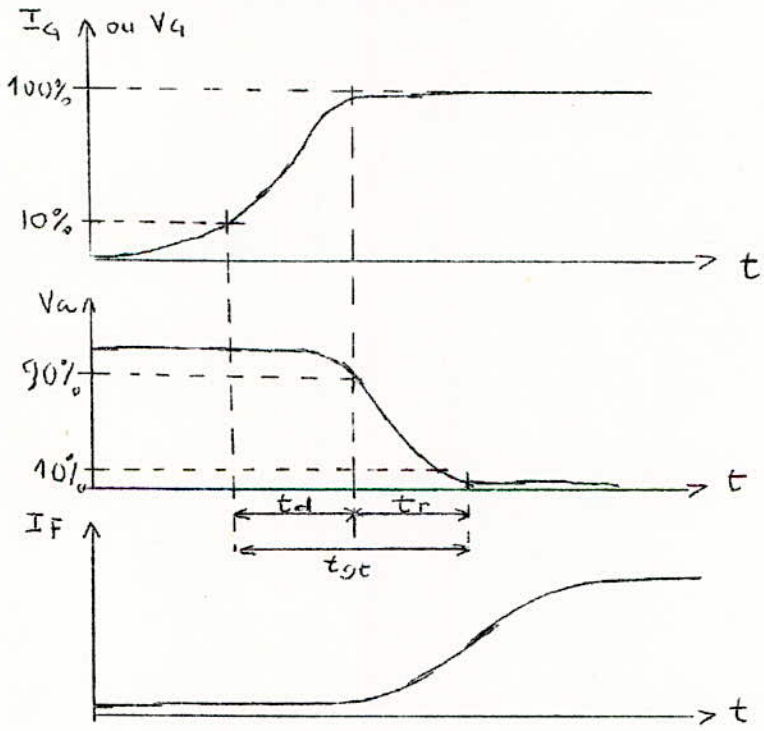
Elles concernent les temps relatifs à l'amorçage et au blocage (parfois nommés paramètre de commutation), ainsi, que les vitesses de croissance de la tension d'anode $\frac{dv}{dt}$ et du courant d'anode $\frac{di}{dt}$.

a) Temps d'amorçage par la gachette : t_{gt} .

C'est la durée pendant laquelle le thyristor est commuté de son état bloqué à son état passant, ceci résultant de l'application sur la gachette d'une impulsion de commande (norme).

Le temps d'amorçage est la somme de deux temps : le temps de retard t_d est le temps de croissance t_r : $t_{gt} = t_d + t_r$ (de 5 à 10 s)

t_d est généralement défini entre le point 10 % de l'impulsion de gachette et le point 90 % de la tension d'anode; t_r est le temps pendant lequel la tension d'anode décroît de 90 % à 10 % de sa valeur initiale.



b) Temps de blocage :

Temps de désamorçage par commutation du circuit t_q : temps écoulé entre l'instant où le courant principal est devenu nul, après commutation extérieure du circuit principal, et l'instant où le thyristor est susceptible de supporter une tension d'anode spécifiée sans se réamorcer (norme).

Le temps de blocage est de 5 à 60 μ s suivant le type : beaucoup plus grand que le temps d'amorçage, c'est lui qui fixe la fréquence maximale du thyristor.

c) Vitesse de croissance $\frac{dv}{dt}$ de la tension directe d'alimentation :

Un brusque accroissement de cette tension augmente la hauteur de la barrière de potentiel et l'élargit, faisant entrer dans son champ, d'un seul coup, un grand nombre de porteurs libres. La barrière accélère ces porteurs, qui provoquent l'avalanche sans courant de commande.

On appelle vitesse critique de croissance de la tension à l'état bloqué $\frac{dv}{dt}$, la valeur maximale de la vitesse de croissance de la tension qui n'entraîne pas l'amorçage dans des conditions spécifiées (norme).

d) Vitesse critique de croissance du courant à l'état passant $\frac{di}{dt}$:

Lors de l'amorçage, un courant de grande densité s'engouffre dans l'effondrement local de la barrière de potentiel de la jonction de commande.

L'échauffement local qui en résulte augmente avec la vitesse de croissance $\frac{di}{dt}$ du courant d'anode et il peut en résulter la destruction de la jonction; C'est pourquoi la norme impose une limite de sécurité qui est indiquée dans les notices.

3° - CARACTERISTIQUES THERMIQUES :

a) Les pertes de thyristors élèvent sa température :

Les pertes du thyristor sont petites par rapport à la puissance commandée dans la charge; Mais la masse du cristal est faible, de sorte que ces pertes élèvent sensiblement la température du thyristor. La chaleur apparaît aux jonctions et autour de la gachette; Elle doit être conduite jusqu'à l'air ambiant à travers le cristal et les métaux de l'anode et de la cathode.

On définit des résistances thermiques et on augmente la puissance à l'aide de radiateurs.

b) Pertes principales du thyristor :

(1) pertes de diode : on appelle ainsi les pertes dues au courant direct et au courant inverse.

(2) pertes de commutation : pendant l'amorçage le courant direct est plus grand que le courant de fuite, alors que la chute directe ne s'est pas encore abaissée à sa faible valeur de conduction; Il se produit donc des pertes comparables aux pertes de commutations dans un transistor.

Le blocage donne lieu à des pertes d'origine analogue.

(3) pertes dans l'électrode de commande : elles sont faibles, mais le contact gachette semi-conducteur est fragile, ce qui nécessite des précautions.

En conclusion : les pertes principales sont les pertes de diode dues au courant direct, les autres sont négligeables.

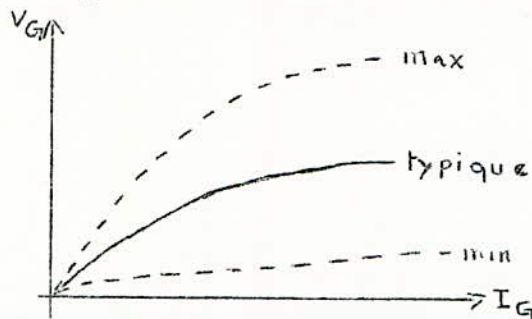
4° - CARACTERISTIQUES DE GACHETTE :

a) Caractéristiques $I_G (V_G)$

Les caractéristiques du circuit de commande dépendent essentiellement de la diode PN formée par une région peu étendue des couches de commande et de cathode au voisinage immédiat de la gâchette. En raison de sa géométrie et des conditions de sa fabrication, cette diode gâchette cathode diffère d'une diode de redressement par :

- Une chute directe plus élevée
- Une courant inverse beaucoup plus grand
- Une dispersion plus grande pour le même type de thyristor

C'est pourquoi les constructeurs indiquent pour chaque type, outre la caractéristique $I_G (V_G)$ typique, les deux caractéristiques limites; c'est à dire entre lesquelles la caractéristique d'une unité est sûrement comprise



b) Tension maximale d'amorçage, courant maximal d'amorçage :

L'impulsion de gâchette doit être suffisante en tension et en courant pour provoquer à coup sûr l'amorçage. Aussi, compte tenu de la dispersion ci-dessus, on indique pour un type donné de thyristor et à une température spécifiée :

- La tension de gâchette d'amorçage V_{GT} , tension de gâchette la plus faible nécessaire pour provoquer la commutation d'un thyristor de l'état bloqué à l'état passant dans des conditions spécifiées (norme).
- Le courant de gâchette d'amorçage I_{GT} , courant de gâchette le plus faible nécessaire pour provoquer la commutation d'un thyristor de l'état bloqué à l'état passant dans des conditions spécifiées (norme).

c) Limites de la tension V_G , du courant I_G , de la puissance de commande :

Le contact ohmique entre la gâchette et la couche de commande est très petit il peut se détériorer sous l'action d'une élévation de température, pour éviter toute détérioration, le constructeur spécifie pour la gâchette :

- La tension directe maximale, la tension inverse maximale - avalanche -
- Le courant maximal
- La puissance moyenne maximale
- La puissance instantanée maximale

B - APPLICATION A NOTRE ETUDE :

Le schéma de notre montage est celui de la page ; Dans cette partie on va essayer de déterminer, à partir des études du montage redresseur et des caractéristiques de thyristors (voir plus bas) le nombre d'éléments redresseurs en série et en parallèle nécessaire.

1° - RESUME DES CONCLUSIONS TIREES DE L'ETUDE PRECEDENTE :

a) Marche en redresseur :

$$P_n = 5 \text{ 000 kw.}$$

$$U_n = 800 \text{ v.}$$

$$I_n = 6,25 \text{ kA.}$$

$$I_p = 2 \cdot I_n = 12,5 \text{ kA. (Courant de dimensionnement permanent)}$$

$$I_m = 2,75 I_n = 17,2 \text{ kA. (1 à 2 s.) courant maximal admissible par le moteur.}$$

$$V_{RWm} = V_i = 3 E = 3 \cdot 800 = 2 \text{ 400 v.}$$

b) Marche en onduleur :

Même paramètre que la marche en redresseur sauf :

$$U_i = 3 \cdot 800 = 2 \text{ 400 v. (c'est une tension positive)}$$

donc on doit choisir des redresseurs devant supporter une tension directe $U_d = 2 \text{ 400 v.}$
une tension inverse $U_i = 2 \text{ 400 v.}$

et devant fournir un courant $I_p = 12,5 \text{ kA.}$

Or; un redresseur contrôlé est caractérisé non par la valeur moyenne du courant qu'il débite, mais par la valeur efficace I_{eff} de ce courant.

On a : $I_{\text{eff}} = \frac{I_c}{4\sqrt{3}}$ car on a 4 ponts de GRAETZ en parallèle. Donc :

$$I_{\text{eff}} = \frac{12,5}{4\sqrt{3}} = 1 \text{ 800 A.}$$

RADIATEURS TYPE PK (01 : 03 : 11) SIEMENS :

Ces radiateurs sont adaptés aux thyristors précédents :

Thyristors	Radiateurs	PK 01 (Refroidissement par air)	PK 03 (par air)	PK 11 (par air)	Chenise de refroidissement par eau
DB	P 02	1 560 A.	1 725 A.	1 560 A.	2 070 A.
	P 03	1 250 A.	1 380 A.	1 225 A.	1 660 A.
	P 05	1 300 A.	1 400 A.	1 250 A.	1 660 A.
A	P 02	1 260 A.	1 400 A.	1 230 A.	1 700 A.
	P 03	1 015 A.	1 100 A.	985 A.	1 350 A.
	P 05	1 030 A.	1 150 A.	1 000 A.	1 370 A.

DB : Courant en montage en pont triphasé

A : Valeur efficace de l'intensité alternative en montage antiparallèle.
(spécifiées par le constructeur)

3° -- DETERMINATION DU NOMBRE DE THYRISTORS NECESSAIRES : (Voir schéma final page 56)

Nous retiendrons le thyristor B. st. P02 avec un radiateur PK 03 (refroidissement par air).

a) Nombre de thyristors en série :

$$U_d = 2\ 400\ \text{v.} \quad (\text{Tension directe})$$

$$U_i = 2\ 400\ \text{v.} \quad (\text{Tension inverse})$$

ce qui nous impose 3 thyristors en série.

b) Nombre de thyristors en parallèle :

on a : $I_n = 6\ 250\ \text{A.}$

$$I_p = 2\ I_n = 12\ 500\ \text{A.} \quad (\text{Courant de dimensionnement permanent}).$$

Pour chaque pont de Graëtz on aura (voir schéma de montage adopté page 56).

