

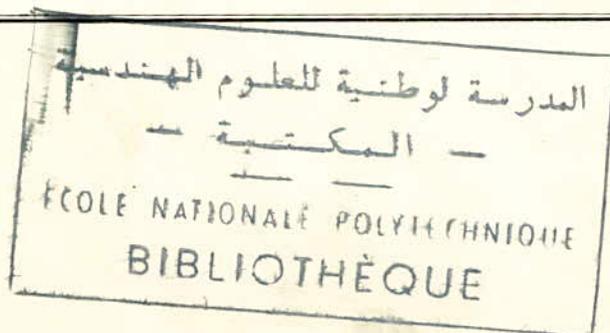
DEPARTEMENT ELECTRICITE

FILIERE D'INGENIEURS EN ELECTRO - TECHNIQUE



ALIMENTATION

D'un Moteur à Courant Continu Réversible
D'une Electrolyse



Proposé par :

V. STIRBU

Professeur à l'E.N.P.A.

Etudié par :

A BERBECHÉ

H CHADDA

D E D I C A C E S

/-) LA MEMOIRE DE MON P E R E

/-) MA M E R E

/-) M E S F R E R E S E T S O E U R S

/-) T O U T E L A F A M I L L E

/-) M E S A M I S

A B D E L K R I M

/-) LA MEMOIRE DE MON P E R E

/-) MA M E R E

/-) M E S F R E R E S E T S O E U R S

/-) T O U T E L A F A M I L L E

/-) M E S A M I S

H O C I N E

\$ REMERCIEMENTS \$

/)ous tenons à présenter nos vifs remerciements à tous les Professeurs qui ont contribué à notre formation et plus particulièrement à Monsieur ~~VASERY~~ STIREU, notre promoteur, qui par sa proche collaboration nous a permis d'étudier ce Sujet.

/))us tenons également à remercier tout le Personnel de la D.P.C. de LISKIA pour leur aide précieuse.

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

Le problème de l'adaptation et éventuellement du réglage, de la transmission d'énergie électrique entre une source et une charge se pose pratiquement depuis le début des applications industrielles de l'électricité source à tension alternative et charge à tension continue, ou vice-versa, source et charge à tensions continues, Mais différentes ect

Pendant longtemps la solution a été l'utilisation de groupes tournants assurant la double conversion d'énergie électrique - mécanique et mécanique électrique (Groupes Ward léonard ect ...).

L'apparition sur le marché des soupapes électriques à vide (thermo - électroniques) et à Gaz (ioniques) à permis ensuite de réaliser des convertisseurs de puissance purement électriques.

Enfin, il y a un peu plus de **Quinze ans**, sont apparues les soupapes de puissance à semi-conducteurs qui tendent progressivement à supplanter tous les autres dispositifs.

Aujourd'hui, les diodes et thyristors au silicium s'imposent pratiquement dans tous les domaines de la conversion d'énergie y apportant, en plus d'une très grande souplesse de réglage et d'un rendement inégalé, une fiabilité excellente et des servitudes d'entretien quasiment nulles.

Un des champs particuliers d'utilisation de ces soupapes est formé par les convertisseurs à commutation naturelle qui permettent l'échange d'énergie entre un réseau à tension alternative et une charge qui peut être à tension continue ou à très basse fréquence : c'est le domaine des redresseurs et onduleurs non autonomes.

L'alimentation et le réglage de la vitesse des moteurs à courant continu constitue une des applications privilégiées des redresseurs.

La gamme de puissance est très étendue, de quelques centaines de Watt pour les mouvements d'avance des machines-outils par exemple, à plusieurs MW pour l'entraînement des plus gros laminoirs.

PREMIERE PARTIE : ALIMENTATION DU MOTEUR A COURANT CONTINU

I - CHOIX DU MOTEUR

Un moteur électrique est destiné à fournir de l'énergie mécanique, aussi ce dernier est-il toujours accouplé à la machine qui l'entraîne le choix du moteur est délicat, si celui doit assurer des démarrages fréquents, des réglages de vitesses et le plus souvent le freinage de la charge qui l'entraîne.

De nombreuses considérations doivent guider le choix du moteur les points les plus importants sont :

- les caractéristiques doivent convenir à celle de la charge en régime nominal et en surcharge.
- 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.
- Le taux de variation du courant qui peut être nécessaire pour obtenir les performances spécifiées et également une meilleure sensibilité sur la commutation du moteur.
- Les harmoniques du courant qui ont pour effet d'augmenter le courant efficace du moteur.
- La vitesse de base et la tension d'alimentation doivent dépendre particulièrement de la puissance considérée. Ces grandeurs sont limitées pour des raisons technologiques telle que la tenue mécanique et la commutation du collecteur.
- Le rapport I_{max}/I_n varie suivant les cas. En général ce rapport est compris entre 1,5 et 3.
- Les moteurs à excitation séparée et à tension variable d'induit sont utilisés à chaque fois qu'il est nécessaire de faire varier, d'asservir ou de réguler en vitesse.

I - 1 . Principe de variation de vitesse du moteur à excitation séparée.

L'appel du courant continu dans la plupart des applications industrielles est indispensable.

Le réglage de la vitesse de ce type de moteur, pour un couple résistant peut se faire :

- a) soit par variation de la tension d'induit.
- b) soit par variation de la tension d'excitation.

.../...

Le schéma usuel est indiqué sur la figure. Le fonctionnement en régime permanent est régit par les équations suivantes :

U) (tension d'alimentation, I courant absorbé)

(réactance d'induit négligée)

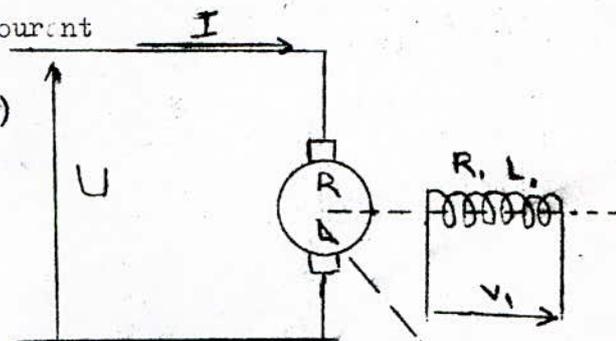
$$U = E + R I \quad (1)$$

$$E = k \phi \Omega \quad (2)$$

$$C = k \phi I \quad (3)$$

R : résistance de l'induit

$$k = \frac{P}{a} \cdot \frac{n}{2\pi} \quad \text{coefficient qui dépend de la construction d'un moteur}$$



charge ↻

ϕ : flux magnétique par pôle

Ω : vitesse angulaire du moteur

n : nombre de conducteurs actifs de l'enroulement d'induit

p : nombre de paires de pôles

a : nombre de paires de branches parallèles de l'enroulement d'induit

La combinaison des formules 1,2 et 3 nous donne

$$\Omega = \frac{U}{k \phi} - \frac{R C}{k^2 \phi^2}$$

Nous voyons bien qu'en agissant sur la tension, ou le flux c'est à dire la tension d'excitation, la vitesse varie.

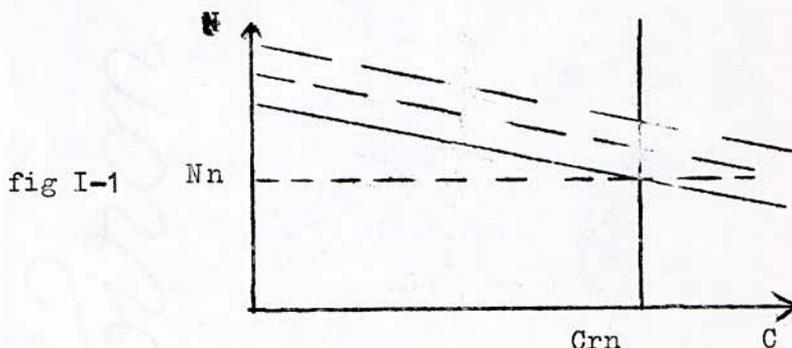
1°) REGLAGE PAR LE FLUX

Lors du démarrage, le couple moteur doit être élevé pour qu'il puisse amener à la vitesse de régime normal tous les corps à entraîner.

U étant constante, d'après la relation donnant le couple en fonction du flux : ($C = k \phi I$) ; il doit être porté à sa valeur maximale.

une fois la vitesse nominale atteinte on réduit le flux en insérant en série avec l'inducteur un rhéostat de champs qui était court-circuité au début du démarrage.

Les caractéristiques seront des droites parallèles au dessus de la caractéristique calculée à la vitesse nominale. fig I- 1

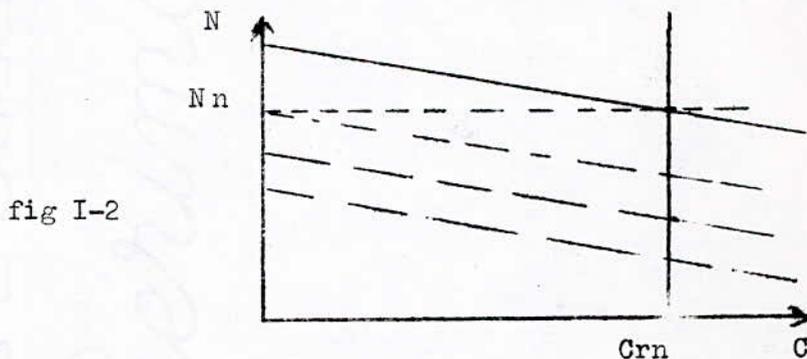


2°) REGLAGE PAR LA TENSION D'INDUIT

Dans ce cas, l'intensité étant maintenue constanté on fait varier la tension d'alimentation d'induit à l'aide d'une génératrice ou comme nous allons le voir plus loin à l'aide de redresseur à tension réglable de plus en plus faible à la tension nominale.

Le couple C étant indépendant de U on obtien une famille de caractéristiques parallèles au dessous de la caractéristique à la tension nominale.
 VITESSE

Le courant absorbé restant constant. fig I - 2



Inconvénient du réglage par le flux.

Avec ce procédé, l'intensité augmente quand il y a diminution du flux, ce qui provoque l'échauffement du moteur et en cas de rupture du circuit d'excitation la machine a tendance à l'emballement.

Avant a gre du réglage par la tension d'induit.

Ce mode de réglage permet de réduire la vitesse du groupe moteur machine entraînée à partir du régime nominal.

du point de vue technique, il est excellent car les caractéristiques ne sont pas déformées et économiquement le rendement demeure élevé à toutes les vitesses.

C'est ce dernier mode qu'on utilisera. La variation de la tension d'induit sera obtenue par un groupe de convertisseur statique (Transformateur-Redresseur - THYRISTORS.

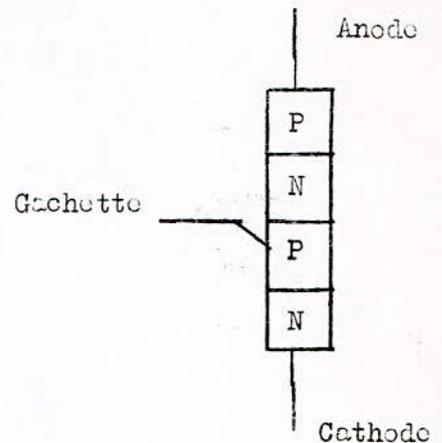
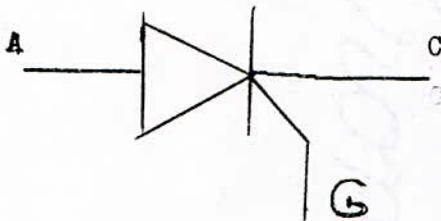
II - CONVERTISSEUR STATIQUE

Grâce aux thyristors, les possibilités d'alimenter les moteurs à courant continu par des convertisseurs statiques ont été accrues et il en résulte de grands avantages dans de nombreux cas.

Du fait des progrès rapides dans ce domaine, il n'existe plus actuellement de limite déterminée pour la puissance des convertisseurs à thyristors. Ils permettent un réglage rapide et un freinage à récupération, avec un rendement élevé grâce à la faible chute de tension des thyristors.

II - 1 CONSTITUTION ET PRINCIPE DU THYRISTOR

Le thyristor est un semi-conducteur solide au silicium à quatre couches alternativement P et N fig II - 1



Le thyristor est un dispositif unidirectionnel, il n'est traversé par un courant dans un seul sens après qu'une impulsion ait été appliquée à sa gachette.

La gachette ou électrode de commande est généralement la région P voisine de la cathode, mais il existe des thyristors à commande par l'anode. la Gachette est alors la région N voisine de la couche d'anode.

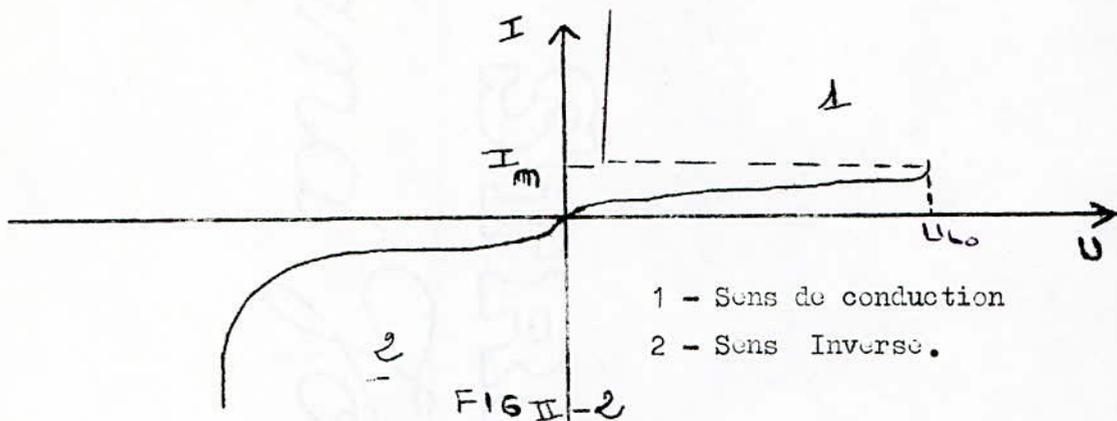
PRINCIPE DE L'AMORÇAGE PAR LA GACHETTE

En l'absence d'une impulsion de commande entre la gachette et la cathode, le thyristor reste bloqué dans le sens de conduction anode positive par rapport à la cathode, un signal de gachette amorce le thyristor. L'interruption du signal de gachette ne peut bloquer le thyristor une fois ce dernier déclenché.