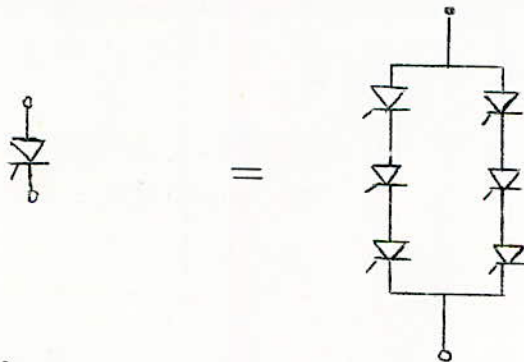
$$I'_p = \frac{I_p}{4} = \frac{12\ 500}{4} = 3\ 125\ \text{A.}$$

Le courant efficace pour chaque Graëtz est donc :

$$I_{\text{eff}} = \frac{3\ 125}{\sqrt{3}} = 1\ 800\ \text{A.}$$

Or, chaque thyristor avec son radiateur peut faire passer un courant en montage antiparallèle de 1 400 A. d'où; on prendra 2 thyristors en parallèle.

Donc finalement, pour chaque thyristor du schéma final on aura :



REMARQUES :

- (1) Chaque thyristor a son propre radiateur.
- (2) La température ambiante est régulée (salle des redresseurs) et maintenue à 20° C.

III - ROLES DU TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

A - FONCTIONNEMENT DU TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION :

1° - FONCTIONS DU TRANSFORMATEUR :

Le transformateur qui alimente un redresseur a plusieurs rôles; tous importants :

- a) Il procure le nombre de phases nécessaires
- b) Il modifie la tension du réseau d'alimentation pour qu'on obtienne la tension continue désirée
- c) Il évite qu'une composante continue parcoure le réseau alternatif
- d) Les harmoniques de courant dans le réseau diminuent lorsque l'indice de pulsation p augmente; or, un transformateur permet de dépasser $p = 3$.
- e) Enfin le transformateur évite toute liaison directe entre le réseau continu et le réseau alternatif, ce qui facilite certains montages; En particulier, il permet la mise à la terre de la cathode des redresseurs (sécurité du personnel).

2° - TRANSFORMATEUR POUR REDRESSEURS PUISSANTS :

Les principes généraux qui sont à la base de la théorie et du calcul des transformateurs de puissance sont aussi valables pour les transformateurs destinés aux redresseurs puissants. Une différence essentielle existe entre ces deux types : vu l'action de soupape des redresseurs chacune de ses anodes fonctionne seulement durant une partie de la période et par conséquent les conditions de travail de l'enroulement primaire et de l'enroulement secondaire du transformateur pour redresseur ne sont pas identiques à celles du transformateur de puissance ordinaire. Il est donc indispensable de préciser certaines définitions utilisées pour les transformateurs de puissance.

a) On appelle ^{Puissance nominale} puissance nominale d'un transformateur, pour redresseur la puissance de son enroulement primaire P_1 car c'est la puissance fournie au transformateur par le réseau.

b) On appelle tension secondaire nominale d'un transformateur pour redresseur U_2 la tension de son enroulement secondaire entre des sorties neutres et de phases, le transformateur marchant à vide.

c) Le courant primaire nominal I_1 est déterminé d'après la puissance nominale du transformateur et la tension primaire nominale U_1 .

d) La puissance de l'enroulement secondaire P_2 est définie comme étant le produit de la tension secondaire nominale U_2 par la valeur efficace du courant dans l'enroulement secondaire I_2 avec charge totale du côté du courant redressé.

e) On appelle tension et courant redressés nominaux la tension U_d et le courant I_d , le redresseur marchant à pleine charge.

f) On appelle puissance type d'un transformateur pour redresseur la demi-somme des puissances des enroulements primaire et secondaire, c'est à dire :

$$P_t = \frac{1}{2} (P_1 + P_2)$$

g) Le coefficient $K_t = \frac{U_d \cdot I_d}{P_t}$ est appelé coefficient d'utilisation du transfo.

Sa grandeur dépend du schéma du redresseur (Par exemple ; 1,05 pour notre cas).

Le rendement des transformateurs destinés aux redresseurs est un peu inférieur à celui des transformateurs de puissance ordinaire. L'exécution extérieure des transformateurs pour redresseurs (Cuves, dispositifs de contrôle, couvercles de cuivre) est de type courant.

Notre projet ne consiste pas au calcul du transformateur d'alimentation mais au choix du transformateur nécessaire à notre redresseur.

3° - HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES :

Le calcul d'un transformateur de redresseur est assez délicat, en raison du fonctionnement particulier qu'il doit assurer et des contraintes qu'il peut subir en cas de défaillance des soupapes. Les enroulements du secondaire sont parcourus par le courant continu que l'on admet dans tous les calculs comme parfaitement constant (sans ondulation) ce qui revient à considérer comme très grande réactance du circuit d'utilisation; Cette hypothèse est pratiquement exacte. Le courant primaire est naturellement un courant alternatif mais assez éloigné de la forme sinusoidale.

4° - FONCTIONNEMENT DU SECONDAIRE (en étoile simple) :

Le courant secondaire est de forme rectangulaire. Le courant d'une phase du secondaire, c'est à dire le courant d'une anode, est de sens constant; Il passe brusquement de 0 à la valeur I_c du courant redressé qu'il conserve pendant $1/3$ de période puis cesse brusquement; C'est un courant de forme rectangulaire.

Le facteur de forme du courant secondaire est plus grand que celui d'un courant sinusoidale.

$$F = \frac{I_{\text{eff}}}{I_{\text{noy}}}$$

$$\text{on a : } \left. \begin{array}{l} I_{\text{noy}} = \frac{I_c}{3} \\ I_{\text{eff}} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \end{array} \right\}$$

$$F = \frac{I_c / \sqrt{3}}{I_c / 3} = \sqrt{3} = 1,732$$

Le facteur de forme du courant secondaire est plus grand que celui d'un courant sinusoidale. Le facteur de forme du courant secondaire est plus grand que celui d'un courant sinusoidale.

Le facteur de puissance du secondaire : on trouve le même résultat, que le secondaire soit en triangle ou en étoile : pour l'étoile, la puissance apparente du secondaire est :

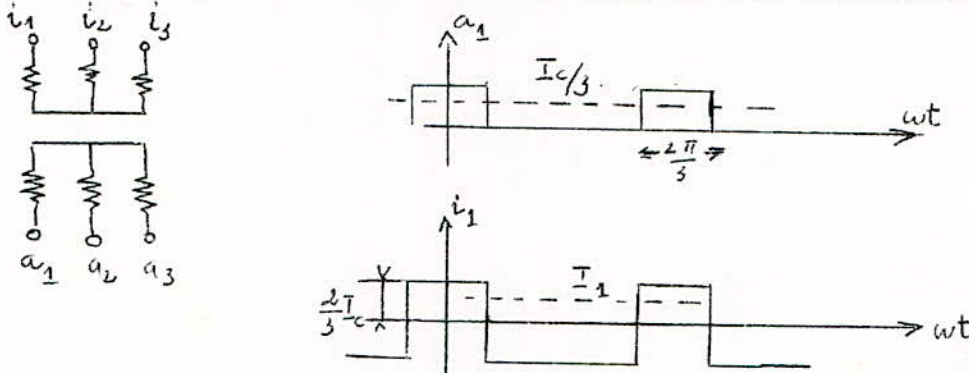
$$P_2 = 3 \cdot V \cdot I_s = 3 \left(\frac{\pi}{3\sqrt{3}\sqrt{2}} \cdot U_c \right) \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_c = \frac{\pi}{3} \cdot U_c \cdot I_c$$

$$\lambda_2 = \frac{P_c}{P_2} = \frac{U_c \cdot I_c}{\frac{\pi}{3} U_c \cdot I_c} = \frac{3}{\pi} = 0,955 \quad (\text{sans réglage de phase})$$

5° - FONCTIONNEMENT DU PRIMAIRE :

Le courant primaire est alternatif, mais non sinusoïdal (voir fig. page 41) considérons, pour fixer les idées, le cas du triphasé.

Soient : i_1, i_2, i_3 les intensités instantanées des courants primaires ; a_1, a_2, a_3 celles des courants secondaires; Supposons $n_1 = n_2$, c'est à dire l'égalité des nombres de spires d'un enroulement primaire et d'un enroulement secondaire.



Courant primaire :

$$i_1 \text{ est égal à l'ondulation de } a_1 : i_1 = a_1 - \frac{I_c}{3}$$

Pour calculer l'intensité efficace I_1 du courant primaire exprimant l'énergie par période dans une résistance de 1 ohm :

$$I^2 T = \left(\frac{2 I_c}{3} \right)^2 \cdot \frac{T}{3} + \left(\frac{I_c}{3} \right) \cdot \frac{2T}{3}$$

$$\text{d'où : } I_1 = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot I_c = 0,472 \cdot I_c$$

Courant de ligne :

Si le primaire est en étoile, le courant de ligne est :

$$I_L = I_1 = \frac{\sqrt{2}}{3} I_c$$

Si le primaire est en triangle, et parce que a_1 et i_1 ne contiennent pas de termes de fréquences multiples de 3 :

$$I_L = I_1 \cdot \sqrt{3} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_c$$

Facteur de puissance global du redresseur triphasé :

Dans la convention $n_1 = n_2$ de notre calcul, la tension étoilée primaire est égale à la tension étoilée secondaire (V); On a donc pour le facteur de puissance

$$\lambda = \frac{P_c}{P_1} = \frac{U_c \cdot I_c}{3\sqrt{3}I_1} = \frac{1}{3} \left(\frac{U_c}{V} \right) \left(\frac{I_c}{I_1} \right) = \frac{1}{3} \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} \right) \left(\frac{3}{\sqrt{2}} \right)$$

$$\lambda = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0,827$$

Le primaire est mieux utilisé que le secondaire, ce qui est évident puisqu'il est parcouru par des courants alternatifs.

Facteur de puissance globale, facteur de déphasage, facteur de déformation :

- Le facteur de puissance global est le rapport de la puissance active totale à la puissance apparente sur la côté alternatif d'un convertisseur (statique) .
- Le facteur de déphasage est le cosinus de l'angle φ de déphasage entre les composantes fondamentales de la tension et du courant (alternatif d'alimentation) .
- Le facteur de déformation γ est le quotient du facteur de puissance global par le facteur de déphasage :

$$\gamma = \frac{\lambda}{\cos\varphi}$$

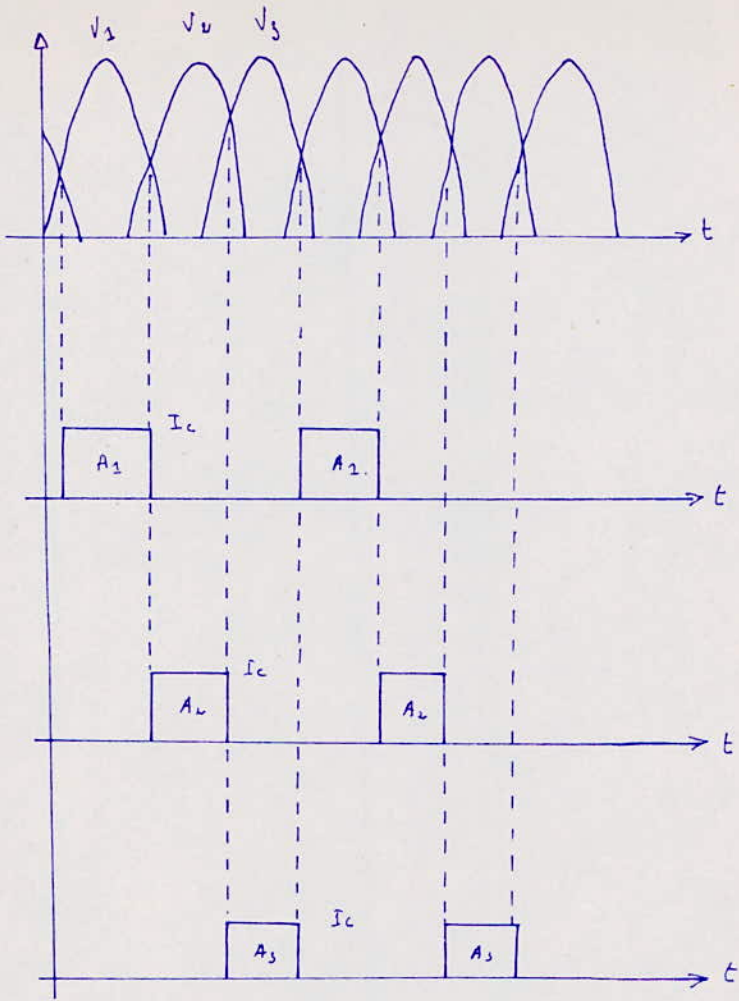
Contrairement au facteur de déphasage, le facteur de déformation dépend essentiellement des harmoniques du courant primaire; Si I_1 désigne l'intensité efficace de la composante fondamentale du courant et $I_2, I_3 \dots$ celles des harmoniques, on démontre que le facteur de déformation a pour expression :

$$\frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots}} = \frac{\text{intensité efficace de la composante fondamentale}}{\text{intensité efficace du courant primaire}}$$