.../...

II - 2 CARACTERISTIQUES DIRECTE ET INVERSE

La fig II-2 donne la Caractéristique courant - tension du thyristor lorsqu'il fonctionne sans courant d'amorçage. Dans le sens inverse, le thyristor fonctionne comme une diode ordinaire et présente alors un courant de fuite très faible.



Dans le sens de conduction le courant de fuite présente la même allure jusqu'à la tension U_b où le thyristor devient brusquement passant si l'on dépasse la tension inverse, le thyristor peut être complètement détruit. Par contre dans le sens de conduction le raté du blocage se produit lorsque la tension de blocage U_b est dépassée ou lorsque la tension s'accroît beaucoup trop rapidement lors de la commutation, le thyristor passe alors à l'Etat passant sans s'endommager.

II - 3 DEFINITION D'UN BLOC REDRESSEUR

Un bloc redresseur est un ensemble de thyristor formant un ou plusieurs groupes commutants, assemblés de façon à délivrer un courant continu à la sortie lorsque son entrée est alimentée par une tension alternative.

GROUPE COMMUTANT

C'est un groupe de bras du bloc redresseur qui commutent cycliquement indépendamment.

COMMUTATION

C'est le transfert de courant entre deux trajets de redressement consécutifs.

BRAS D'UN MONTAGE REDRESSEUR

C'est une partie du circuit qui contient un thyristor et qui constitue un trajet de redressement destiné à former, avec d'autres bras semblables un groupe commutant.

MONTAGE A UNE OU DEUX VOIES

Le montage à deux voies est un montage dans lequel les connexions d'alimentation du bloc redresseur sont parcourues par un courant bidirectionnel contraire au montage à une voie dans lequel les connexions d'alimentation du bloc redresseur sont parcourues par un courant unidirectionnel.

avant d'aborder l'étude complète du système donné, nous préférons rappeler quelques notions sur le fonctionnement en redresseur et en onduleur d'un montage monophasé et plus particulièrement le montage à commutation parallèle double (ou GRAETZ).

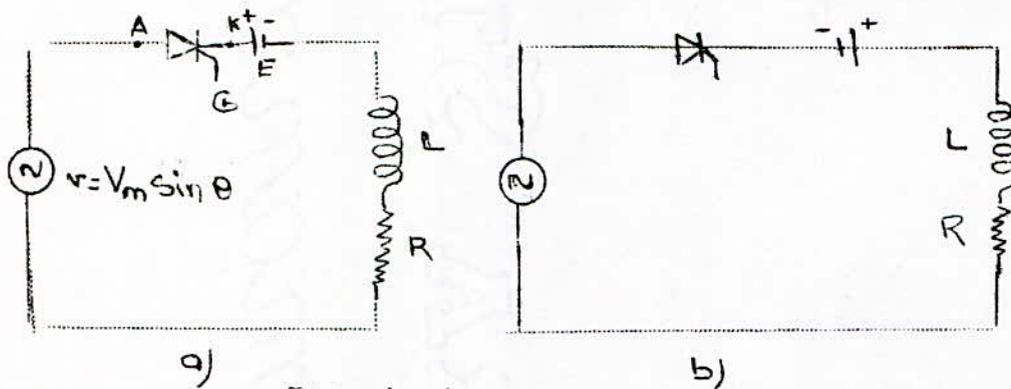
III

III-1 ETUDE D'UN SYSTEME MONOPHASE

A) Fonctionnement en redresseur.

Pour bien assimiler le fonctionnement d'un montage redresseur ou onduleur, nous considérons le circuit de base du convertisseur le plus simple à une alternance. Il nous permettra d'aborder les grandes lois qui régissent le fonctionnement de circuit plus élaborés et bien comprendre le principe de la conversion alternative continue et continue alternative.

Le schéma d'un tel circuit est donné à la fig A-1



a)

b)

FIG A-1

Il comprend :

- une source de tension sinusoïdale
- un élément unidirectionnel, contrôlé (thyristor).
- une impédance quelconque (le cas d'une impédance inductive est le plus fréquent en régime de courant fort).
- une source de tension continue E.

suitant le sens de branchement de la source de tension continue E par rapport au sens de passage du courant, nous pourrons distinguer 2 cas :

E positive, E négative.

CONVENTION : on prendra $E > 0$ quand elle augmentera le potentiel de la cathode.

$E > 0$: fonctionnement en redresseur.

$E < 0$: fonctionnement en onduleur.

1er cas : $E > 0$ et $E > V$ le débit de la soupape est impossible.

$E > 0$ et $E < V$ la tension de la soupape (thyristor) devient positive pour :

$$V_m \sin \theta_0 = E \text{ ou } \sin \theta_0 = \frac{E}{V_m}$$

.../...

si l'angle d'amorçage est α , la soupape commencera à débiter à partir de l'instant $\theta = \theta_0 + \alpha$ (fig III-1) et l'équation du courant est donnée par (voir fig A - 1)

$$Rid + Lw \frac{did}{d\theta} = Vm \sin \theta - E$$

$id = 0$ pour $\theta < \theta_0 + \alpha$ (soupape bloquée). Aussitôt après l'amorçage id est petit et on peut négliger $Rid \neq 0$

$$d'où \frac{did}{d\theta} = \frac{Vm \sin \theta - E}{Lw} = \frac{Vm \sin (\theta_0 + \alpha) - E}{Lw}$$

dans le cas d'une résistance ($L = 0$), le courant s'interrompt à $\Pi - \theta_0$. de plus il y a discontinuité au moment de l'amorçage. L'onde du courant est représentée en fig III-1.

Dans le cas d'une inductance, nous savons qu'elle s'oppose à la croissance et à la décroissance du courant. L'élément contrôlé débitera donc au delà de $\Pi - \theta_0$ (fig III-1) et la tension à ses bornes entre l'instant d'amorçage et θ_1 sera nulle sous réserve que l'on a négligé la chute interne de la soupape fig III-1.

B - FONCTIONNEMENT EN ONDULEUR

E est négative et $|E| < |V|$ fig A1'b

l'intersection avec la courbe sinusoïdale a lieu pour l'abscisse θ_0 et $3\Pi - \theta_0$ fig III - 1-1

L'équation donnant le courant en réglageant $Ric \neq 0$ est :

$$Lw \frac{did}{d\theta} = Vm \sin \theta - E$$

supposons que l'amorçage se fait pour $\theta_0 - \alpha$

avec l'hypothèse que E est négative on aura :

$$\frac{did}{d\theta} = \frac{Vm \sin \theta - E}{Lw}$$

Nous voyons que le taux du courant $\frac{did}{d\theta}$ peut être positif, nul ou négatif

$$\frac{did}{d\theta} > 0 \text{ pour } Vm \sin \theta - E > 0 \text{ soit } \theta < \theta_0$$

$$\frac{did}{d\theta} = 0 \text{ pour } Vm \sin \theta = E \text{ soit } \theta = \theta_0$$

$$\frac{did}{d\theta} < 0 \text{ pour } Vm \sin \theta - E < 0 \text{ soit } \theta > \theta_0$$

le courant id croit donc jusqu'à un maximum pour décroître ensuite. Cependant il faut prendre certaines précautions dans un tel montage. Il faut que l'élément redresseur puisse se désamorcer pour un angle $\theta_1 < 3\Pi - \theta_0$ c'est à dire le courant doit s'annuler pour cette valeur (fig III-2-1 b.

.../...

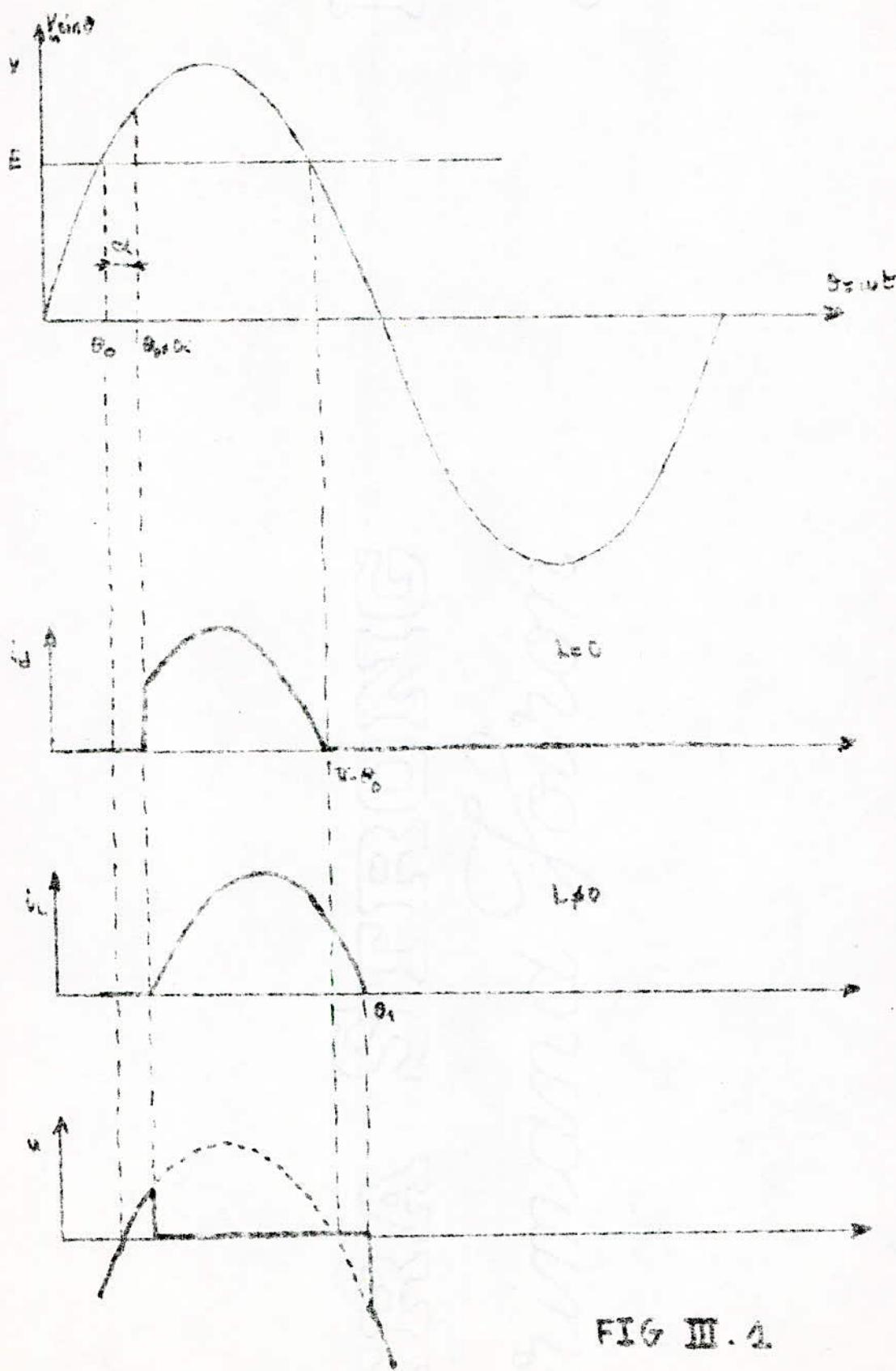


FIG III.1

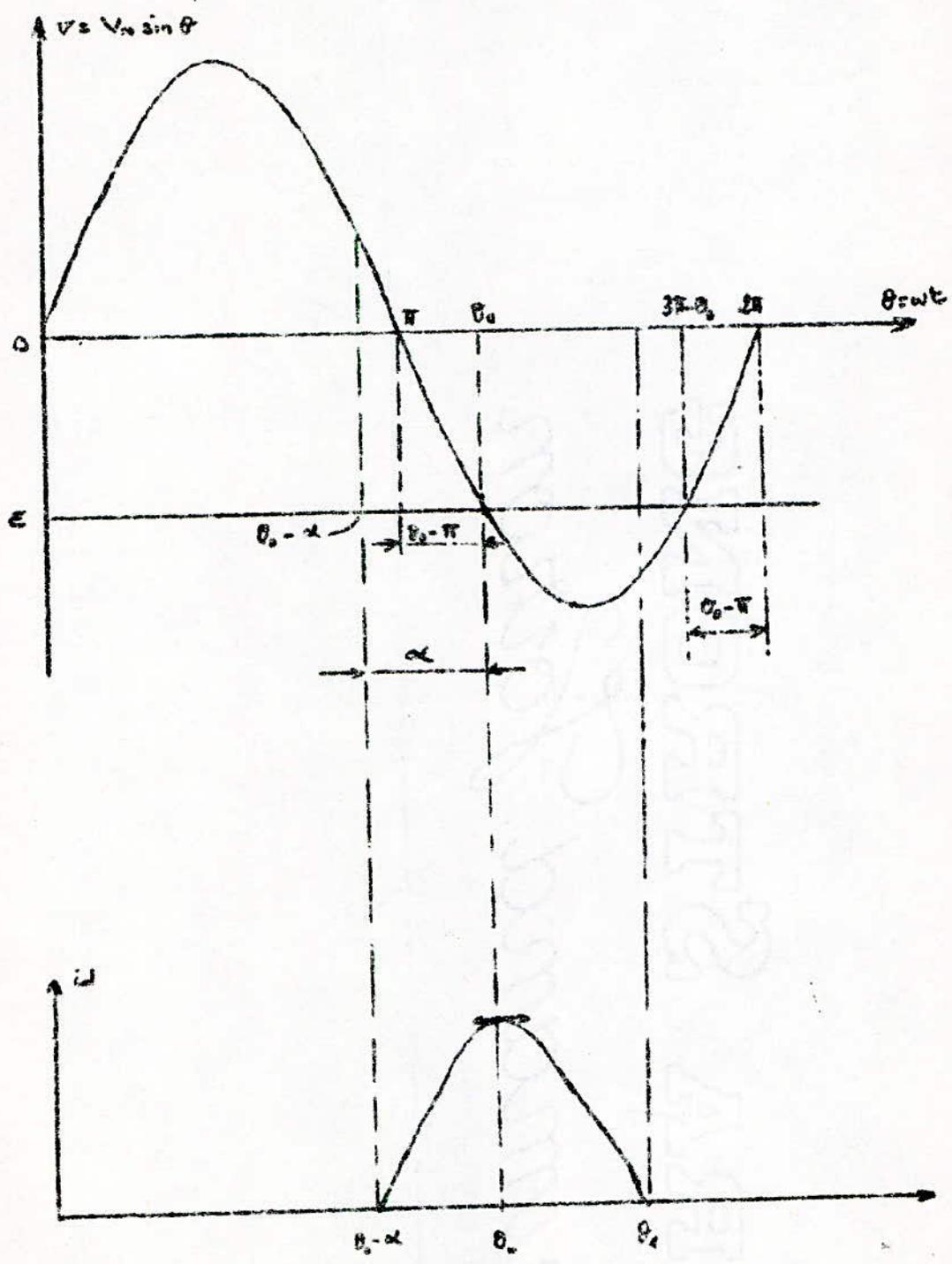
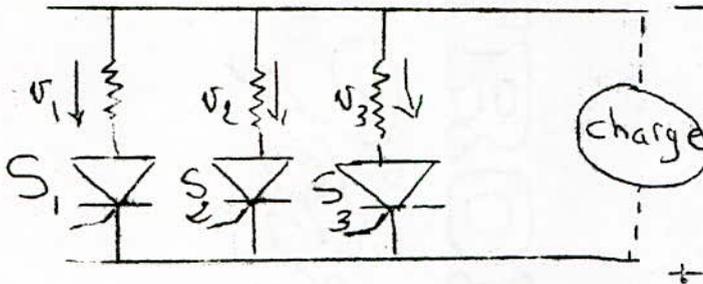