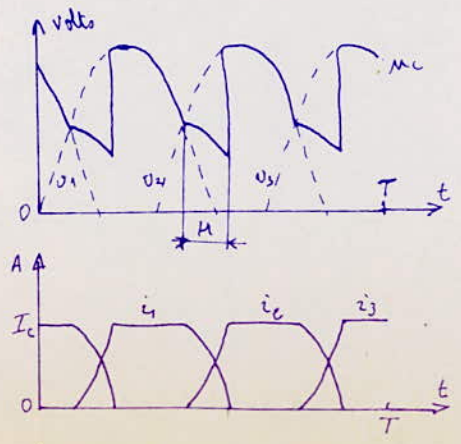
par suite:
$$\lambda = \cos\varphi \cdot \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots}}$$

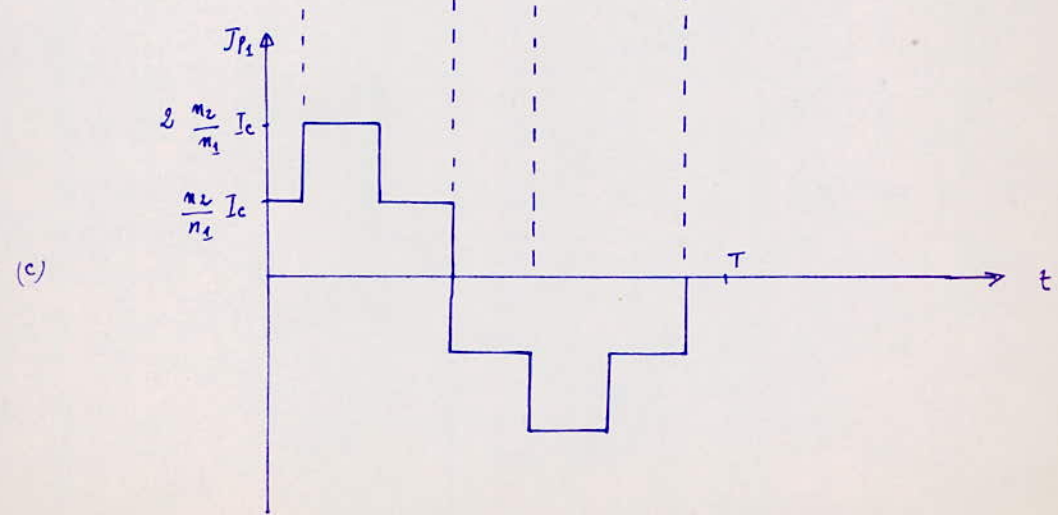
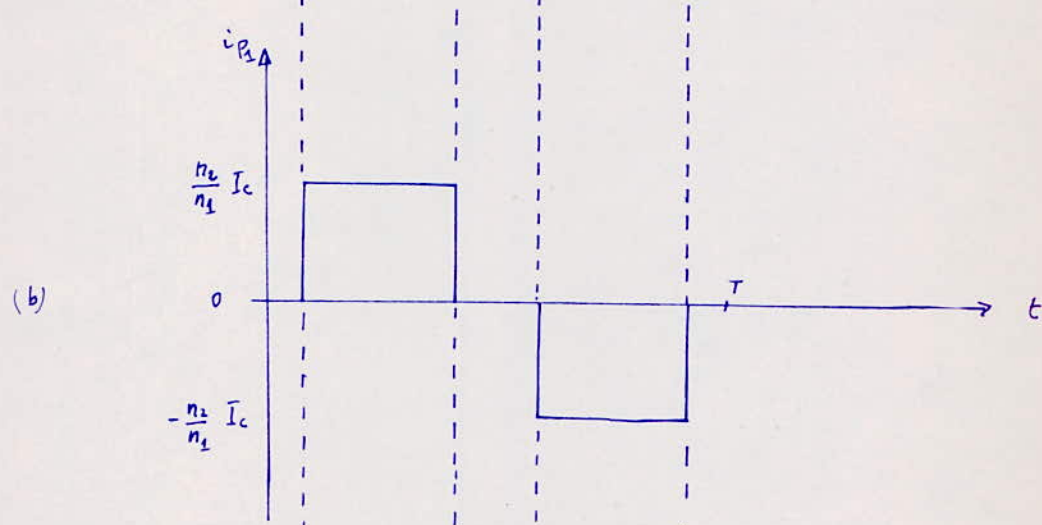
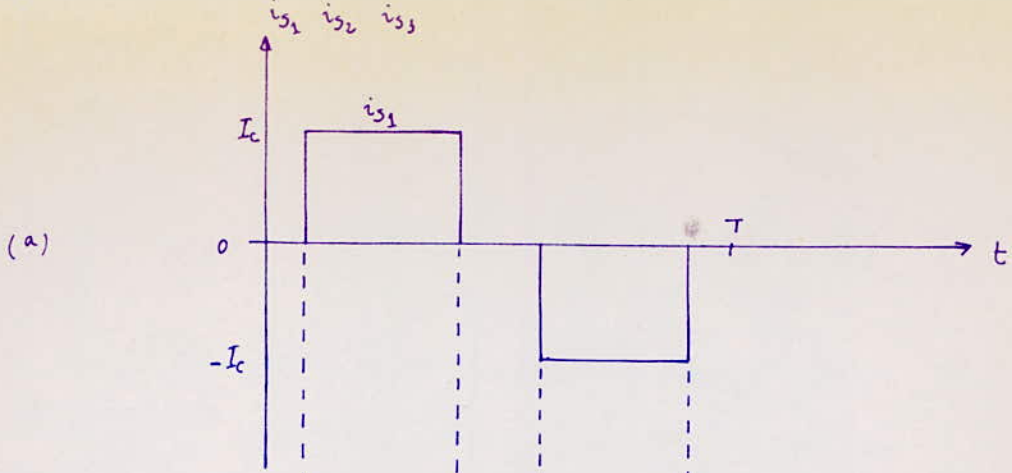
Le facteur de puissance global :

- Est pratiquement indépendant du débit
- Doit essentiellement sa faible valeur au facteur de déformation, car le facteur de déphasage est généralement très voisin de l'unité.



courants d'anodes
 En réalité, "l'empiètement anodique" transforme les rectangles en trapèzes à angles arrondis.





Montage Graëtj : forme d'onde des courants :

- (a) : débités par les bobines secondaires du transformateur.
- (b) : dans les bobines primaires.
- (c) : en ligne, si le primaire est couplé en triangle.

B - CALCUL DES COURANTS SECONDAIRES :

1° - Courants dans les circuits anodiques (courant par bras) :

$$I_{\text{anoy}} = \frac{I_c}{3}$$

$$I_{\text{a eff}} = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

$$F = \frac{I_{\text{a eff}}}{I_{\text{anoy}}} = \sqrt{3}$$

Le développement en série du courant par bras montre qu'il ne contient pas d'harmoniques 3 et multiple de 3.

2° - COURANTS DANS LES LIAISONS ENTRE TRANSFORMATEURS ET BLOC REDRESSEUR :

Ces circuits sont, à la différence des montages à simple voie, parcourus par des courants alternatifs, ce qui justifie le terme double voie. Par exemple, les courants des anodes 1 à 4 (fig. 6) parcourent la liaison à la phase 1 en sens inverses et sont déphasés de 180° , leur somme i_{v_1} , de valeur moyenne nulle, dépourvu d'harmonique 3 comme i_{a_1} et i_{a_4} et d'intensité efficace I_v , telle que : $I_v^2 = 2 I_{\text{a eff}}^2$; $I_v = \sqrt{2} \cdot I_{\text{a eff}}$.

$$\text{donc } I_v = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_c$$

Ce courant de bloc redresseur est très important à considérer : c'est d'abord en fonction de I_v que nous exprimerons les courants primaires et les courants de ligne.

3° - COURANTS DANS LE SECONDAIRE : (Secondaire en étoile)

Mêmes courants que dans les liaisons :

$$I_s = I_v = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_c$$

4° - FACTEUR DE PUISSANCE DU SECONDAIRE :

On trouve le même résultat, que le secondaire soit en triangle ou en étoile; Pour l'étoile, la puissance apparente du secondaire est :

$$P_2 = 3V I_s = 3 \left(\frac{\pi}{3\sqrt{3}\sqrt{2}} U_c \right) \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_c = \frac{\pi}{3} U_c I_c$$

$$\lambda_1 = \frac{P_c}{P_2} = \frac{U_c I_c}{P_2} = \frac{3}{\pi} = 0,955$$

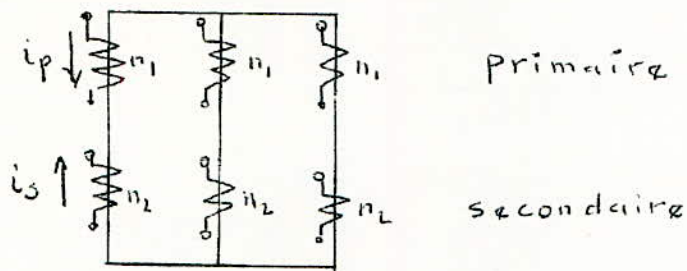
5° - APPLICATION A NOTRE TRANSFORMATEUR :

On a deux transformateurs chargés de la même manière donc, leur courants secondaires sont égaux d'où : $I_c = I_n = 3 \text{ 125 A}$. (les deux transfo. se partagent les 6,25 kA.)

$$I_s = I_v = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_c^2 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot 3 \text{ 125} \approx 2 \text{ 550 A}.$$

C - CALCUL DES COURANTS PRIMAIRES ET DES COURANTS DE LIGNE :

On suppose les bobinages effectués dans le même sens; Les ampères-tours sont comptés dans le sens indiqué sur, la figure :



On peut écrire qu'il y a compensation des AT sur chaque noyau :

$$\left\{ \begin{array}{l} n_1 \cdot ip_1 = n_2 \cdot is_1 \\ n_1 \cdot ip_2 = n_2 \cdot is_2 \\ n_1 \cdot ip_3 = n_2 \cdot is_3 \end{array} \right. \quad Ip = \frac{n_2}{n_1} \cdot Is$$

d'où $Ip = \frac{n_2}{n_1} \cdot I_c \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ (Primaire en étoile).