FIG III 4.1.

III-2 ETUDE D'UN SYSTEME POLYPHASE

A) Redressement triphasé simple voie.

Soient v_1, v_2, v_3 les tensions sinusoïdales des enroulements secondaires du transformateur $v_1 + v_2 + v_3 = 0$



Si α désigne l'angle de retard pour les trois soupapes, chaque phase débitera pendant un temps $\frac{\pi}{p}$, le début étant retardé par l'angle que lors de la commutation naturelle ($\alpha = 0$, cas des diodes). Nous donnerons seulement la relation de la tension redressée (ou ondulée) et sa forme d'onde, ce qui nous permettra de faire une comparaison entre ce montage et le montage à double voie.

La soupape S_1 débitera quand $v_1 > v_2$ et v_3

$$\text{et } \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha$$

$$\omega t = x$$

$$p = q$$

De même S_2 est conductrice pour :

$$\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha < \omega t < \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha \text{ ect ...}$$

La tension redressée par période est formée de p calottes de sinusoïdes identiques et à la valeur $u = v_1 = V_m \sin \omega t = V_m \sin x$ durant l'intervalle $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha$, $\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha$

Sa valeur moyenne sera donc donnée, en ne considérant qu'une seule calotte par

$$U_{\text{moy}} = \frac{p}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha} V_m \sin x \, dx = \frac{p V_m}{2\pi} \left[-\cos x \right]_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha}$$

.../...

$$U_{\text{moy}} = \frac{P V_m}{2\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{P} + \alpha\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{P} + \alpha\right) \right]$$

$$U_{\text{moy}} = \frac{P V_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{P} \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{2}\right) = \frac{P V_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{P} \cos \alpha$$

Pour $\alpha = 0$ $U_{\text{moy}_0} = \frac{P}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{P}$

d'où $U_{\text{moy}} = U_{\text{moy}_0} \cos \alpha$

suivant que l'angle α est inférieur ou supérieur à $\frac{\pi}{2}$, le fonctionnement du montage diffère :

$\alpha < \frac{\pi}{2}$ redresseur fig III-2 - b

$\alpha > \frac{\pi}{2}$ onduleur fig III-2-b

lorsque l'angle α est supérieur à $\frac{\pi}{2}$, la tension redressée moyenne s'inverse, le courant gardant toujours le même sens depuis le fonctionnement en redresseur. La puissance absorbée par le récepteur dans le premier cas ($\alpha < \frac{\pi}{2}$) passe maintenant du côté continu au côté alternatif.

La fig III-2-a schématise la différence essentielle existant entre un redresseur et un onduleur.

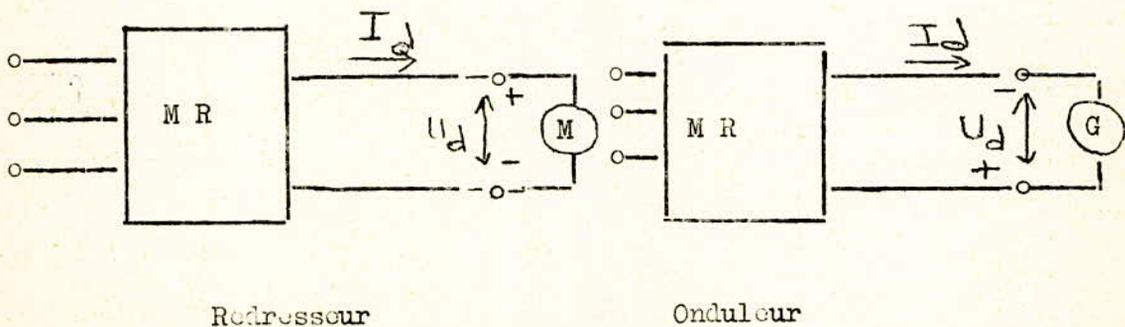
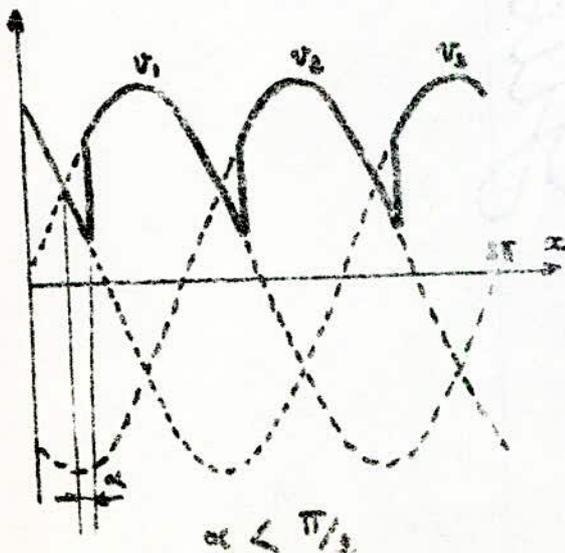
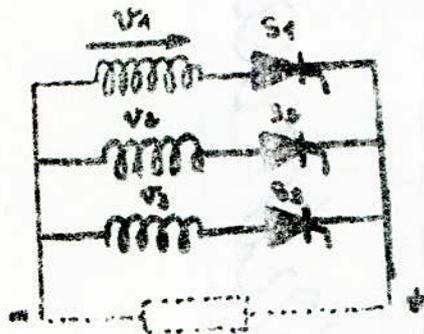
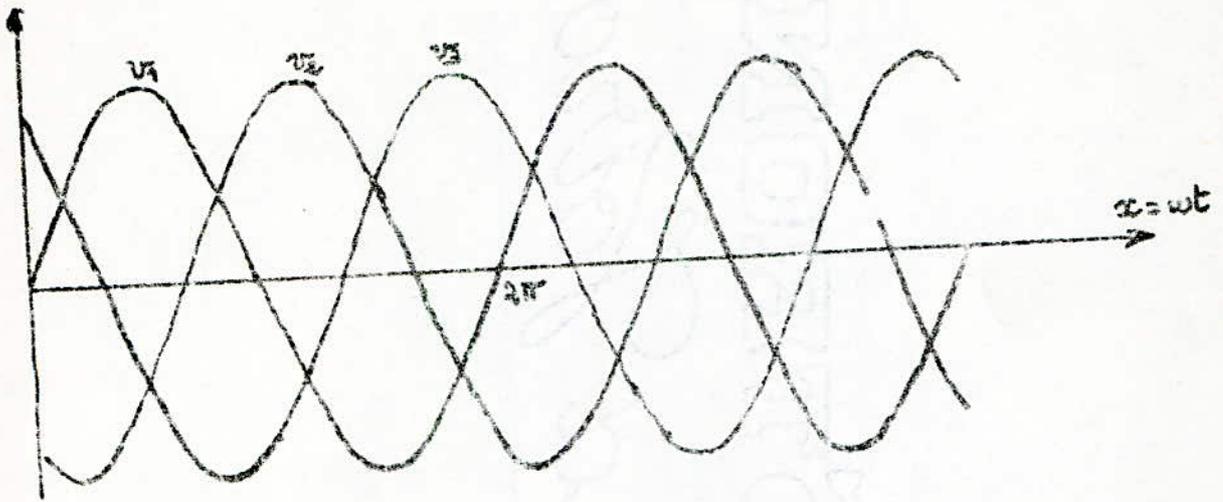
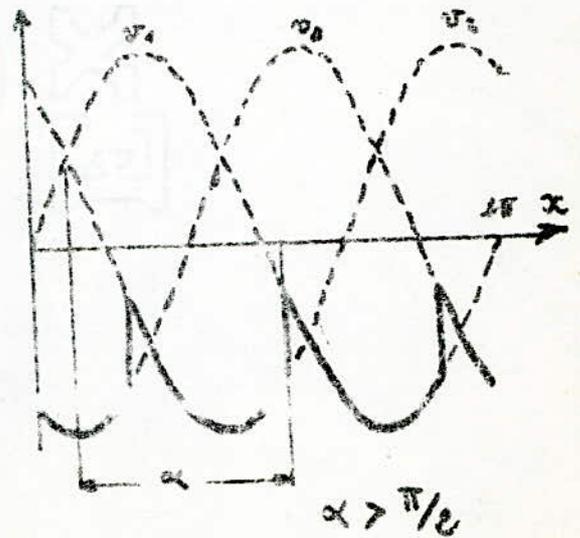


Fig III-2 - a

.../...



$$\alpha < \pi/2$$



$$\alpha > \pi/2$$

FIG III-2-b

B) REDRESSMENT TRIPHASE DOUBLE VOIE

Ce Type de montage ne diffère de celui qu'on a vu auparavant que par l'addition d'une seconde série de soupapes fig III-2-C, Nous verrons qu'un tel montage, pour un même angle de retard α , présente une tension moyenne redressée à simple voie et qui, industriellement est le plus utilisé.

En effet considérons le groupe pair et deux phases consécutives (2 et 3 par ex). Les soupapes S4 et S6 sont reliées à ces deux phases. S4 s'amorçera dès que la tension $v_2 - v_3$ deviendra positive.

Pour le groupe impair le processus est identique sauf qu'une soupape ne pourra s'amorçer que si la tension résultante à ses bornes devient négative. S1 s'amorçera si $v_1 - v_2$ (ou $v_1 - v_3$) est négative ect ... fig III-2-C.

La tension redressée sera formée de p calottes de sinusoides mais déformées par l'angle de retard α . Si nous prenons comme référence la tension $v_1 = V_m \sin \omega t = V_m \sin x$, les calottes seront successivement, et on déduit la valeur moyenne :

$$(v_3 - v_2, v_1 - v_2, v_1 - v_3, v_2 - v_3, v_2 - v_1 \text{ et } v_3 - v_1)$$

$$U_{\text{moy}} = \frac{2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{p} + \alpha} V_m \left[\sin \left(x - \frac{4\pi}{3} \right) - \sin \left(x - \frac{2\pi}{3} \right) \right] dx$$

$$U_{\text{moy}} = \frac{P}{2\pi} \frac{V_m}{2} \int_{-\frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{p} + \alpha} \cos \left(x - \pi \right) \sin \left(\frac{\pi}{3} \right) dx$$

$$U_{\text{moy}} = \frac{2P}{2\pi} \frac{V_m}{2} \sin \frac{\pi}{3} \int_{-\frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{p} + \alpha} \cos x dx$$

$$U_{\text{moy}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_m}{\pi} \left[\sin x \right]_{-\frac{\pi}{p} + \alpha}^{\frac{\pi}{p} + \alpha} = \sqrt{3} V_m \frac{P}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha$$

$$\text{Pour } \alpha = 0 \quad U_{\text{moy}_0} = \sqrt{3} V_m \frac{P}{\pi} \sin \frac{\pi}{p}$$

$$\text{d'où } U_{\text{moy}_\alpha} = U_{\text{moy}_0} \cos \alpha$$

$p = 6$ dans ce cas le graphe correspondant est indiqué sur la fig et la valeur moyenne est bien supérieure qu'en trphasé simple voie.

Rem / les différents graphes sont tracés en tenant compte de l'angle de retard α le phénomène d'empiètement sera étudié plus loin.

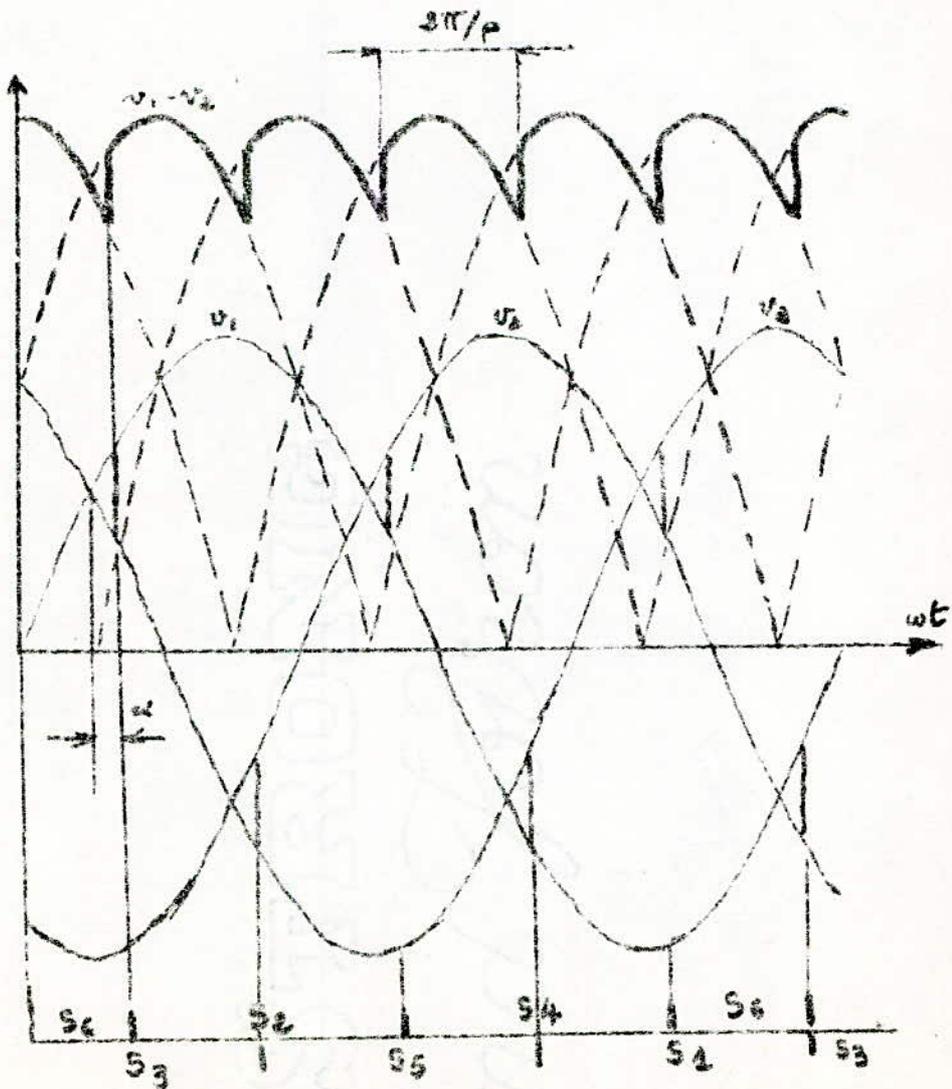
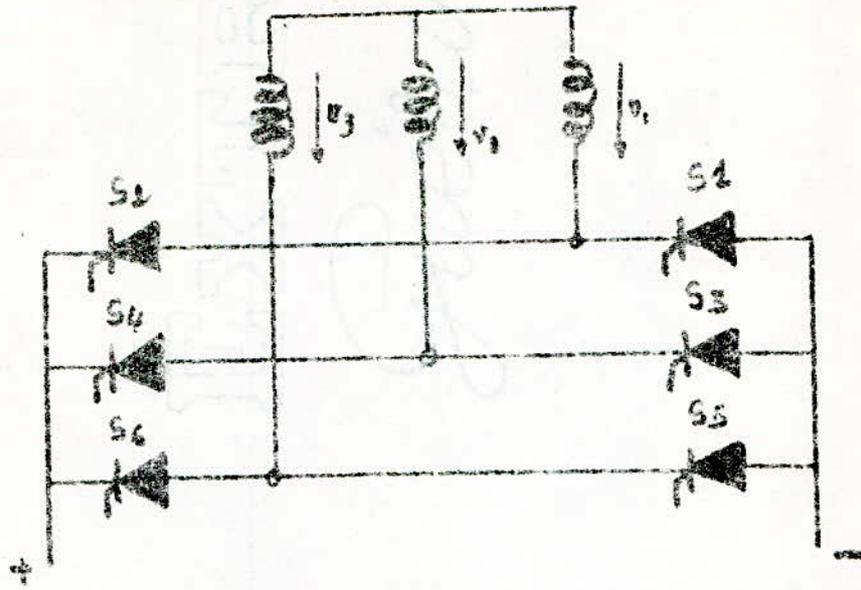


FIG III 2 - C REDRESSEMENT TRIPHASE DOUBLE VOIE .

IV - COUPLAGE DE BASE DE REDRESSEUR ET CHOIX DU PONT

IV - I Couplage de Base de Redresseur.

Notre moteur est amené à fonctionner dans les deux Sens. En premier lieu il doit transformer l'énergie électrique en énergie mécanique et réciproquement l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en récupération).

Le Couplage de thyristor le plus simple pour un organe fonctionnant dans les quatres (4) quadrants semble être le couplage antiparallèle.

Les deux groupes sont commandés en opposition de manière à ce qu'un groupe travaille en redresseur et l'autre en onduleur.

Lors d'une diminution de la valeur de consigne, le groupe travaillent en onduleur peut ainsi assurer immédiatement le freinage.

IV - 2. CHOIX DU PONT REDRESSEUR

Suivant la puissance du moteur ($P_n = 4500 \text{ Kw}$), et pour éliminer les perturbations dues aux harmoniques de rang 5 et 7 du réseau,

On choisira une réaction à 12 phases ($P = 12$), et à la tension 800 Volts se prête bien le montage GRAETZ.

On utilisera donc le schéma dit double Graetz parallèle avec bobine d'absorption pour lequel $g = 2$, $q = 3$ et $p = 12$ (voir fig A)

g : nombre d'ensemble de groupe commutant se partageant Id.

q : indice de commutation.

p : indice de pulsation.

IV - 3. FONCTIONNEMENT DU SYSTEME

Les deux groupes redresseurs formant le convertisseur réversible sont commandés de telle façon qu'on obtienne des tensions moyennes égales et opposées.

Pendant que l'un travaille en redresseur, l'autre fonctionne en onduleur. Cette condition est remplie si les angles d'amorçage α_1 et α_2 sont déphasés de Π ($\alpha_1 + \alpha_2 = \Pi$).

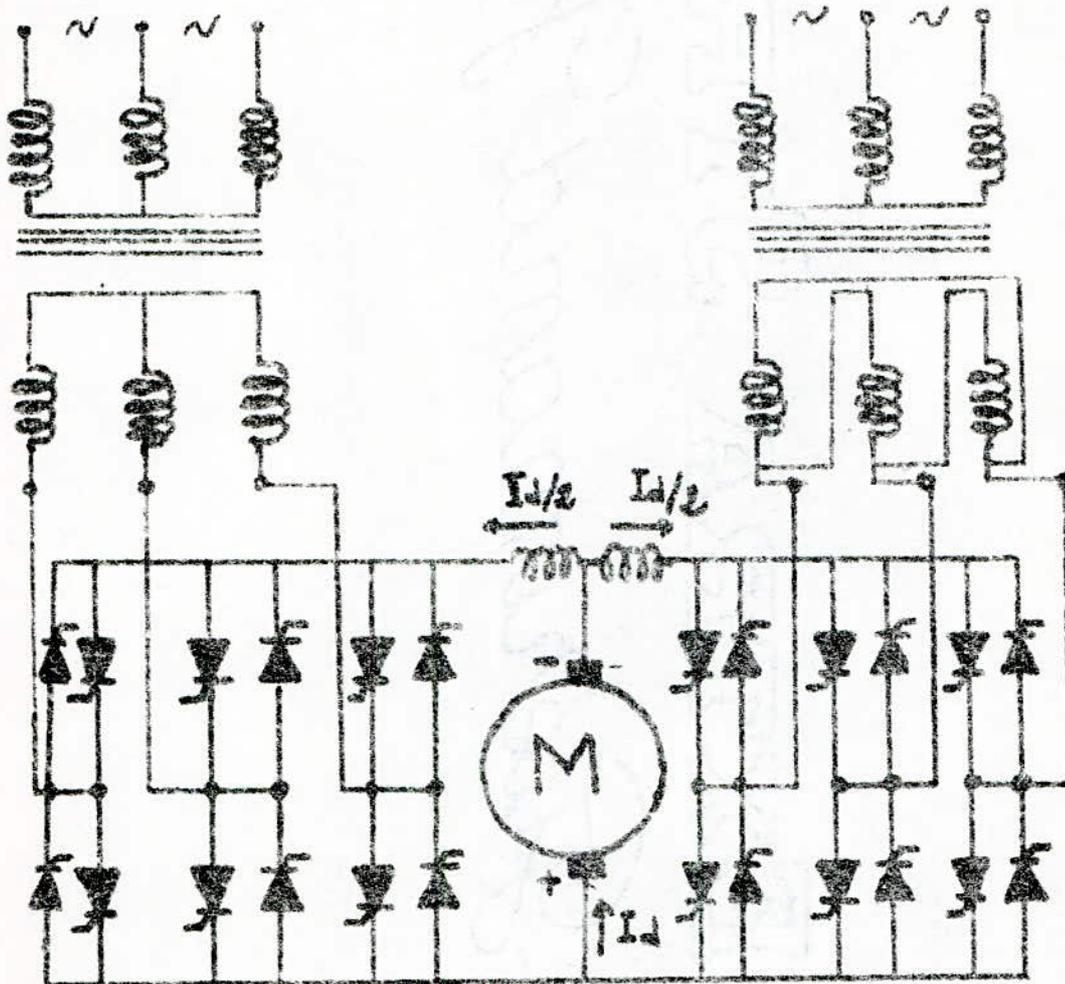
La figure B donne la forme des tensions instantnées fournies par chaque pont de Graetz pour différentes valeurs de α_1 et α_2 .

Pour $\alpha_1 = \alpha_2 = \frac{\Pi}{2}$ On aura une tension nulle. Un montage tel que celui donné en figure A est dit réversible d'ou le fonctionnement dans les quatres quadrants.

IV - 4. VARIATEUR REVERSIBLE QUATRE (4) QUADRANTS

Dans les Reversibles 4 quadrants, il s'agit d'obtenir les deux sens de marche et le fonctionnement en récupération d'une manière entièrement statique, ceci grâce au montage choisi (voir figure A).

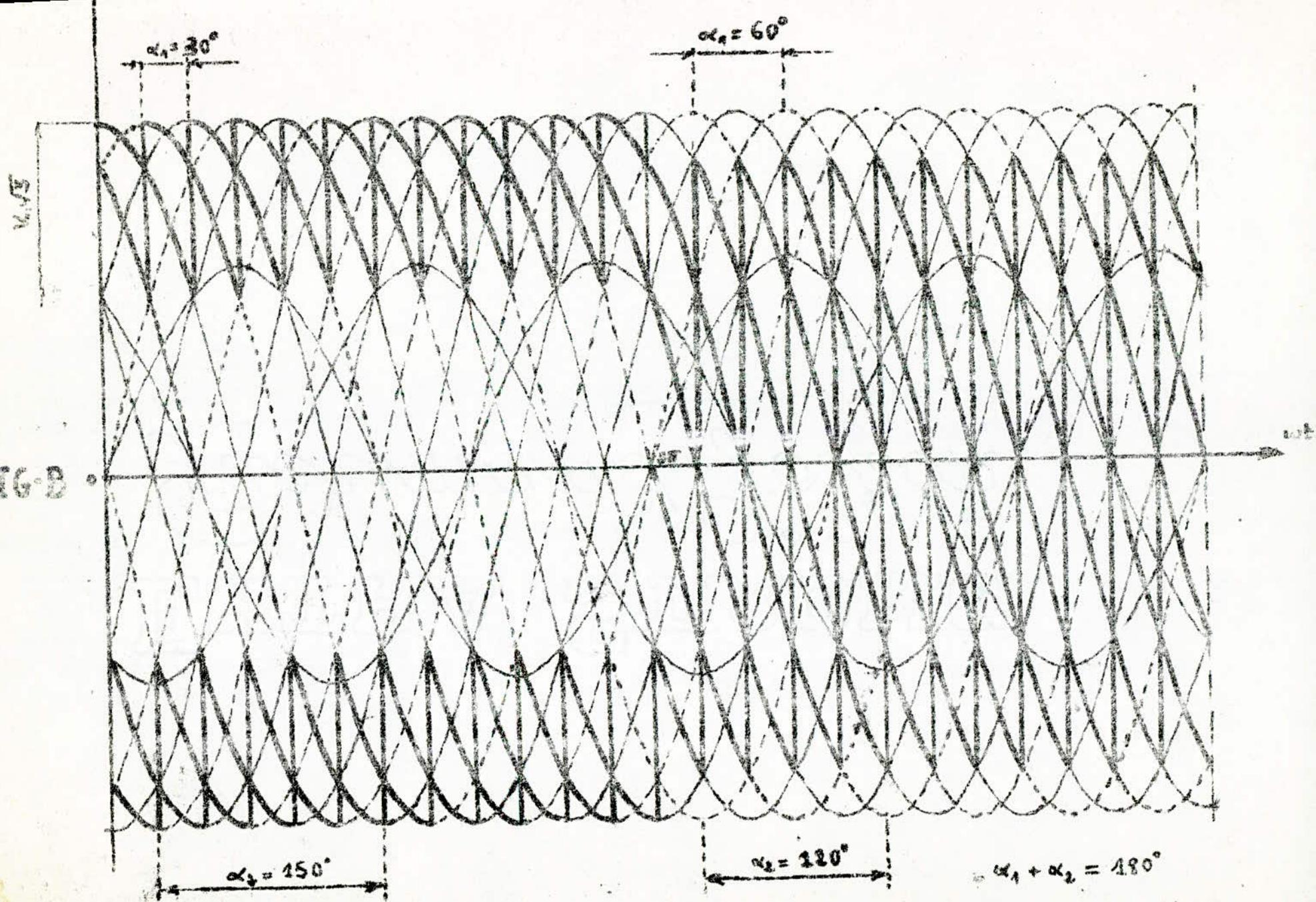
..../...



CONVERTISSEUR STATIQUE

FIG - A

FIG-B



Les différentes étapes sont :

QUADRANT I

Le moteur fonctionne en régime moteur et le montage de la fig. 1 travaille en redresseur $U_d I_d > 0$ et $U_d > E$.