Si le primaire est en triangle, les courant en ligne ont pour valeur :

$$Jp = \frac{n_2}{n_1} \cdot I_c \cdot \sqrt{2}$$

D - ETUDE DES TENSIONS SECONDAIRES ET PRIMAIRES

1° - TENSION A VIDE DU TRANSFORMATEUR :

- Tension nominale aux bornes de l'utilisateur : $U_c = U_n = 800 \text{ v.}$
- Intensité nominale redressée : $I_c = I_n = 6,25 \text{ kA.}$
- Intensité maximale redressée : $I_{cm} = 2,75 I_n$

a) Chute de tension résistive : (Transfo; Moteur; Connections; Diodes).

$$dr = 4 \%$$

b) Chute inductive :

$$dx (\%) = k u_{cc} (\%) = 0,5 u_{cc} \quad (\text{pour le pont de Graëtz})$$

$$dx = 0,5 \cdot 8 = 4 \%$$

u_{cc} : tension de court-circuit du transformateur (8 %)

c) Réserve de réglage :

$$dR (\%) = 10 \%$$

d) Chute totale de la tension redressée pour l'intensité nominale :

$$dt = dr + dx + dR = 4 + 4 + 10 = 18 \%$$

e) Chute totale de la tension redressée pour l'intensité maximale :

$$d = dt \cdot \frac{I_{cm}}{I_c} = 18 \cdot 2,75 = 49,5 \% \approx 50 \%$$

f) Tension continue fictive à vide :

$$U_{co} = U_c + d = 800 (1 + 0,5) = 1200 \text{ v.}$$

g) Tension à vide du transformateur :

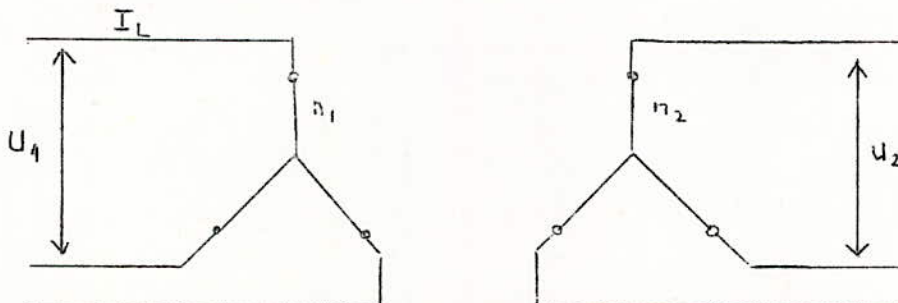
$$V_m = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \cdot U_{co} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \cdot 1200 = 725 \text{ v}$$

V_m : tension composée à vide nécessaire.

2° - TENSION PRIMAIRE ET COURANT PRIMAIRE DES TRANSFORMATEURS :

On utilise une tension d'alimentation primaire de 15 kv. (tension de ligne)

a) Premier transformateur :



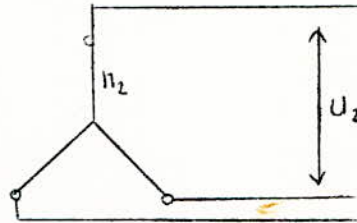
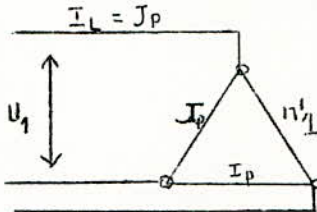
- Le rapport de transformation est :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{15\,000}{725} = 20$$

- Le courant de ligne est :

$$I_p = I_L = \frac{n_2}{n_1} \cdot I_s = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_c = \frac{2550}{725} = 127,5 \text{ A} \approx 128 \text{ A}$$

b) Deuxième transformateur :



- Le rapport de transformation est :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{n'_1}{n_2} = \frac{15\,000}{725} = 20$$

$$\text{On a donc : } \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{n'_1}{n_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad n'_1 = \sqrt{3} n_1$$

- Le courant de ligne est :

$$J_p = I_L = \frac{n_2}{n'_1} \cdot \sqrt{2} \cdot I_c = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_c = 127,5 \text{ A} \approx 128 \text{ A}$$

3° - PUISSANCE NOMINALE DES TRANSFORMATEURS :

Les deux transformateurs ont la même puissance nominale.

$$P_1 = \sqrt{3} \cdot U_L \cdot I_L \cdot kt$$

$$P_1 = 1,05 \cdot \sqrt{3} \cdot 15 \cdot 0,128 = 3,5 \text{ MVA.}$$

Remarque :

Le facteur de puissance maximale, sans contrôle de phase, est :

$$\lambda = \lambda_{\max} = \frac{3}{\pi} = 0,955$$

Il varie, dans le cas de contrôle de phase, comme le cosinus de l'angle de déphasage. La commutation ajoute un déphasage supplémentaire au courant et diminue donc légèrement le facteur de puissance de l'équipement.

Une approximation suffisante consiste à remplacer θ par $(\theta + \frac{\mu}{2})$

μ : Angle de commutation.

On a, pour le facteur de déphasage ou facteur de puissance de l'onde fondamentale :

$$\cos \varphi \approx \cos(\theta + \frac{\mu}{2})$$

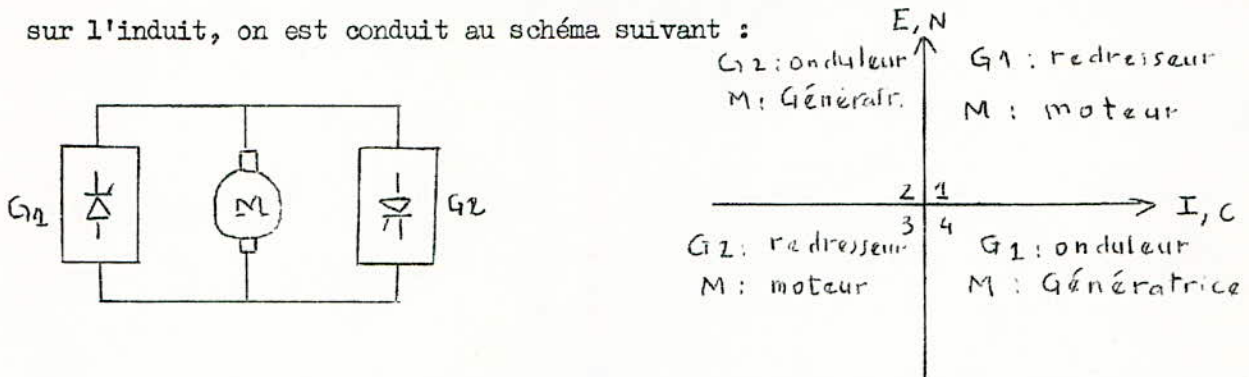
IV - COMMANDE ELECTRONIQUE. PERTURBATIONS PROTECTIONS. HARMONIQUES

A - COMMANDE ELECTRONIQUE

Première partie : Problèmes de l'inversion du sens de marche du moteur.

Les convertisseurs alternatifs - continus réversibles sont utilisés essentiellement pour la commande de moteurs à courant continu par l'induit, devant opérer des inversions de marche rapides ou des freinages contrôlés. Dans les deux cas, il y a inversion du courant d'induit.

Pour inverser le sens de marche d'un moteur à courant continu en agissant sur l'induit, on est conduit au schéma suivant :



- (a) schéma simplifié d'une commande réversible d'un moteur à courant continu par l'induit.
- (b) Modes de fonctionnement d'un convertisseur réversible dans un système d'axes : N (vitesse) = f (C) couple.

Les convertisseurs réversibles peuvent fonctionner selon trois principes différents. La différence réside dans la séquence de commande des convertisseurs.

On distingue les réversibles " à circulation de courant ", " à bande morte " et à " logique d'inversion ".

1° - MONTAGE DIT " A CIRCULATION DE COURANT " :

Les deux groupes redresseurs formant le convertisseur réversible sont commandés en permanence; Nous entendons par là que tous les thyristors reçoivent des impulsions de commande périodiques de manière que leurs tensions soient égales et opposées. Il suffit pour cela que les angles de retards à l'amorçage des deux groupes, soient déphasés de manière symétrique autour de la valeur $\theta = 90^\circ$ (angle qui correspond à une tension moyenne nulle sur charge inductive). A chaque instant, un groupe fonctionne donc en redresseur, l'autre en onduleur. Les angles de retard à l'amorçage doivent respecter la relation : $\theta_1 + \theta_2 = 180^\circ$.

On fait, pour éviter le défaut de reconduction en onduleur, chacun des angles ne peut dépasser la valeur ; $(\pi - \beta)$

3 Si les valeurs moyennes des tensions redressées sont égales, leurs valeurs instantanées par contre, sont différentes. La tension différentielle crée un courant unidirectionnelle, appelée courant de circulation qui doit être limité par des inductances. Celles-ci sont généralement calculées de telle manière que le courant moyen maximal de circulation soit de l'ordre de 10 % du courant nominal du moteur, ce qui suppose des inductances relativement importantes et coûteuses.

L'avantage de tels montages réside, outre la simplicité de commande, dans une minimalisation des problèmes posés par la conduction discontinue.

2° - MONTAGE DIT " A BANDE MORTE " OU " ZONE MORTE " :

On peut supprimer tout courant de circulation en faisant de sorte que la différence instantanée des tensions délivrées par les deux groupes ne soit pas génératrice de courant; Pour cela, il faut et il suffit que cette différence ne change pas de polarité et soit négative par rapport au sens passant des thyristors; En d'autres termes, il faut que la tension instantanée du groupe en onduleur soit supérieure à celle du groupe en redresseur.

On adopte pour ce montage un schéma à deux voies de commande. Les tensions de commande des circuits d'amorçage des deux convertisseurs sont telles qu'aucun courant de circulation ne peut apparaître entre les convertisseurs direct et inverse.

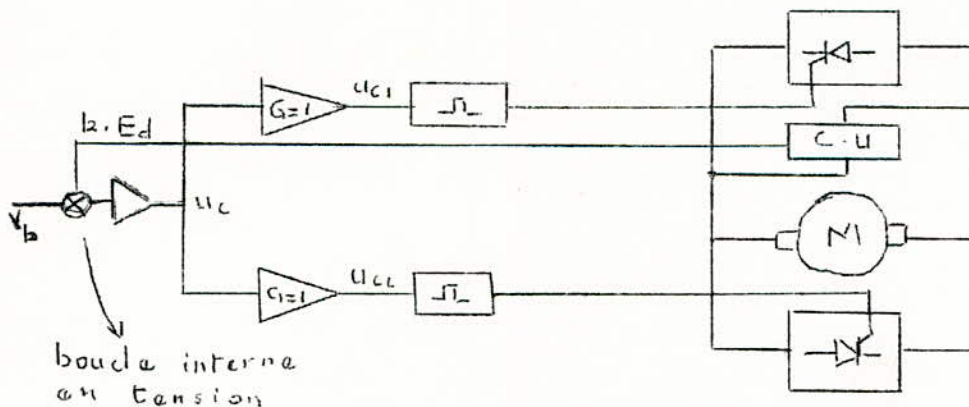
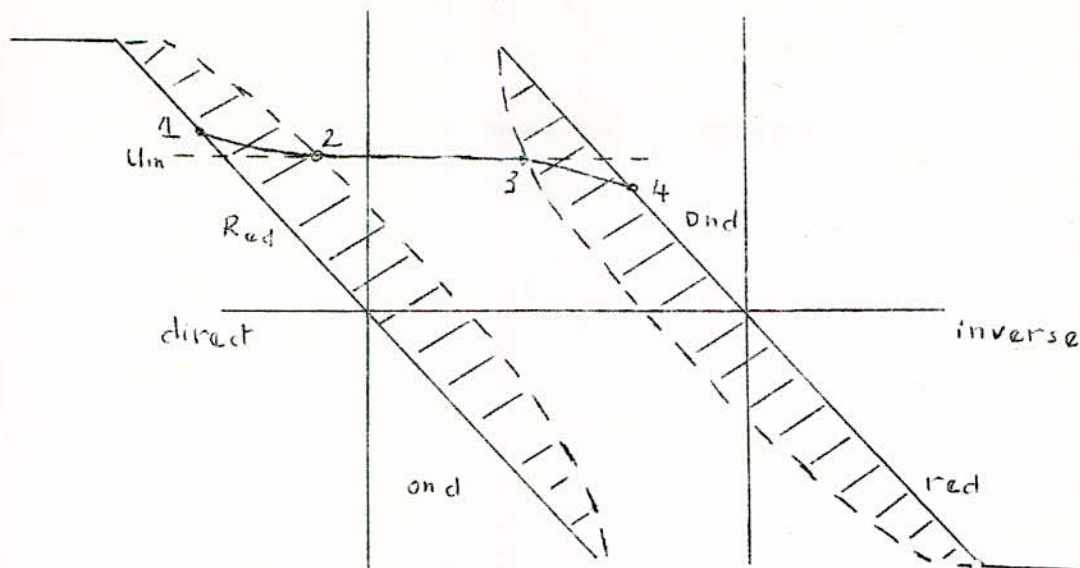


Schéma synoptique de commande d'un réversible à bande morte

Une inversion du courant d'induit du moteur peut être expliquée à l'aide de la figure suivante :



La force contre électromotrice U_m est représentée sur la figure; Le convertisseur direct opérant en redresseur est au point 1.

Si l'on demande au système une vitesse plus faible, la référence V_b diminue, demandant ainsi un inversion du courant. Ceci provoque une variation positive de U_{c1} et une variation négative de U_{c2} . Au point 2, le courant (qui était délivré par le groupe direct) s'annule et E_d est égal à U_m . Au point 3, U_{c2} atteint une valeur suffisamment négative pour que le courant s'établisse dans le groupe inverse.

Finalement, au point 4, l'équilibre est atteint sur le convertisseur inverse et E_d correspond à la valeur de consigne fixée par V_b .

On effectue la séquence opposée pour repasser du groupe inverse au groupe direct.

Durant le temps de franchissement de la bande morte, aucun courant ne traverse le moteur, donc aucun couple n'est disponible sur la machine.

En pratique, ce temps mort est de l'ordre de 10 à 15 ms, ce qui ne constitue une gêne que si les performances dynamiques demandées au système sont extrêmement sévères. En résumé, le temps mort dépend :

- De la valeur de θ_o (on voit qu'il y a un compromis : sécurité, temps mort);
- De la rapidité de la régulation qui doit être compatible avec ce montage : une trop grande rapidité peut entraîner des courants circulants transitoirement mais très importants une protection insuffisante contre les défauts de recombinaison.

3° - MONTAGE DIT " A LOGIQUE D'INVERSION " OU " DE BASCULEMENT " :

Ces montages consistent à n'avoir à chaque instant, qu'un seul groupe en conduction. Le choix du groupe qui doit conduire est fait par un circuit logique d'inversion à partir de certaines informations : référence courant, signe du courant I_d , vitesse, etc...

Le schéma de principe d'un tel montage réversible est donné sur la figure (a)

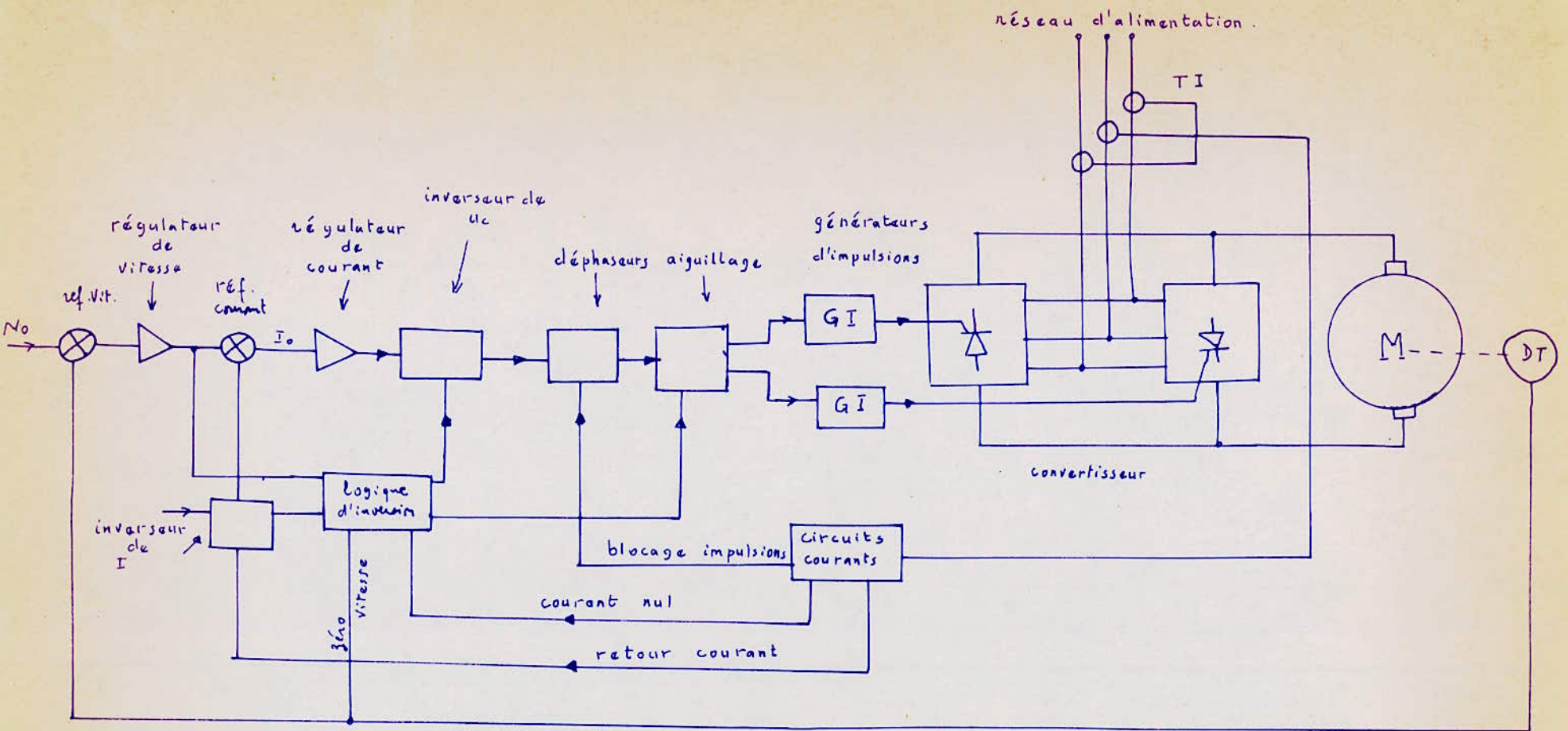


schéma synoptique d'un convertisseur réversible à logique d'inversion destiné à régler, par l'induit, la vitesse d'un moteur à courant continu.

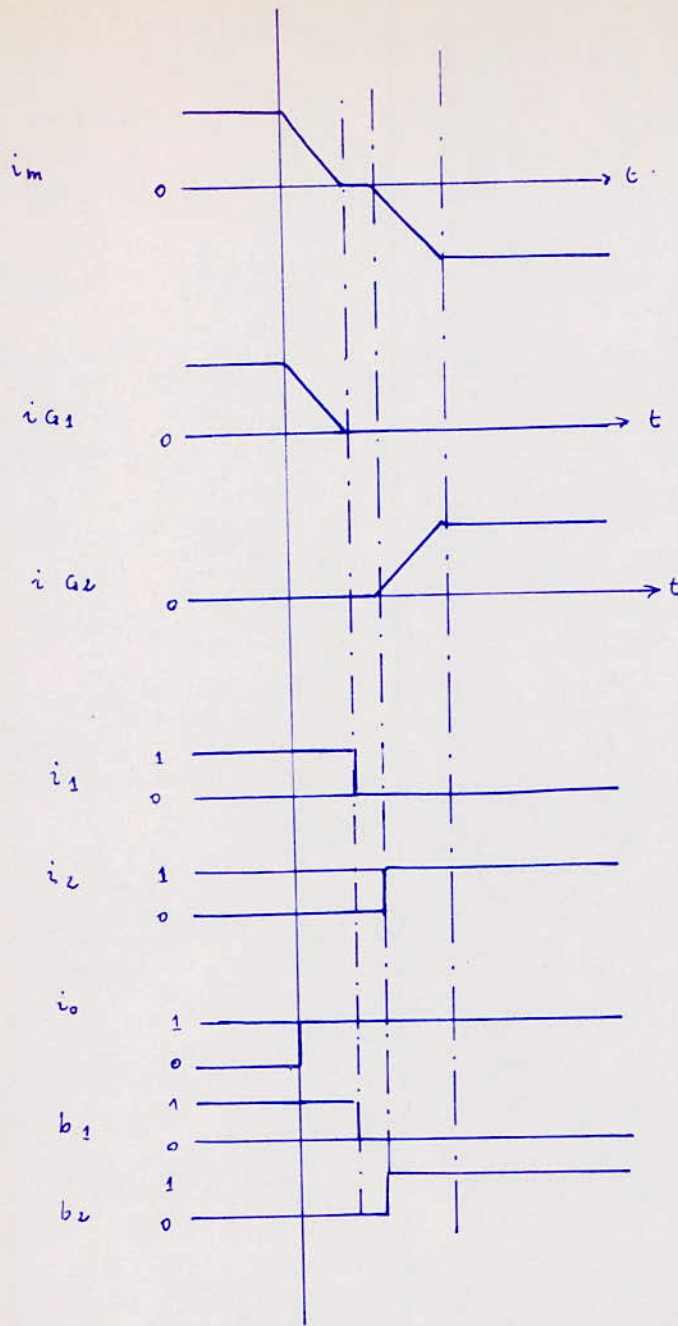


diagramme de fonctionnement de la logique d'inversion.

- i_0 : courant de référence.
- i_m : courant moteur.
- i_{G1}, i_{G2} : courant groupe convertisseur direct, inverse.
- i_1, i_2 : signal courant.
- b_1, b_2 : blocage courant.

La conduction ou le blocage d'un groupe sont assurés par l'application ou la suppression des impulsions de gachette des thyristors. Le passage d'un groupe à l'autre se déroule en quatre temps (figure b).

(1) Annulation du courant de charge avec vérification de cette annulation:

Le groupe qui conduit opère en onduleur.

Un capteur de courant donne l'information " courant nul ".

(2) Suppression des impulsions de commande des thyristors :

Nous savons que dans le fonctionnement en onduleur, la disparition des impulsions de gachette provoque le défaut dit " de reconnexion ", dès lors que le groupe est en conduction continue. Il n'est pas aisé de détecter le zéro de courant (sensibilité et précision du capteur). La conduction discontinue est atteinte à partir d'un certain niveau de courant, et il devient alors possible de supprimer les impulsions sans provoquer ce défaut.

Pour donner un ordre de grandeur, la détection du courant nul s'effectue au 100^e du courant nominal (0,01 In).

(3) Temporisation au déblocage de l'autre groupe :

Suppression des impulsions ne veut pas dire désamorçage; Il faut donc attendre le désamorçage naturel du ou des thyristors conducteurs avant d'appliquer les impulsions sur l'autre groupe; au risque de provoquer une conduction entre ponts (court-circuit entre phase).