QUADRANT II

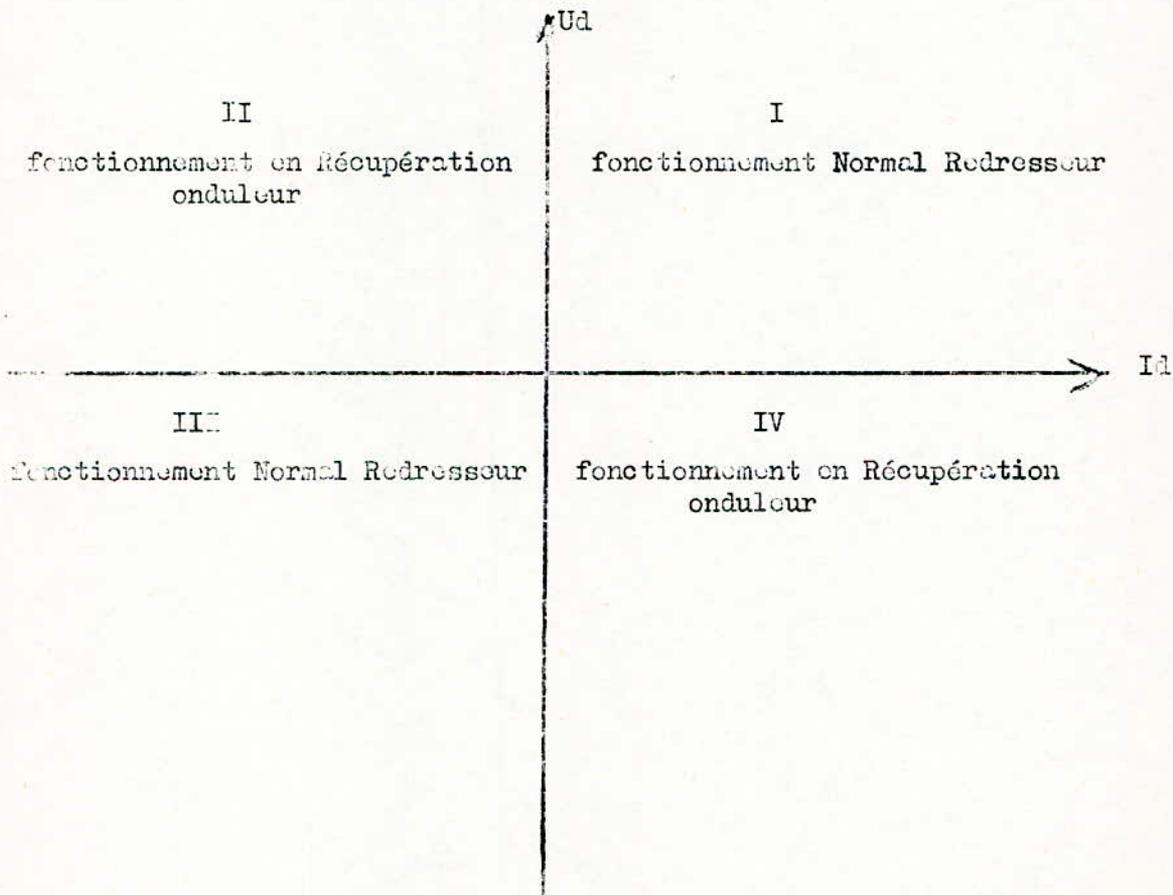
Le moteur fonctionne en régime génératrice-frein et le montage travaille en onduleur $U_d I_d < 0$ et $U_d < E$.

QUADRANT III

Le moteur fonctionne en régime moteur et le pont fonctionne en redresseur $U_d I_d > 0$ et $U_d > E$.

QUADRANT IV

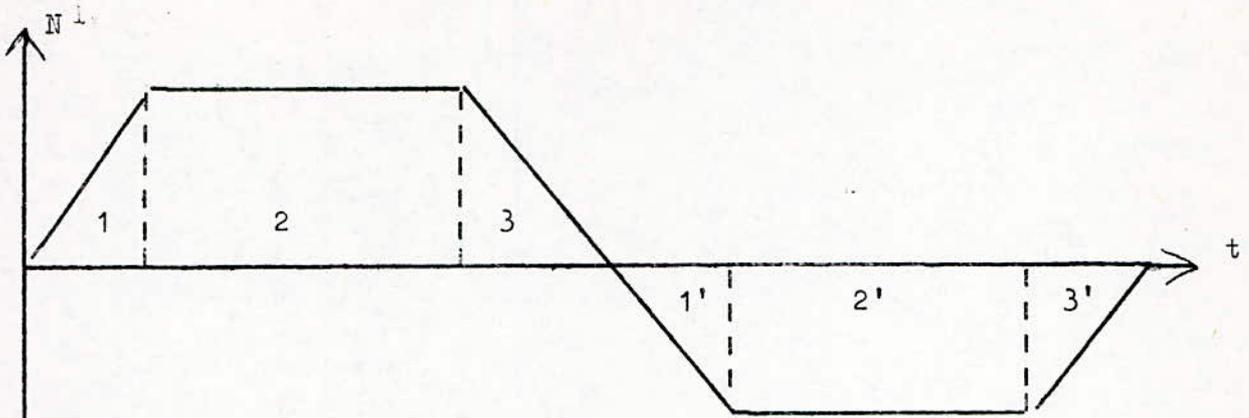
Le moteur fonctionne en régime génératrice-frein et le pont fonctionne en onduleur $U_d I_d < 0$ et $U_d < E$.



EXPLICATION DE LA REVERSIBILITE A L'AIDE D'UN GRAPHE.

Le moteur démarre avec une vitesse nulle puis il s'accélère jusqu'à ce qu'il atteigne son régime normal, ceci se traduit par les phases 1 et 2. L'énergie électrique est alors absorbée par le moteur par l'intermédiaire du pont fonctionnant en redresseur.

.../...



la Zone 3 est la Zone de décélération (freinage). Avant l'annulation de la vitesse il y aura inversion de polarité d'induit et la machine fonctionnera en génératrice, donc elle renvoie de l'énergie au réseau.

.../...

V ETUDE DES GRANDEURS ELECTRIQUE FOURNIES PAR LE BLOC TRANSFO-REDRESSEUR

V - 1 TENSION FICTIVE A VIDE U_{dio} EN FONCTION DE L'ANGLE DE RETARD (α)

On sait que la mise en parallèle ou en série d'éléments redresseurs donne une courbe de tension redressée constituée de parties positives de sinusoidales.

Sur une période d'une fonction sinusoidale $v = V_{pm} \cos wt = V_{pm} \cos x$ la valeur moyenne dans un intervalle $[x_1, x_2]$ est donnée par :

$$V_{moy} = \frac{1}{2 \Pi} \int_{x_1}^{x_2} V_{pm} \cos x \, dx.$$

$$V_{moy} = \frac{V_{pm}}{2 \Pi} \left[\sin x \right]_{x_1}^{x_2} = \frac{V_{pm}}{2 \Pi} \left[\sin x_2 - \sin x_1 \right] \quad (I)$$

Suivant la variation de l'angle de retard (α) plusieurs cas sont à considérer:

1) cas pour 1 circuit inductif ou résistif. fig V11

$$0 \leq \alpha \leq \frac{\Pi}{2} - \frac{\Pi}{P}$$

$$x_1 : \text{angle correspondant à l'amorçage } x_1 = \alpha - \frac{\Pi}{P}$$

x_2 : angle correspondant à l'extinction

$$x_2 = x_1 + \frac{2 \Pi}{P} = \alpha + \frac{\Pi}{P}$$

$$\text{Or } \sin x_2 - \sin x_1 = 2 \sin \frac{x_2 - x_1}{2} \cos \frac{x_2 + x_1}{2}$$

On obtient en portant les valeurs de x_1 et x_2 dans la relation (I)

$$V_{moy} = \frac{2 V_{pm}}{2 \Pi} \sin \frac{\alpha + \frac{\Pi}{P} - \alpha + \frac{\Pi}{P}}{2} \cos \frac{\alpha + \frac{\Pi}{P} + \alpha - \frac{\Pi}{P}}{2}$$

$$V_{moy} = \frac{V_{pm}}{\Pi} \sin \frac{\Pi}{P} \cos \alpha.$$

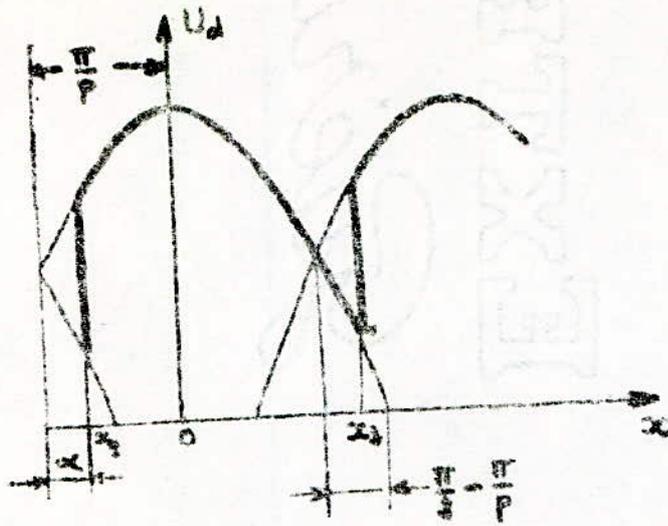
La tension fictive U_{dio} d'un groupe redresseur d'indice p est p fois la valeur moyenne V_{moy}

$$U_{dio} = V_{pm} \frac{P}{\Pi} \sin \frac{\Pi}{P} \cos \alpha$$

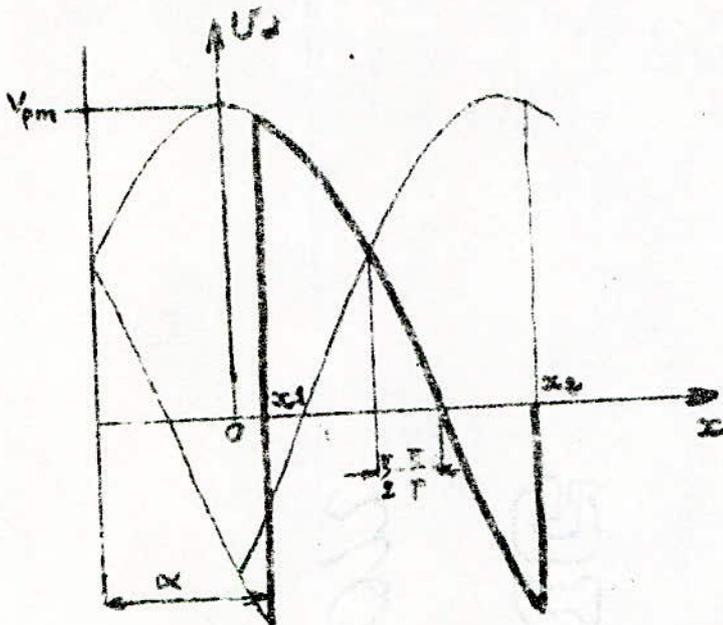
$$V_{pm} \frac{P}{\Pi} \sin \frac{\Pi}{P} = U_{dio} \text{ tension continue fictive à vide}$$

$$\boxed{U_{dio} = U_{dio} \cos \alpha}$$

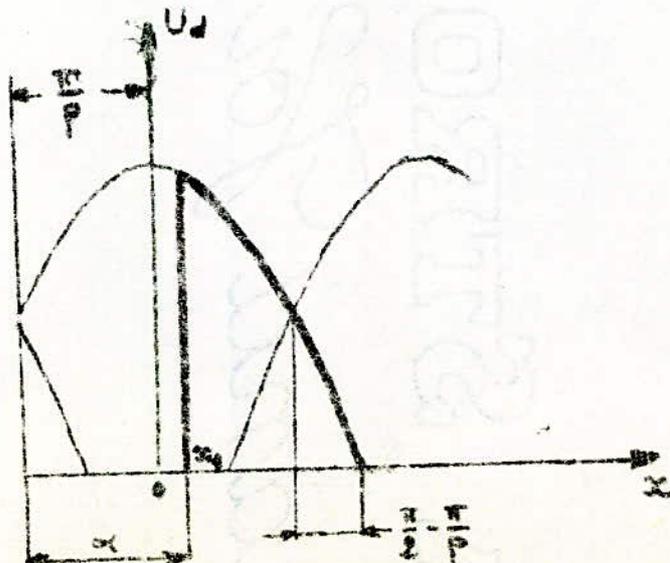
.../...



(1)



(2)



(3)

FIG-V

$$2) \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{P} < \alpha < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{P} \quad \text{voir fig 2 et 3}$$

2-1 cas où la charge est une forte inductance (figure V 2)

Dans le cas où le circuit comporte une inductance, le courant peut circuler pendant l'alternance négative de la tension appliquée aux thyristors.

En effet l'inductance prolonge la durée du courant.

Supposons que le débit se prolonge jusqu'à :

$$x_2 = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{P} = \alpha + \frac{\pi}{P} \Rightarrow \alpha = \frac{\pi}{2}$$

Nous obtenons :

$$V_{\text{moy}} = \frac{V_{\text{pm}}}{\pi} \sin \frac{\pi}{P} \cos \alpha$$

On aura comme dans le cas précédent :

$$U_{\text{dio}} \alpha = U_{\text{dio}} \cos \alpha$$

$$\text{pour } \alpha > \frac{\pi}{2} \Rightarrow \cos \alpha < 0 \text{ et } U_{\text{dio}} \alpha < 0$$

un tel angle de retard ne doit pas être atteint lors du fonctionnement en redresseur.