Cette attente de sécurité doit être au moins égale au retard statistique du montage; La temporisation théorique est ici : $\frac{T}{m}$, où T représente la période (20 ms. à 50 Hz) et m l'indice de pulsation du montage^m (6 pour un pont de Graëtz triphasé).

Pour ce type de montage, la temporisation théorique est de $\frac{20}{6} = 3,33$ ms. en pratique, on prend 4 ms. au minimum pour plus de sécurité.

(4) Déblocage de l'autre groupe :

Ce déblocage consiste à assurer la présence des impulsions de commande sur le groupe qui était initialement bloqué et qui va maintenant prendre le contrôle du courant demandé par le système.

CONCLUSION :

a) Le montage à circulation de courant conduit très vite à un encombrement prohibitif des inductances de limitation, de plus, l'existence du courant circulant se traduit par une surcharge non négligeable des thyristors et du transformateur. Enfin, le courant réactif résultant de ce montage diminue le facteur de puissance de l'installation.

b)

b) Le montage à bande morte, qui semble séduisant à priori par sa simplicité, conduit à un temps mort de 10 à 15 ms. , ce qui peut, dans certaines applications, être incompatible avec les performances dynamiques demandées au système, puisque durant ce temps, aucun couple n'est appliqué à la machine.

c) Le montage à logique d'inversion, qui peut paraître plus sophistiqué de par son électronique séquentielle, satisfait aux exigences les plus dures, avec seulement quelques transistors ou circuits intégrés qui affectent très peu le coût de l'équipement.

Deuxième partie : Problème de l'Energie réactive.

Les montages à redresseurs commandés sont de gros consommateurs d'énergie réactive, il s'ensuit des incidences financières pour l'utilisateur, voire dans certain cas des perturbations sur son réseau.

L'abaissement du coût des circuits de commande et de régulation, permet aujourd'hui de réaliser des montages qui consomment moins d'énergie réactive que les montages classiques.

Il existe en fait plusieurs variantes dans ces montages en fonction de l'équipement et des données de base (tension moteur par exemple). Toutes consistent à fractionner la puissance à installer et à réaliser le contrôle de façon à faire travailler l'une ou l'autre des fractions du montage à un excellent cos. .

1° - RAPPEL DES CARACTERISTIQUES DU PONT DE GRAETZ TRIPHASE :

a) Tension moyenne redressée :

$$E_d = E_{d0} \cdot \cos \theta \quad (\text{En négligeant les chutes de tension}).$$

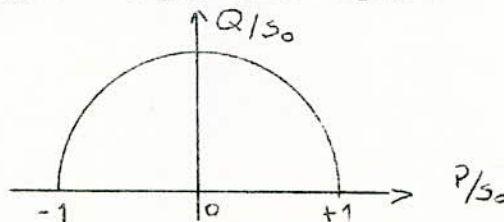
b) Puissance active :

$$P = S_0 \cdot \cos \theta \quad , \quad \text{avec } S_0 = E_{d0} \cdot I_d$$

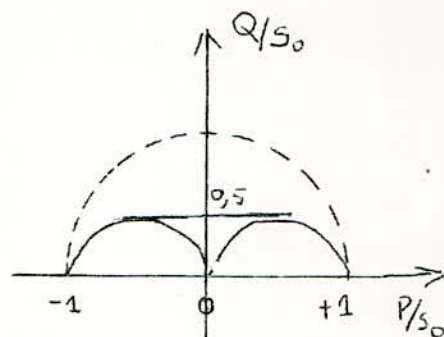
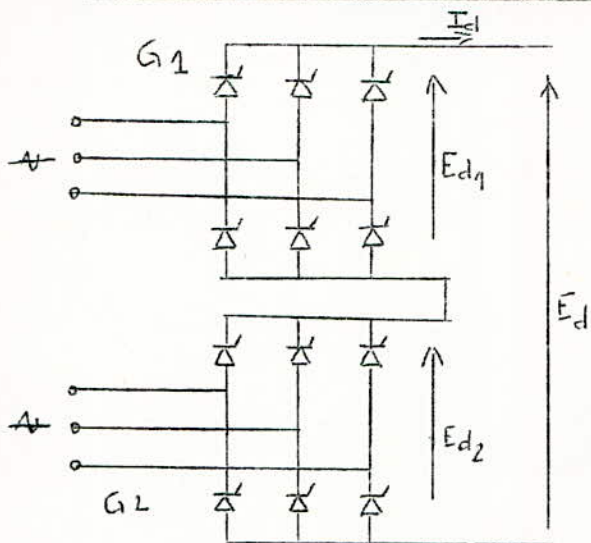
c) Puissance réactive :

$$Q = S_0 \sin \theta$$

d) La puissance apparente S est constante et égale à S_0 et le facteur de puissance réactive appelée en fonction de la puissance active est un demi-cercle centré à l'origine. A tension nulle, le $\cos \theta$ est égale à zéro, alors que le réseau fournit une puissance négative égale à la puissance du pont.



2° - COMMANDE SUCCESSIVE DE DEUX PONTS EN SERIE :



θ_1 varie $\theta_1 = 0$
 $\theta_2 = \pi$ θ_2 varie

En supposant que l'on doit réaliser la même puissance totale qu'avec le montage précédent, on fonctionne cette puissance en deux ponts mis en série, susceptibles chacun de contrôler la demi-tension E_{d0} .

Chaque pont est alimenté par des tensions alternatives de valeurs identiques isolées entre elles, ce qui suppose un transformateur à deux secondaires, et fonctionne en pont de Graëtz classique. Les angles d'amorçage θ_1 et θ_2 sont déphasés non pas simultanément, mais successivement.

a) Fonctionnement en onduleur ($E_d < 0$).

$$\theta_2 = \pi \implies E_d = - \frac{E_{d0}}{2}$$

$$0 < \theta_1 < \pi \implies E_{d1} \text{ varie de } - \frac{E_{d0}}{2} \text{ à } + \frac{E_{d0}}{2}$$

d'où une tension E_d variable entre $- E_{d0}$ et 0 obtenue en déphasant uniquement θ_1 alors que θ_2 reste fixe à π , de sorte que le pont G_2 travaille en plein onduleur à

$\cos \varphi = 1$ (en fait, le fonctionnement en onduleur exige un angle de garde donc, en réalité, le $\cos \varphi$ est un peu inférieur à 1).

La puissance réactive tracée en fonction de la puissance active s'inscrit comme précédemment dans un demi-cercle, mais cette fois-ci centré sur $-0,5 \frac{P}{S_0}$ et de rayon moitié.

b) Fonctionnement en redresseur ($E_d > 0$) :

Le fonctionnement est similaire, θ_1 est fixé à 0 (G_1 plein redresseur) et θ_2 varie. La tension E_d est alors variable entre 0 et E_{d0} . La puissance réactive s'inscrit sur un autre demi-cercle symétrique du précédent.

Nous voyons que pour une même capacité de contrôle de la puissance active, la puissance réactive maximale transmise est divisée par deux. En utilisant ce même principe on peut fonctionner la puissance en " n " ponts mis en série et commandé

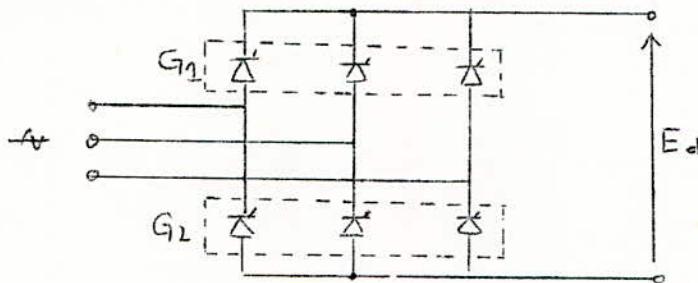
.../...

successivement : La puissance réactive maximale est alors théoriquement divisée par " η ". Mais un tel fractionnement ne pourrait être économique que pour des tensions élevées, ce qui n'est pas le cas pour les moteurs à courant continu.

L'indice de pulsation du montage reste égal à 6 et le premier harmonique du courant au primaire reste de rang 5. On peut même en combinant les couplages, améliorer le rang d'harmonique tout en conservant les résultats précédents.

3° - COMMANDE ASYMETRIQUE D'UN PONT DE GRAETZ :

Sous cette appellation, le principe est en réalité similaire au précédent. On considère alors le pont de Graëtz comme la mise en série de deux montages triphasés à point neutre (G_1 et G_2) dont on assure successivement la commande, de la même manière que précédemment.



Commande asymétrique d'un pont de Graëtz

Les résultats obtenus du point de vue puissance réactive et $\cos \phi$ sont les mêmes que précédemment.

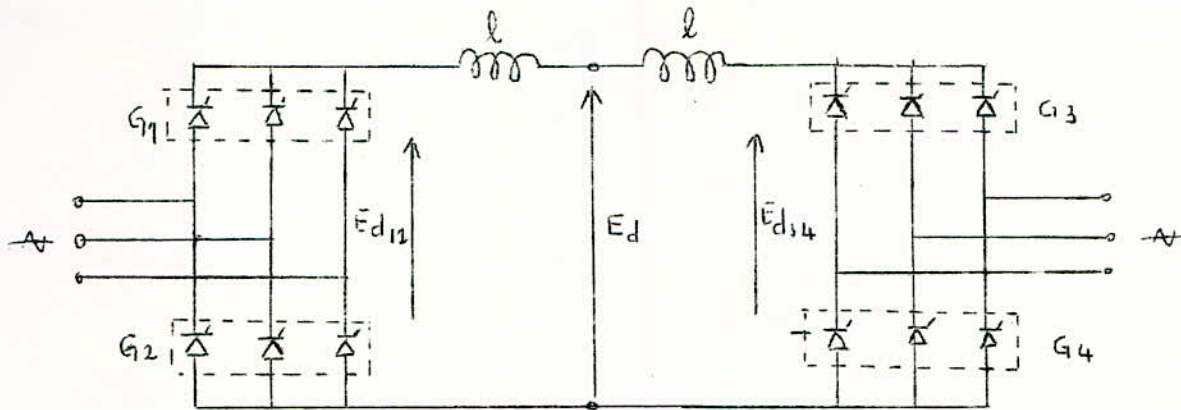
La similitude avec le pont mixte nous ramène au même inconvénient, qui est celui de présenter un indice de pulsation $n = 3$, ce qui a pour conséquence :

- De créer des harmoniques de rangs 2 et 4 (et $1 \pm 3k$) dans le réseau,
- De réduire les performances de régulations (en rapidité de réponse) en théorie dans le rapport de 2 à 1 comparé au pont de Graëtz classique.

Cependant, cette commande peut être intéressante dans le cas très fréquent où la tension E_d à obtenir ne dépasse pas la capacité unitaire des thyristors, mais où le courant I_d nécessite plusieurs cellules en parallèles.

4° - COMMANDE ASYMETRIQUE D'UN DOUBLE PONT DE GRAETZ : Solution parallèle :

Pour supprimer les inconvénients signalés ci-dessus, on utilise alors deux ponts à commande décalée, en les associant en parallèle par des inductances complées ou non et en les alimentant par des tensions secondaires (de tranfo.) en phase (voir schéma de montage final)



Commande asymétrique d'un double pont de Graëtz. Solution parallèle.

En partant du fonctionnement en plein enduceur vers les tensions croissantes, on commande simultanément le déphasage des groupes de thyristors G_1 et G_4 alors que G_2 et G_3 restent à un angle d'amorçage fixe. Dès que θ_1 et θ_4 atteignent 0 on agit sur θ_2 et θ_3 .