2-2 cas où la charge est une résistance pure (figure V 3)

contrairement à la self qui emmagasine de l'énergie, le courant dans ce cas sera nul quand la tension devient négative.

$$V_{\text{moy}} = \frac{V_{\text{pm}}}{2\pi} (\sin x_2 - \sin x_1)$$

l'intervalle dans lequel le débit existera est $x_1 = \alpha - \frac{\pi}{P}$ et $x_2 = \frac{\pi}{2}$

$$V_{\text{moy}} = \frac{V_{\text{pm}}}{2\pi} \left(\sin \frac{\pi}{2} - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{P} \right) \right)$$

$$V_{\text{moy}} = \frac{V_{\text{pm}}}{2\pi} \left(1 - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{P} \right) \right)$$

comme nous avons $U_{\text{dio}} \alpha = p V_{\text{moy}}$ On aura

$$U_{\text{dio}} \alpha = V_{\text{pm}} \frac{P}{2\pi} \left(1 - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{P} \right) \right)$$

cette tension devient nulle pour $\alpha - \frac{\pi}{P} = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \alpha = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{P}$

au lieu de $\alpha = \frac{\pi}{2}$ dans le cas d'une inductance

.../...

$$U_{dio\alpha} = V_{pm} \frac{P}{2\pi} \sin \frac{\pi}{P} \left(1 - \frac{\sin(\alpha - \frac{\pi}{P})}{\sin \frac{\pi}{P}} \right)$$

$$U_{dio\alpha} = U_{dio} \left(\frac{1 - \sin(\alpha - \frac{\pi}{P})}{2 \sin \frac{\pi}{P}} \right)$$

voir Courbes de réglages de la tension idiale à vide en fonction de l'angle de retard à l'emorçage pour différents circuits

V - 2 VALEURS EFFICACE DE LA TENSION REDRESSEE

Par définition, la valeur efficace d'une fonction périodique $v = V_m \cos \omega t$ avec $x = \omega t$ est :

$$U_{eff} = \frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt$$

entre deux valeurs de x_1 , et x_2 On aura :

$$U_{eff}^2 = \frac{1}{x_2 - x_1} \int_{x_1}^{x_2} V_m^2 \cos^2 x dx$$

$$U_{eff}^2 = \frac{V_m^2}{x_2 - x_1} \int_{x_1}^{x_2} \cos^2 x dx = \frac{V_m^2}{x_2 - x_1} \int_{x_1}^{x_2} \frac{1 + \cos 2x}{2} dx$$

$$U_{eff}^2 = \frac{V_m^2}{x_2 - x_1} \left[\frac{x}{2} + \frac{\sin 2x}{4} \right]_{x_1}^{x_2} = \frac{V_m^2}{x_2 - x_1} \left(\frac{x_2 - x_1}{2} + \frac{\sin 2x_2 - \sin 2x_1}{4} \right)$$

La valeur efficace dépendra de l'angle d'amorçage et les cas précédents sont à étudier.

1er) cas $0 < \alpha < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{P}$

$$x_1 = \alpha - \frac{\pi}{P} \quad x_2 = \alpha + \frac{\pi}{P}$$

$$U_{eff}^2 = \frac{V_m^2}{\alpha + \frac{\pi}{P} - \alpha + \frac{\pi}{P}} \left[\frac{\alpha + \frac{\pi}{P} - \alpha + \frac{\pi}{P}}{2} + \frac{\sin 2(\alpha + \frac{\pi}{P}) - \sin 2(\alpha - \frac{\pi}{P})}{4} \right]$$

$$U_{eff}^2 = \frac{V_m^2}{2} \left(1 + \frac{\sin 2\pi/P \cos 2\alpha}{2\pi/P} \right)$$

finalemnt on aura

.../...

$$U_{eff} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\sin 2\pi/P \cos 2\alpha}{2\pi/P}}$$

2) Cas /

Pour les autres cas c'est à dire circuit fortement inductif en circuit mixte (inductance + resistance), et sans réglage de l'angle de retard à l'amorçage ($\alpha = 0$) on obtient :

$$U_{eff} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\sin 2\pi/P}{2\pi/P}}$$

pour $\alpha = 0$ et connaissant $U_{dio} = \frac{V_m P}{\pi} \sin \frac{\pi}{P}$ On aura $U_{eff} = f (U_{dio})$

$$U_{eff} = \frac{U_{dio}}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\sin 2\pi/P}{2\pi/P}} \frac{\pi}{P} \frac{1}{\sin \frac{\pi}{P}}$$

V-3 tension d'alimentation du bloc redresseur U_{vo}

Elle est donnée par la relation suivante

$$U_{vo} = \sqrt{2} \frac{\pi}{q S} U_{dio}$$

S : nombre de groupes commutants en série (S = 2 pour notre cas)

q : indice de commutation (q = 3)

$$U_{vo} = 0,74 U_{dio}$$

V-4 tension inverse supportée par un bras

prenons l'exemple d'un redresseur trphasé simple,

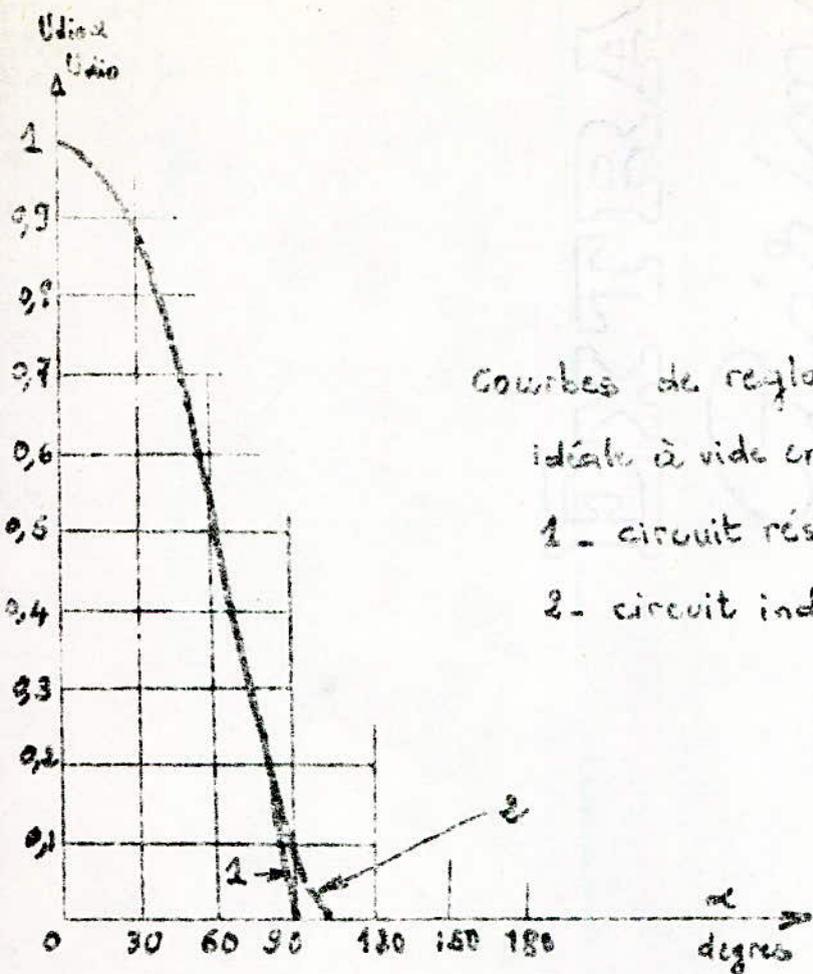
l'étude est faite pour $\alpha = 0$ (angle de retard à l'amorçage).

La tension inverse supportée par le bras 1 est $v_2 - v_1$ lorsque le bras 2 débite et $v_3 - v_1$ lorsque le bras 3 débite, dans ce cas on a :

$$v_1 = V_m \cos x, v_2 = V_m \cos (x - 2\pi/3), v_3 = V_m \cos (x - 4\pi/3)$$

$$v_2 - v_1 = V_m (\cos (x - 2\pi/3) (- \cos x)) = V_m \sqrt{3} \sin (x - \pi/3)$$

.../...



Courbes de réglages de la tension

idéale à vide en fonction de α

1 - circuit résistif ($L\omega = 0$ pour $p = 12$)

2 - circuit inductif ($L\omega \gg R$) pour p quelconque.

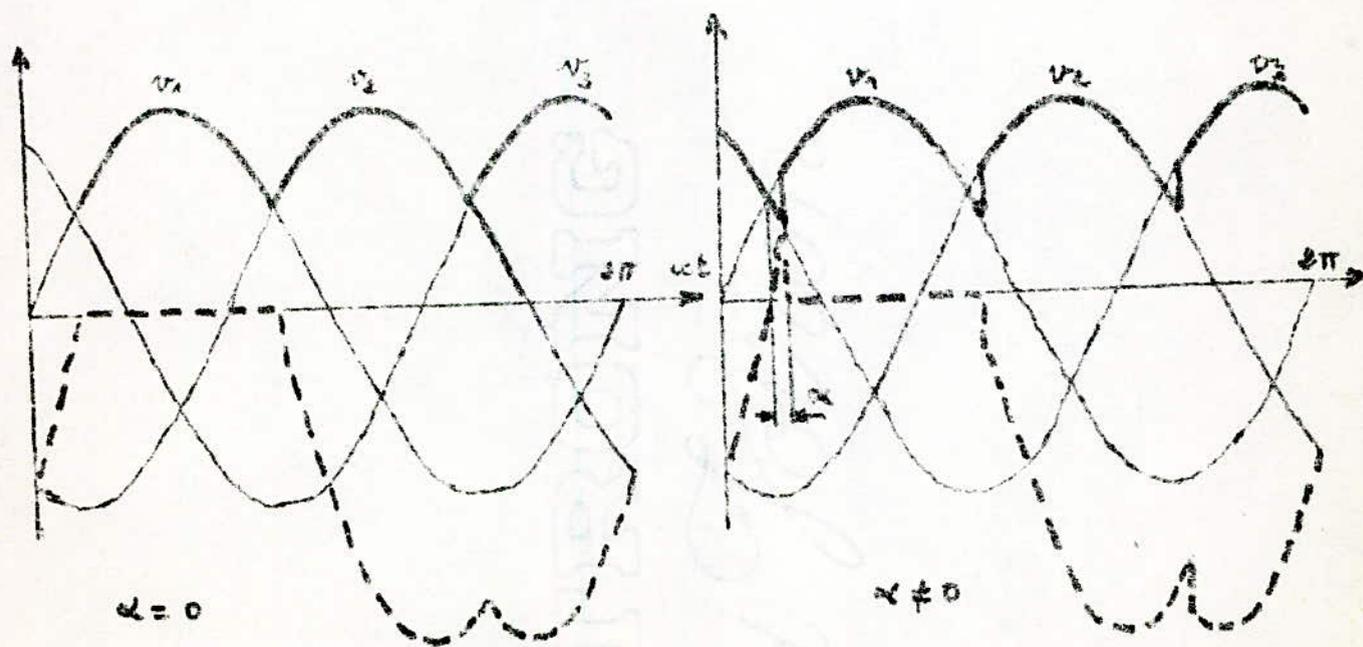
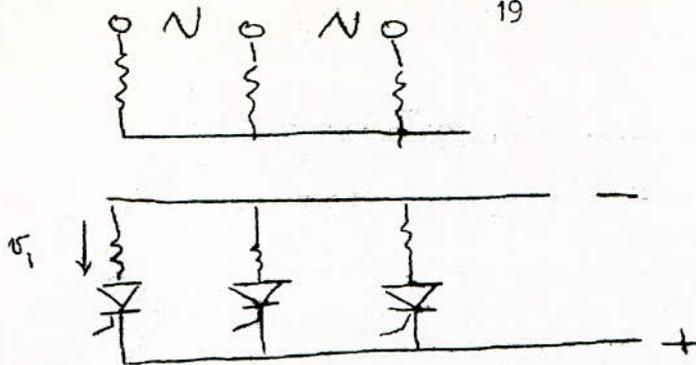


FIG-VI 4. Tension inversée supportée par un bras



nous voyons que cette tension inverse sur le bras 1 passe par le maximum pour $x = 5\pi/6$, à cette abscisse $\sqrt{3} = 0$ (voir figure V-4)

Pour notre système : ou $P = 12$, $q = 3$ $g = 2$, $S = 2$ on a

$$U_{im} = U_{iom} = U_{vom} = \sqrt{2} U_{vo}$$

avec U_{im} : tension inverse maximale entre extrémité d'1 bras

U_{iom} : valeur de U_{im} à vide complet dans le montage à bobine d'absorption.

U_{vom} : tension maximale entre deux phases commutantes successives

U_i : tension efficace inverse entre extrémités d'1 bras

Comme : $U_{vo} = \sqrt{2} \pi / q_s U_{dio} = \frac{\sqrt{2} \pi}{2 \times 3} U_{dio} = 0,74 U_{dio}$

$$U_{vom} = 1,05 U_{dio}$$

$$U_{im} = U_{iom} = \pi/3 U_{dio} = 1,05 U_{dio}$$

$$U_i = 0,9 U_{vo} = 0,665 U_{dio}.$$

V-4 FACTEUR DE FORME F

C'est le rapport de la valeur efficace à la valeur moyenne pendant une période d'une grandeur ondulée.

nous avons trouvé $U_{eff} = \frac{U_{dio}}{2} \sqrt{1 + \frac{\sin 2\pi/P}{2\pi/P}} \pi/P \quad I/\sin \pi/P$

$$F = \frac{U_{eff}}{U_{dio}} = \pi/P \frac{1}{2 \sin \pi/P} \sqrt{1 + \frac{\sin 2\pi/P}{2\pi/P}}$$

pour $p = 12$ On obtient $F = 1$ ce qui nous donne $U_{eff} = U_{dio}$

V-5 COURANTS DANS LE BLOC REDRESSEUR ET DANS SON ALIMENTATION

a) Valeur moyenne du courant dans d'1 bras

la valeur moyenne du courant dans 1 bras est donnée par l'expression suivante : $I_a = \frac{I_d}{g}$

$$g = 2$$

avec I_d courant de sortie côté continu

$$g = 2 \quad q = 3$$

b) Valeur efficace du courant dans 1 bras

la valeur efficace du courant dans 1 bras est définie comme suit

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{q} i^2 dt} = \frac{I_d}{g} \sqrt{\frac{1}{q}}$$

$$I = \frac{I_d}{g \sqrt{q}}$$

ou T/q représente la longueur du rectangle formé par le courant dans un bras en fonction du temps.

c) Courant d'Alimentation du bloc

Dans notre cas, il s'agit de la mise en parallèle de montage à double voie $p' = 2 q$

$$p = 12 \quad p' = 2 \times q = 2 \times 3 = 6$$

d'où une valeur moyenne nulle.