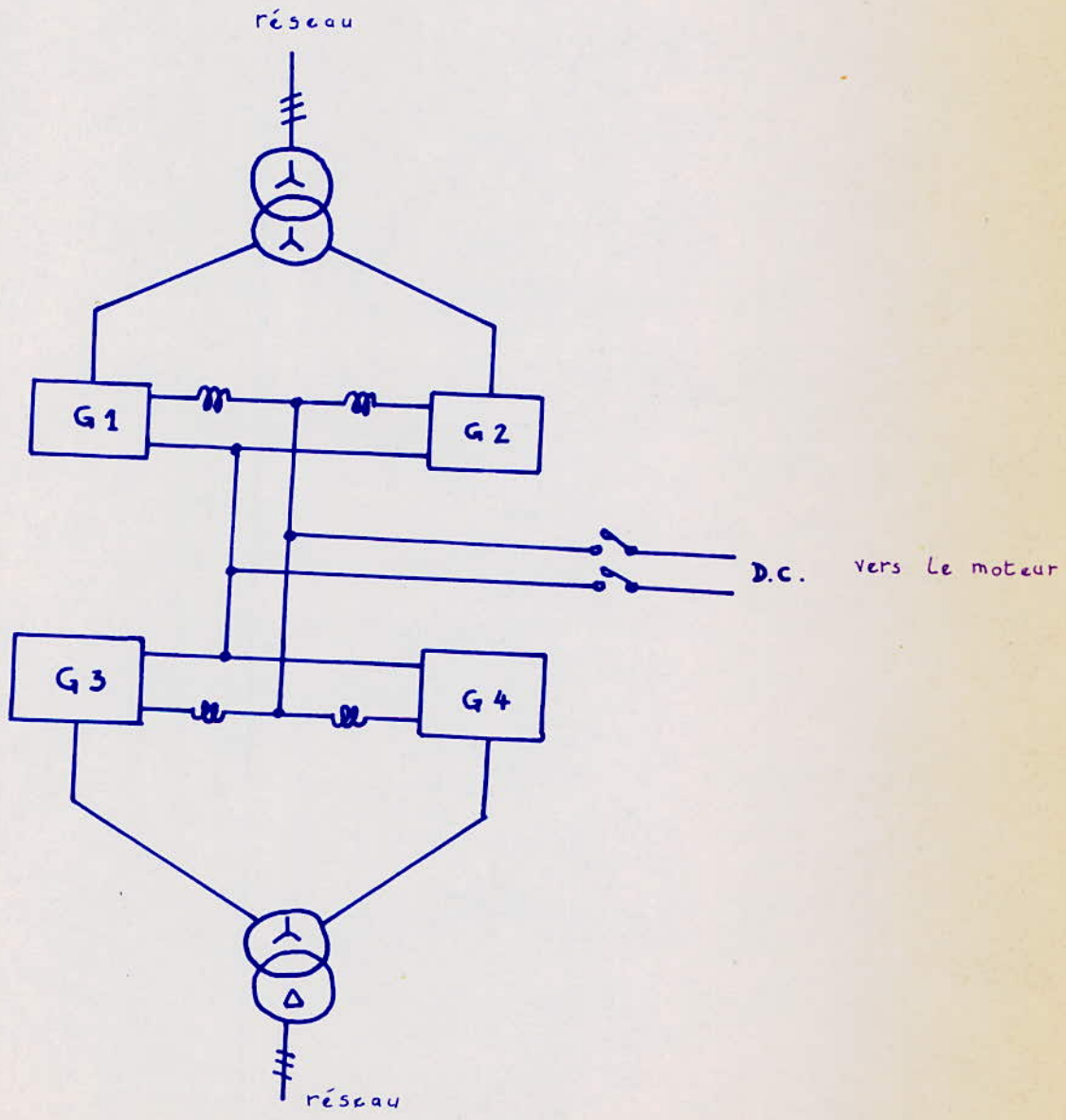
Les tensions $E_{d,12}$ et $E_{d,34}$ résultantes sont identiques en valeur moyenne mais non en valeur instantanée, d'où la nécessité des inductances.

Du point de vue de la charge du réseau, l'indice de pulsation ($m = 6$) et les résultats concernant la puissance réactive sont identiques au montage série.

CONCLUSION :

Vu le problème de l'énergie réactive, pour sa solution, on a adopté la commande asymétrique d'un double pont de Graëtz (solution parallèle) ce qui nous impose le schéma de montage final.

schéma de principe utilisé :



- Remarques:
- 1/ Chaque cellule G_i (1, 2, 3, 4) est un pont de GRÄTZ monté en antiparallèle.
 - 2/ Le même réseau alimente les deux transformateurs.
 - 3/ Les deux transfo. sont protégés par des disjoncteurs.

B -- PERTURBATIONS -- PROTECTIONS :

1° - DEFAUTS POSSIBLES :

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

Les semi-conducteurs (diodes, transistors, thyristors) employés dans les groupes convertisseurs peuvent être détruits :

- Par surtension, en cas de dépassement de la tension inverse et pour certains, par dépassement de la tension directe;
- Par surintensité, l'inertie thermique des semi-conducteurs est faible et il suffit de courants de défauts de faibles durées, pour dépasser les températures de jonction au delà desquelles les semi-conducteurs sont définitivement détériorés.

a) Surtensions :

Les surtensions peuvent provenir :

- De sources extérieures (foudre, surtension de manoeuvre sur le réseau d'alimentation)
- De manoeuvres de disjoncteurs sur le transfo. du groupe
- D'interruptions des courants de défaut par les disjoncteurs du circuit continu.

Les marges de tension prises pour les semi-conducteurs et qui sont très généralement de l'ordre de 2, permettent de ne pas tenir compte des surtensions extérieures, qui sont écrêtées par les parafoudres installés sur les réseaux et arrivent le plus souvent très amorties sur les redresseurs, à condition que la coordination des parafoudres soit correcte.

Il n'en est pas pour les surtensions provenant de transformateurs alimentant les convertisseurs, particulièrement lorsque ceux - ci sont à vide. En effet, au moment de la coupure à vide d'un transformateur, des surtensions assez importantes peuvent apparaître, provoqués par l'énergie électro-magnétique emmagasinée dans les inductances totales des phases des transformateurs.

b) Surintensités :

Les surintensités dans un groupe convertisseur, peuvent avoir des causes multiples :

- Claquage de thyristors
- Amorçages intempestifs
- Dérèglement des circuits de régulation
- Court-circuits divers
- Manque de tension

et être classées en deux catégories.

- Les surintensités d'origine interne, provoquées par la défaillance d'un thyristor ou de ses composants directement associés et comprenant les amorçages intempestifs.
- Les surintensités d'origine externe, provoquées soit par le circuit de charge, soit par le réseau d'alimentation, soit par les circuits de commande de régulation.

La différence essentielle entre ces deux catégories est que, dans un cas, seuls quelques éléments peuvent être traversés par le courant de défaut, alors que dans l'autre cas, les courants de défaut affectent l'ensemble des bras du pont ou, au moins; quelques uns des bras.

c) Défaut en inverse des semi-conducteurs :

Il est provoqué par la perte du pouvoir bloquant d'un thyristor. Il peut se produire dès la fin d'une commutation, ou à un moment quelconque de la période pendant laquelle le thyristor supporte une tension inverse.

Il peut être provoqué soit par un échauffement anormal, soit par une surtension.

Le courant traversant le thyristor en défaut est le courant de court-circuit entre phases du transformateur. Ce courant est réparti entre tous les thyristors du bras qui débite dans ce défaut.

d) Amorçage Intempestif :

Il consiste en un amorçage prématuré d'un thyristor ou d'un bras. Il peut y avoir un courant de court-circuit entre phases.

e) Manque d'amorçage :

Ce défaut conduit à la surcharge des autres thyristors en parallèle et selon le nombre de ceux-ci, pourra être grave ou non.

f) Court-circuit aux bornes du moteur :

Ceci conduit à un courant intense, qui doit être interrompu, soit par un disjoncteur ou par un fusible.

g) Défaut de régulation :

Ce défaut revient, à la limite, au défaut précédent. En effet, si l'on applique la pleine tension à un moteur à l'arrêt, aucune force électro-motrice n'est en opposition avec la tension du groupe convertisseur et l'on aboutit à un court-circuit.

h) Défaut en onduleur :

Il peut être provoqué soit par une reconnexion, soit par l'absence de tension du réseau, soit par un amorçage intempestif, soit par un manque d'amorçage. Le courant qui en résulte peut atteindre rapidement une valeur élevée. Ce défaut se produit surtout lors de récupérations à pleine tension sur un groupe onduleur.

La régulation a tendance à augmenter le déphasage, pour diminuer le courant; On arrive rapidement à de faibles angles de garde, qui peuvent être plus petits que le temps de désamorçage tels que des thyristors.

Une fois le défaut amorcé, la régulation ne peut qu'augmenter le déphasage du groupe onduleur, ce qui ne permet pas l'auto-extinction de ce défaut, même si les conditions de tension sont redevenues normales.

2° - MOYENS DE PROTECTION

2° - MOYENS DE PROTECTION :

a) Moyens d'interruption :

Les semi-conducteurs qui ont une inertie thermique très faible, exigent des moyens de protection très rapides qui sont :

- Les fusibles associés à chaque thyristor,
- Les disjoncteurs ultra-rapides,
- Les protections électroniques, supprimant les impulsions d'amorçage.

b) Conception des protections :

Dans un équipement convertisseur, les semi-conducteurs représentent une part très importante du coût, on a donc intérêt à les protéger efficacement.

Il ne faut pas sous ce prétexte interrompre le fonctionnement d'un groupe convertisseur trop souvent, de même qu'une interruption ne doit pas conduire autant soit peu à un arrêt prolongé.

Ceci conduit à rechercher une conception idéale des protections, telle que

- *) Les fusibles protègent les thyristors dans tous les cas (sauf évidemment lorsque le claquage d'un thyristor est à l'origine d'un défaut)
- 2) Les fusibles, dont la fusion nécessite le remplacement et donc un arrêt, ne doivent fonctionner que lorsqu'il s'agit d'un défaut interne, c'est à dire un défaut de fonctionnement propre à un thyristor.
- 3) Pour les défauts externes, les disjoncteurs et la protection électronique doivent fonctionner et les fusibles ne doivent pas fondre.

Le problème le plus difficile consiste à assurer la sélectivité entre les fusibles et les disjoncteurs.

c) Fusibles :

La rapidité d'évolution des courants de défaut peut être très élevée, ce qui implique, compte tenu de l'aptitude modérée des thyristors à les supporter, l'utilisation de protections ultra-rapides pour couper ces courants de défaut.

Le fusible doit protéger intégralement le ou les thyristors en série avec lui, ces caractéristiques de fusion étant adaptées aux possibilités du thyristor.

Si l'on admet que la puissance dissipée est surtout de la forme ri^2 , l'énergie qui produit l'échauffement de la jonction a pour forme :

$$\int_0^t ri^2 dt$$

Pour un type de thyristor donné, on la caractérise par :

$$\int_0^t i^2 dt$$

qu'on appelle I^2t maximal pour fusion. Pour assurer dans tous les cas une protection parfaite du thyristor, le fusible doit être tel que :

$$I^2t \text{ (Fusible)} < I^2t \text{ (Thyristor)}$$

Calculons le I^2t de notre type de thyristors (BSt P02).