Valeur efficace : Elle est donnée par l'expression suivante:

$$I_v = \frac{\sqrt{2}}{g \sqrt{q}} I_d$$

pour le groupe transformateur redresseur, ce courant représente également le courant secondaire du transformateur pour le couplage étoile.

.../...

VI - TRANSFORMATEUR DU CONVERTISSEUR

Le élément essentiel permettant de déterminer les caractéristiques d'un groupe redresseur est celui reliant les deux portes Réseau-convertisseur appelé transformateur, ce dernier est conçu suivant la technique dite des groupes de construction qui sont dans le cas présent :

- circuit magnétique, enroulement et isolation, connexions, cuve réfrigération et équipements.

Ces groupes sont réalisés au moyen d'éléments normalisés résultant de développements systématiques.

Le transformateur alimentant le redresseur procure le nombre de phases nécessaires, il modifie la tension du réseau pour que l'on obtienne la tension continue désirée et il évite qu'une composante continue parcourt le réseau alternatif.

Le mode de connexion choisi est le suivant :

Deux 1/2 primaires connectés en étoile, avec deux secondaires connectés l'un en triangle l'autre en étoile.

VI1- ENROULEMENTS SECONDAIRES

a) tension secondaire :

La tension secondaire du transformateur de redresseur est identique à la tension d'alimentation du bloc redresseur.

Elle est formulée comme suit :

$$U_{vo} = \sqrt{2} \cdot \frac{\Pi}{q_s} \quad U_{dio}$$

représente la tension entre phases commutantes

la tension par phase est donnée par :

$$V = \frac{1}{2 \sin \Pi/q} \quad U_{vo} = \frac{\Pi}{\sqrt{2} q_s} \frac{1}{\sin \Pi/q} \quad U_{dio}$$

pour $q = 3$

$$V = \frac{U_{vo}}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{\Pi}{q_s} \quad U_{dio}$$

$$V = 0,427 \quad U_{dio}$$

b) COURANTS SECONDAIRES

Ils sont identiques aux courants alimentant le bloc redresseur.

la valeur efficace est telle que :

$$I_v = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{1}{\sqrt{q}} \quad I_d \quad (\text{montage à double voie}).$$

.../...

avec $I_{sy} = I_v$ (courant dans l'enroulement étoile).

$$I_{sd} = I_v / \sqrt{3} \text{ (courant dans l'enroulement secondaire)}.$$

c) FACTEUR DE PUISSANCE DU SECONDAIRE λ_s

Le Facteur de puissance du secondaire est égal au rapport de la puissance active à la puissance apparente.

$$P_{active} = U_d I_d$$

$$P_{app} = qsg/2 \quad V_{iv} = qsg/2 \quad 1/\sqrt{2} \pi/q_s \quad 1/\sin \pi/q \quad \frac{U_d I_d}{3 \sqrt{q}}$$

$$P_{app} = \pi/2\sqrt{2} \quad 1/\sin \pi/q \cdot 1/\sqrt{q} \quad U_d I_d$$

pour $q = 3$ on aura :

$$P_{app} = \pi/3 \quad U_d I_d$$

$$\text{d'où} \quad \lambda_s = \frac{P_{ac}}{P_{app}} = \frac{3}{\pi} = 0,955$$

$$\lambda_s = 0,955$$

VI(2) ENROULEMENTS PRIMAIRES

a) Tension primaire du transformateur :

La tension primaire du transformateur est la tension délivrée par le réseau U_L .

b) COURANT DANS LES ENROULEMENTS PRIMAIRES

Le découplage est supposée que chaque secondaire réagit sur un demi-primaire indépendamment de l'autre.

Nous avons 2 demi-primaire connectés tous deux en étoile.

$$I_{py} = \frac{\pi}{6\sqrt{3}} \quad I'd \frac{U_d}{U_L} = \frac{\pi}{6\sqrt{3}} \frac{I_d}{\cos \varphi} \frac{U_d}{U_L}$$

$$I_{py} = 0,3023 \frac{U_d}{U_L} \frac{I_d}{\cos \varphi}$$

avec un facteur de déformation du courant primaire qui est égal :

$$v_p = \frac{3}{\pi} = 0,955$$

et un facteur de dimensionnement

$$D_p = \frac{1}{v_p} = \frac{\pi}{3} = 1,05$$

.../...

c) COURANT DE LIGNE

Il est défini comme suit :

$$I_L = \frac{U_d}{U_L} I_d \frac{1}{v_L} = \frac{U_d}{U_L} \frac{I_d}{\cos \varphi} \frac{1}{v_L}$$

Où v_L représente le facteur de déformation du courant de ligne

$$v_L = \frac{q}{\sqrt{2} \sqrt{3} \pi k_L} \quad \text{avec} \quad k_L = \frac{\sqrt{3} + 1}{2\sqrt{3}} \quad s=2 \quad q=3$$

$$v_L = \frac{6\sqrt{2}}{\pi(\sqrt{3}+1)}$$

$$I_L = \frac{\pi(\sqrt{3}+1)}{6\sqrt{6}} I_d \frac{U_d}{U_L} = \frac{\pi(\sqrt{3}+1)}{6\sqrt{6}} \frac{I_d}{\cos \varphi} \frac{U_d}{U_L}$$

$$I_L = 0,585 \frac{I_d}{\cos \varphi} \frac{U_d}{U_L}$$

VI-3 REACTANCES DE FUITES ET RESISTANCES D'ENROULEMENTS

Ces réactances sont dues aux flux de fuite (voir fig VI - 1)

L'inductance correspondante, s'exprime par la relation générale :

$$L = N P$$

N : nombre de spires de l'enroulement considéré

P : perméance du circuit de fuites en Henry

L : inductance en Henry

La réactance de fuite peut être aussi déterminée :

$$X_p = Lw \quad \text{avec} \quad w = 2\pi f \quad \text{et} \quad f \text{ la fréquence du flux de fuites.}$$

La fréquence du flux de fuites dépend de la forme de la f.m.m. aux extrémités des noyaux. Elle est souvent d'harmonique 3 ce qui correspond pratiquement à une valeur élevée pour la réactance X_{fo} . Celle-ci est nulle si la f.m.m. est constante.

X_{fo} : réactance de fuites correspondante au flux Φ_0

les flux ϕ_1, ϕ_2 correspondant aux fuites du primaire et du secondaire, ils engendrent des inductances qui elles même provoquent des réactances X_{f1} et X_{f2} généralement moins élevées que X_{fo} car la fréquence est celle de la tension d'alimentation.

.../...

a) ADAPTATION DU SCHEMA :

On peut remplacer les réactances rapportées aux enroulements X_{f1} et X_{f2} par des réactances X_1 pour X_{f1} insérées dans les conducteurs d'alimentation de chaque système primaire, X_2 pour X_{f2} insérées dans les conducteurs de sortie des divers systèmes secondaires.

b) PRINCIPE DE LA BOITE NOIRE : (fig VI-2)

Le transformateur peut être considéré comme une boîte noire possédant des bornes d'entrées et de sorties telles que, quand les premières sont soumises à des tensions sinusoïdales triphasées on recueille sur les secondes des tensions sinusoïdales.

c) C O N V E N T I O N :

Nous admettons que les tensions entre phases commutantes et entre phase d'alimentation sont égales. Dans le cadre de cette convention :

$$X_v = X_L$$

$$\text{en dehors } x_v = x_L \left(\frac{U_{vo}}{U_L} \right)^2$$

d) DETERMINATION DES REACTANCES DE FUITE ET DES RESISTANCES D'ENROULEMENT.

Les différentes tensions de court-circuit sont données par :

$$e_R = \frac{3 R_L I_L}{U_L} = \frac{M_R}{3 U_L I_L}$$

$$e_X = \frac{3 X_L I_L}{U_L}$$

où M_R : représente les pertes données par le constructeur lors de l'essai en court-circuit.

R_L : résistance de la ligne d'alimentation, connectée en série avec X_L

(réactance coté réseau)

e_R : tension résistive en court-circuit.

e_X : tension réactive en court-circuit .

la tension totale de court-circuit est :

$$e_Z = \sqrt{e_X^2 + e_R^2}$$

$$e_Z = \sqrt{\frac{3 X_L^2 I_L^2}{U_L^2} + \frac{3 R_L^2 I_L^2}{U_L^2}}$$

$$e_Z = \sqrt{\frac{3 I_L^2}{U_L^2} (X_L^2 + R_L^2)}$$

.../...

$$\text{enfin : } \cos \varphi = \frac{I_L}{U_L} \sqrt{3 (X_L^2 + R_L^2)}$$

les réactances de fuites seront données alors par :

$$X_L = \frac{\cos \varphi X U_L}{\sqrt{3} I_L}$$

et les résistances d'enroulements par :

$$R_L = \frac{\cos \varphi R U_L}{\sqrt{3} I_L} \quad \text{avec } R_L = R_{L1} + R_{L2}$$

VII CHUTE DE TENSION DU GROUPE TRANSFORMATEUR REDRESSEUR

// Les principes constituants de la chute de tension à la sortie du pont sont :

- Chutes résistives dues aux résistances U_R
- Chutes de tension dues aux thyristors U_T
- Chutes d'inductances dues aux inductances U_X

la tension continue obtenue à la sortie du pont est :

$$U_d = U_{dio} \cos \alpha - \Delta U$$

où ΔU : représente la somme des chutes $\Delta U = U_X + U_R + U_T$

toutes les chutes de tension dépendent de l'intensité du courant continu I_d débité.

// La caractéristique de la chute de tension est donnée en fonction du courant I_d (fig VII-1) . Elle ressemble à la caractéristique d'une génératrice à courant continu, mais elle présente un point anguleux à cause de la présence de la bobine d'absorption pour une valeur du courant critique I_{dc} qui est très faible (voir courbe)

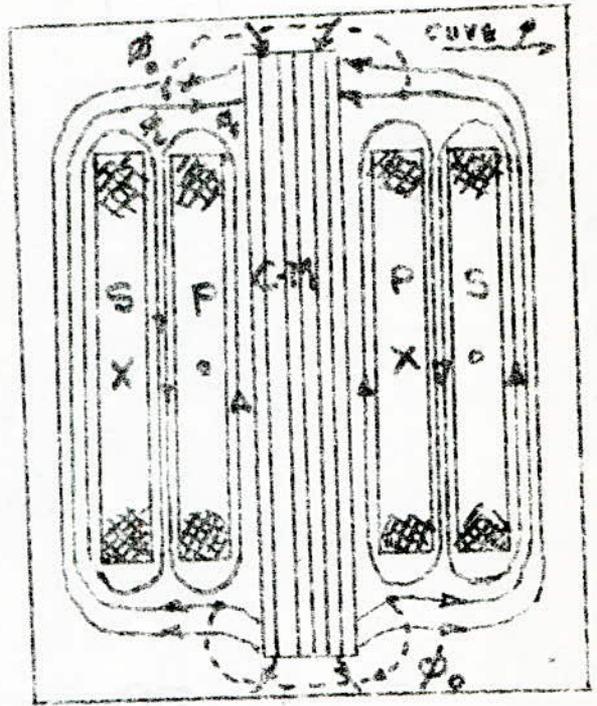
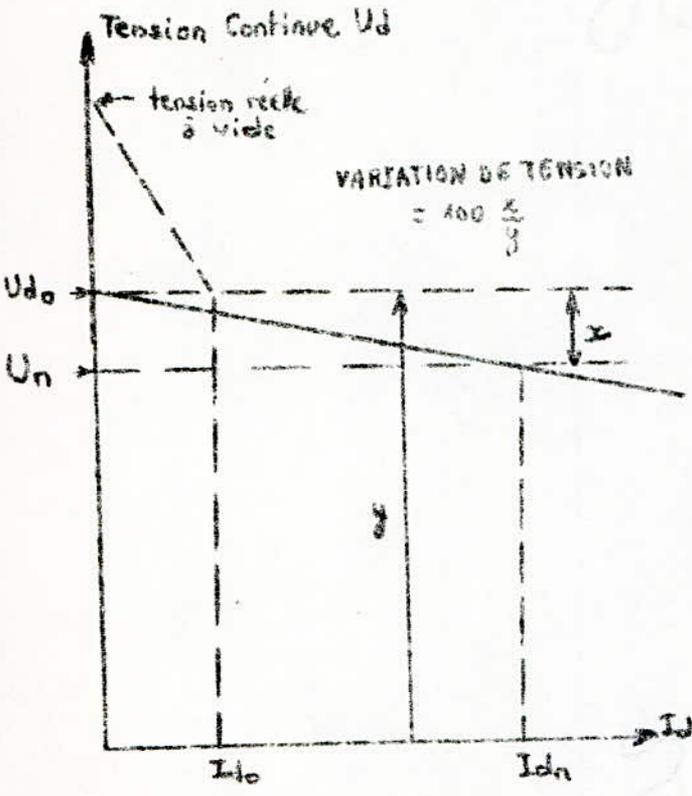
CHUTE RESISTIVE DE TENSION CONTINUE

Appelant U_R la valeur absolue de la chute de tension résistive cette dernière s'exprime facilement en fonction des pertes dans les conducteurs de courant qui sont : les liaisons, les résistances, les inductances et les enroulements du transformateur.

soit P_R la somme des pertes dans les conducteurs parcourus par le courant I_d on a :

$$P_R = U_R I_d \text{ d'ou } U_R = P_R / I_d$$

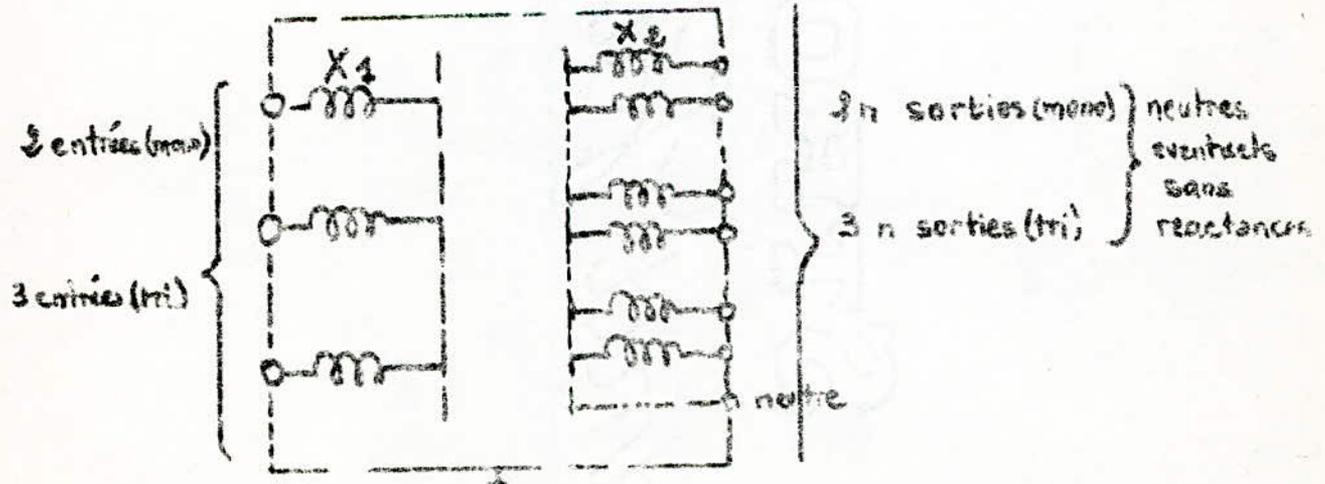
.../...