On a : un courant accidentel de crête admissible (11 400 A.) pendant un temps $t \leq 10$ ms.

$$\text{Déduisons la valeur efficace : } \frac{11\,400}{\sqrt{2}} \cong 8\,142 \text{ A.}$$

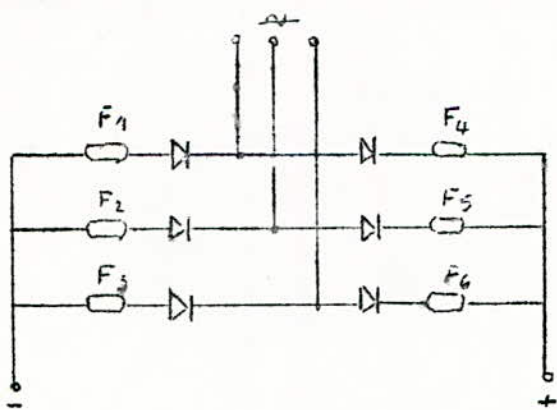
A partir de cette valeur efficace, on a :

$$I^2t = \left(\frac{11\,400}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot 10^{-2} \cong 650\,000 \text{ A}^2 \cdot \text{s}$$

On doit donc choisir des fusibles ayant un I^2t inférieur à 650 000 A².s

Emplacement des protections :

Il est recommandable, quoi que légèrement plus coûteux, d'utiliser un fusible unitaire par dispositif. En effet, dans le cas d'une protection par fusible en ligne, le calibre de la cartouche étant calculé au courant nominal, le I^2t de cette dernière peut être supérieur à celui des dispositifs à protéger.



a) Sélectivité et coordination des protections :

Cette notion intervient dans deux cas principaux :

1) Les défauts internes (ou défauts en inverse) des semi-conducteurs) :

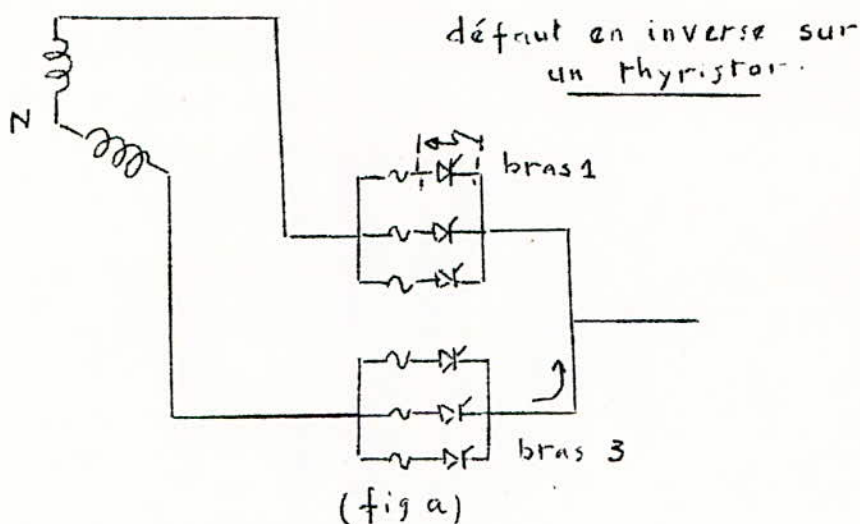
Supposons que, (fig. a) un thyristor du bras 1, perde son pouvoir bloquant; un court-circuit va s'établir entre le bras 3 et le bras 4. Le fusible du thyristor en défaut verra le courant total le traverser, alors que si " n " thyristors sont en parallèle, les fusibles du bras 3 ne verront que la n^{ème} partie du courant.

Le fusible du thyristor en défaut coupera le courant et l'on aura atteint le I^2t total du fusible.

Les fusibles du bras 3 auront supporté :

$$\left(\frac{I}{n}\right)^2 \cdot t = \frac{1}{n^2} \cdot I^2t \quad \text{total.}$$

Si cette valeur est inférieure à I^2t de préarc des fusibles, les fusibles du bras 3 ne fondront pas et l'on aura assuré la sélectivité; Compte tenu de ce que le rapport entre le I^2t total et le I^2t de préarc est de l'ordre de 3 ou 4, on voit que la sélectivité sera assurée à partir d'un nombre de thyristors en parallèle supérieur ou égal à 3



2) Les défauts externes :

Qu'il s'agisse d'un court-circuit, ou d'une recombinaison (défaut en onduleur) il faut faire en sorte que ce soient le disjoncteur et les protections électroniques qui fonctionnent et non les fusibles.

En effet, dans ces cas, l'ensemble des thyristors, ou au moins deux bras de thyristors, conduisent le courant de défaut et il faut éviter une fusion généralisée de fusibles, dont le remplacement nécessiterait un arrêt prolongé.

Il est facile de se rendre compte que le défaut qui fait supporter les contraintes les plus élevées aux fusibles est le défaut en onduleur, puisque seuls deux bras de thyristors sont intéressés. Pour éviter la fusion de fusibles, il faut faire en sorte que pendant la coupure du disjoncteur, le I^2t de préarc des fusibles ne soit pas atteint. Il faut donc éviter que le gradient du courant ne soit pas trop élevé, ce qui ne peut être réalisé que si l'inductance du circuit est suffisante.

Finalement, compte tenu de la caractéristique de fusibles, il faut calculer les inductances de limitation (L_L) et de lissage pour que, durant la coupure du disjoncteur, le I^2t de préarc des fusibles ne soit pas dépassé.

Il faut noter que pour ce défaut en onduteur, seul le disjoncteur peut interrompre le défaut, puisque deux bras seulement conduisent du courant et qu'il n'est pas possible de bloquer les thyristors conducteurs.

Nous n'avons pas encore parlé des disjoncteurs à courant alternatif placés sur l'alimentation du transformateur du groupe convertisseur de grande puissance. Ces disjoncteurs sont généralement beaucoup trop lents pour pouvoir prétendre protéger les thyristors. Leur rôle se limite donc à la protection du transformateur (thermique et instantanée) et à la protection ultime en cas de défaillance généralisée.

e) Précautions particulières :

- 1) Les amorçages intempestifs sont généralement dus à des impulsions parasites prenant naissance dans le cablage. Il faut éviter de placer des câbles véhiculant des impulsions près des conducteurs de puissance et, d'une manière générale, il faut classer les câbles selon la nature des signaux qu'ils transportent, de manière à pouvoir séparer ceux qui sont affectés aux signaux à faible niveau de bruit de ceux qui sont affectés aux signaux à haut niveau de bruit.
- 2) Les problèmes d'isolement sont très importants et une grande attention doit leur être apportée pour éviter des phénomènes erratiques très désagréables et toujours difficiles à localiser.
- 3) Une signalisation bien conçue peut également permettre de gagner beaucoup de temps dans la recherche des défauts. La signalisation de la fusion d'un fusible, de même que la surveillance des impulsions, peuvent être d'un grand secours dans la recherche des défauts qui ne sont pas nettement caractérisés.

f) Séquence Electronique :

Cette séquence intervient dans la protection de l'équipement :

- 1) A la mise sous tension, pour éviter une surintensité anormale due au régime transitoire, elle introduit une temporisation pour le déblocage des régulateurs et des impulsions de commande des thyristors,
- 2) Elle s'oppose à la mise sous tension de l'équipement si la rotation des phases n'est pas correcte;
- 3) Elle supprime les impulsions en cas de surintensité.
- 4) Elle court-circuite les régulateurs et supprime les impulsions en cas de coupure brève ou de disparition d'une phase.

CONCLUSION :

Pour le fonctionnement correct d'une installation, il ne suffit pas de disposer d'une protection efficace et sélective. Il faut aussi que tous les composants soient fiables, que toutes précautions soient prises au niveau de la conception et de la fabrication.

II - HARMONIQUES

1) Les harmoniques :

Tout redresseur engendre, dans le réseau alternatif, des harmoniques de courant dont le rang et l'amplitude sont fonction de la puissance à fournir côté continu, de l'indice de pulsation du convertisseur et de la réactance du réseau. Cela crée des harmoniques de tension d'autant plus gênants que le réseau est moins puissant.

L'un des moyens propre à les réduire, consiste à augmenter l'indice de pulsation du redresseur. Citons, par exemple, l'alimentation du moteur, de laminage réversible, qui est réalisée par deux redresseurs dont les primaires de transformateurs d'alimentation sont l'un à couplage étoile, l'autre à couplage triangle.

Les charges des transformateurs étant égales, la réaction sur le réseau alternatif de cet ensemble est ainsi équivalente à celle d'un groupe dodécaphasé. A la place de l'harmonique d'ordre 5, apparaît celui d'ordre 11 dont l'amplitude est alors réduite de plus de 50 %.

Le problème des harmoniques se pose essentiellement pour les équipements de grandes puissances.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le thyristor a complètement remplacé le thyatron à gaz dans les nouvelles installations.

Le thyristor ne possède pas la possibilité de surcharge de l'ignitron et du mutateur, mais présente sur eux les avantages suivants:

- Chute directe beaucoup plus faible
- Gain en puissance plus grand
- Durée de vie pratiquement illimitée
- Pas de ratés d'allumage
- Démarre immédiatement aux basses températures
- Temps de boquage plus court que le temps de désionisation
- Pas de circuit d'eau pour le refroidissement

C Ses inconvénients sont :

- Courant inverse non négligeable - perte -
- Signale de commande de faible tension, mais fort courant
- Faible possibilité de surcharge.

Cette modeste étude nous a permis d'avoir un bref aperçu sur les problèmes électriques des moteurs à courant continu pour laminoir à chaud réversibles; Ces entraînements électroniques sont arrivés aujourd'hui à maturité, leur fiabilité est telle qu'ils peuvent être utilisés avec confiance.

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

 IBLIOGRAPHIE
oooOooo

- 1° - Electronique; Redressement 1 et 2 : M. MOUNIC
- 2° - Les montages redresseurs : Guy SEGUIER
- 3° - Redresseurs et Thyristors : M. GAUDRY
- 4° - Commande Electronique des moteurs à courant continu : Robert CHAUPRADE
- 5° - Cours de machines à courant continu : V. ARTICHEVSKI
- 6° - Cours de machine statiques et redresseurs : V. STRIAPAN
- 7° - Technique de l'Ingénieur - Electricité 2 :
- 8° - Revue Siemens
- 9° - Revue BROWN - BOVERI

=====oooOooo=====

Introduction	Page : 1
Structure générale d'un laminoir	Page : 2
<u>Chapitre I : Choix du Moteur</u>	
A - Principes généraux du choix d'un moteur	Page : 3
B - Application à notre laminoir réversible	Page : 4
<u>Chapitre II : Choix et Etude du Montage redresseur</u>	
A - Choix du montage redresseur	Page : 6
B - <u>Première partie</u>	
Etude du montage redresseur en pont de Graëtz	Page : 10
- <u>Deuxième partie</u>	
Commutation retardée	Page : 14
- <u>Troisième partie</u>	
Redresseur en charge	Page : 20
- <u>Quatrième partie</u>	
Groupement en parallèle	Page : 26
- <u>Cinquième partie</u>	
Etude des redresseurs (Eléments)	
<u>5 A</u> : Etude des Thyristors	Page : 28
<u>5 B</u> : Application à notre étude	Page : 32
<u>Chapitre III - Choix du transformateur d'alimentation</u>	
A - Fonctionnement	Page : 36
B - Calcul des courants secondaires	Page : 42
C - Calcul des courants primaires et des courants de ligne	Page : 43
D - Etude des tensions secondaires et primaires	Page : 44
<u>Chapitre IV : Commande Electronique, Perturbations et Protections, Harmoniques</u>	
A - Commande Electronique	
- <u>Première partie</u>	
Problème de l'inversion du sens de marche du moteur	Page : 46
- <u>Deuxième partie</u>	
Problème de l'Energie réactive	Page : 52
B - Perturbations et Protections	
- <u>Tremière partie</u>	
Défauts possibles	Page : 57
- <u>Deuxième partie</u>	
Moyens de protections	Page : 59

C - HARMONIQUES

Page : 63

CONCLUSION :

Page : 64

BIBLIOGRAPHIE :

Page : 65

=====ccccc=====