FLUX DE FUITES

D'UN TRANSFORMATEUR. FIG VI - 2

FIG III - 1. CARACTERISTIQUE de chute de tension.



TRANSFO = BOITE NOIRE

FIG VI - 3

rapportée à la tension U_{dio} cette relation s'écrit de la façon suivante :

$$d_R = \frac{P_R}{U_{dio} I_d} \quad d_R = \frac{U_R}{U_{dio}}$$

d_R : valeur relative de la chute résistive.

VII-2 CHUTE DE TENSION DUE AUX THYRISTORS

Un élément redresseur est d'autant meilleur que sa chute de tension directe est plus réduite. Autrement dit la chute de tension à ses bornes doit être négligeable devant la puissance transmise.

$$U_T = \frac{P_C}{I_d}$$

et en valeur relative : $d_T = \frac{P_C}{U_{dio} I_d}$

$$\text{ou } P_C = n (U_s I_m + R_d I_{ff}^2)$$

U_s : tension de seuil

R_d : résistance différentielle.

I_m : intensité moyenne.

I_{ff} : intensité efficace.

n : nombre total de thyristors.

VII-3 CHUTE INDUCTIVE DE TENSION CONTINUE

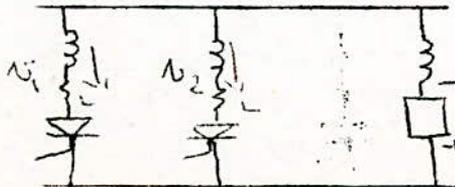
1°) Phénomène de l'empiètement.

Du fait des inductances en circuit que nous pouvons supposer localiser dans chacun des bras de groupe commutant, le transfert du courant d'un bras au suivant n'aura pas lieu intantamment.

Considérons la commutation du courant entre 2 phases successives par exemple : v_1, v_2

Pendant la commutation les phases commutantes sont en court-circuit la tension redressée fournie par ce groupe pendant la commutation est égale à la moyenne des tensions des phases (voir fig VII-2) considérées soit :

$$\frac{v_1 + v_2}{2}$$



.../...

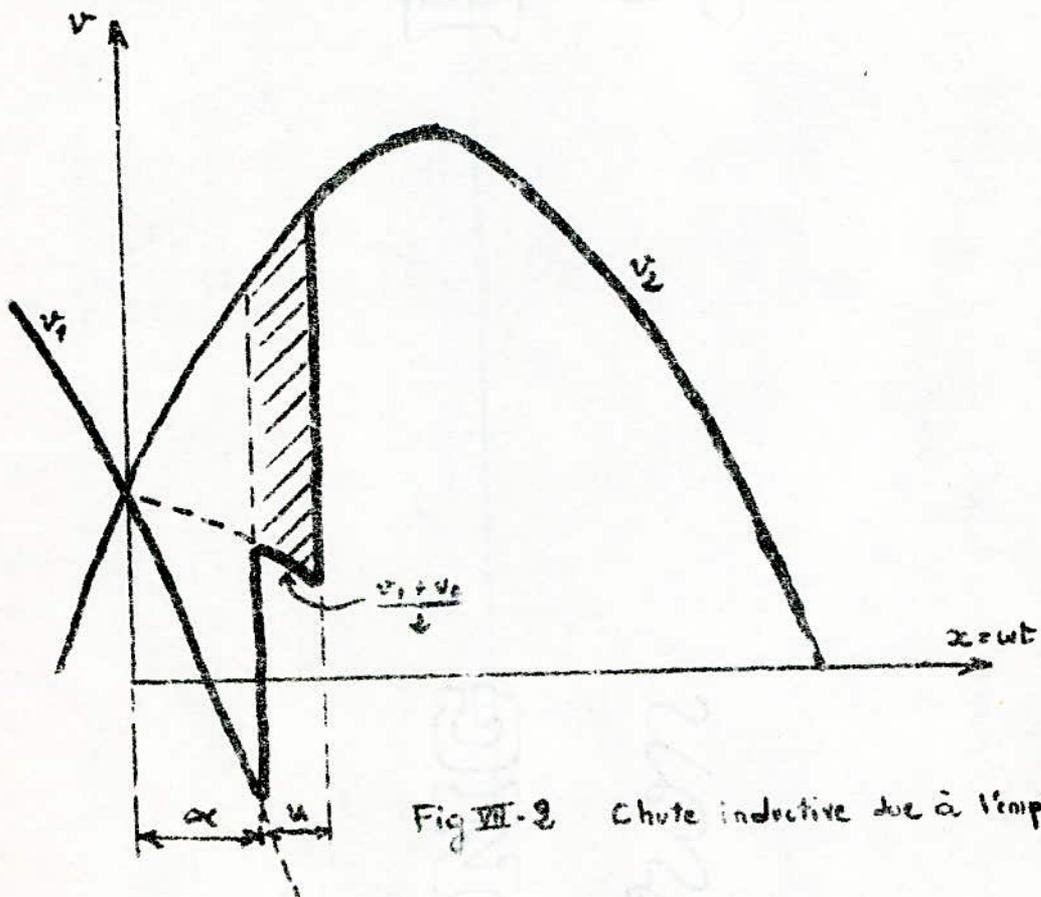


Fig VIII-2 Chute inductive due à l'empîtement.

2) DETERMINATION DE LA CHUTE INDUCTIVE

On considère que 2 anodes d'un même groupe redresseur, sont soumises simultanément à un court circuit c'est à dire que on a une commutation binaire.

Ce phénomène se produit sous un angle inférieur à $2\pi/q$.

La chute de tension due à la commutation entre les thyristors 1 et 2 est donnée par :

$$U_x = \frac{q}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \left(v_2 - \frac{v_1+v_2}{2} \right) dx = \frac{q}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \frac{v_2-v_1}{2} dx$$

suivant la figure VII-2 Brauer

$$v_1 = V_m \cos\left(x + \frac{\pi}{q}\right) \quad v_2 = V_m \cos\left(x - \frac{\pi}{q}\right)$$

$$\frac{v_2-v_1}{2} = V_m \left[\cos\left(x - \frac{\pi}{q}\right) - \cos\left(x + \frac{\pi}{q}\right) \right]$$

$$U_x = \frac{q}{2\pi} V_m \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \left(\sin \frac{\pi}{q} \sin x \right) dx$$

$$U_x = \frac{q}{2\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \left[-\cos x \right]_{\alpha}^{\alpha+\mu}$$

$$U_x = \frac{1}{2} V_m \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \left[\cos \alpha - \cos(\alpha+\mu) \right]$$

comme $U_{dio} = V_m \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$ pour $q=3$

$$U_x = \frac{1}{2} U_{dio} \left[-\cos(\alpha+\mu) + \cos \alpha \right] \text{ en Valeur Absolue}$$

et on obtient la valeur relative

$$\frac{U_x}{U_{dio}} = \frac{1}{2} (\cos \alpha - \cos(\alpha+\mu))$$

expression qui nous donne la relation entre la chute inductive et l'angle U pour $\alpha = 0$ (sans réglage à l'amorçage) nous aurons :

$$d_x = \frac{1 - \cos u}{2}$$

3) RELATION ENTRE LA REACTANCE DU CIRCUIT DE COMMUTATION PAR BRAS ET LA CHUTE INDUCTIVE :

Elle est donnée par :

$$U_x = \frac{q}{2\pi} \times I_d$$

.../...

$$d_x = \frac{q}{2\pi} \times \frac{I_d}{U_{dio}} \quad \text{en valeur relative.}$$

étant la réactance rapportée à un bras de groupe commutant ou bien réactance de commutation.

4) CHUTE INDUCTIVE DE TENSION DUE AU TRANSFORMATEUR

Elle est définie à partir de la réactance du transformateur

$$U_{xt} = \frac{\delta s}{g} \frac{X_t}{2\pi} q I_d$$

$$d_{xt} = \frac{\delta s}{g} \frac{X_t}{2\pi} \frac{q}{U_{dio}} I_d$$

δ : nombre de groupes commutants simultanément

s : nombre de groupe commutant en série.

U_{dio} : tension continue fictive à vide sans réglage de phase.

g : nombre d'ensembles de groupes commutants se partageant I_d

I_d : courant de sortie côté continu (valeur moyenne)

q : indice de commutation.

REMARQUE :

Cette formule est donnée par la norme UTE comme par les publications CEE sur les redresseurs.

5) CHUTE INDUCTIVE DE TENSION DUE A LA REACTANCE DU RESEAU ALTERNATIF

$$d_L = \frac{\delta s}{g} \frac{q}{2\pi} \left(\frac{U_{vo}}{U_L} \right)^2 X_L \frac{I_d}{U_{dio}} \quad \text{en valeur relative}$$

la chute inductive totale s'entend lorsqu'il y a seulement deux anodes en commutation, pour un angle $u < 2 \frac{\pi}{P}$

$$d_x < \frac{1}{2} (\cos \alpha - \cos (\alpha + u))$$

$$\text{pour } \alpha = 0 \quad u = 2 \frac{\pi}{P} = 2 \frac{\pi}{12}$$

$$\text{On aura } d_x < 0,07$$

.../...

6) CHUTE DE TENSION TOTALE

C'est la somme de toutes les chutes :

$$\sum U = U_{xt} + U_L + U_R + U_T$$

ou $\sum d = d_{xt} + d_L + d_R + d_T$ en valeur relative

VII-4

VII-4-1 EXPRESSION DE Udio en FONCTION des CHUTES

Connaissons Ud et Id : tension continue en charge et courant de sortie côté continu on aura :

$$U_{dio} = U_d + \sum U + \sum d U_{dio}$$

$$U_{dio} (1 - \sum d) = U_d + \sum U$$

$$U_{dio} = \frac{U_d + \sum U}{1 - \sum d}$$

VII-4-2 EXPRESSION DE Uvo en FONCTION DES CHUTES

$$U_{vo} = \frac{U_d + \sum U}{1 - \sum d} \quad \sqrt{2} \frac{I_{II}}{q_s}$$

$$U_{vo} = 0,74 U_{dio}$$

VIII FACTEUR DE DÉPHASAGE

Pour les montages homogènes, ne contenant que des thyristors, ce qui est l'objet de notre cas, le facteur de déphasage $\cos \varphi$ doit être calculé à partir des valeurs mesurées du courant magnétisant et des réactances dans les éléments du groupe redresseur.

Le redresseur demande de la puissance réactive au réseau et cède la partie active à ce dernier, contrairement à ce qui se passe en fonctionnement redresseur et les puissances active et réactive sont absorbées au réseau.

Le facteur de déphasage est le rapport de la puissance active à la puissance apparente correspondante aux ondes fondamentales de la tension et du courant d'alimentation.

$$\cos \varphi = \frac{P_{\text{active}}}{P_{\text{app}}}$$

.../...

A) DETERMINATION DE LA VALEUR DE $\cos \varphi$.

- On calculera d'abord le facteur en négligeant le courant magnétisant du transformateur. Soit $\cos \varphi'$.
- En y apportant une correction pour tenir compte du courant magnétisant négligé.

Dans la première hypothèse on supposera également que l'impédance du réseau d'alimentation est nulle.

B) CALCUL DE $\cos \varphi'$:

Ce facteur de déphasage est obtenu par les selfs contenues dans les circuits de commutation du redresseur.

Ces inductances sont évidemment celles du transformateur,
(côté primaire et côté secondaire)

la valeur de $\cos \varphi'$, en négligeant le courant magnétisant du transformateur est :

$$\operatorname{tg} \varphi' = \frac{1}{2} \frac{2 \operatorname{II} + \sin 2\alpha - \sin 2(U + \alpha)}{\cos 2\alpha - \cos 2(U + \alpha)}$$

C) DETERMINATION DE $\cos \varphi$ A PARTIR DE $\cos \varphi'$.

$\cos \varphi$ doit tenir compte du courant magnétisant du transformateur (2ème hyp) sa valeur sera tirée de $\cos \varphi'$ suivant la courbe ($\cos \varphi = f(\cos \varphi')$) fig VIII-2

$$\text{Si } \alpha = 0 \quad \operatorname{tg} \varphi' = \frac{2u - \sin 2u}{2 \sin^2 u} \quad (\text{ voir fig VIII-1})$$

et exprimée en fonction de la chute relative (x) due aux réactances on aura :

$$\cos \varphi' = 1 - 0,9 d_x \quad \text{d'où une représentation linéaire de } \cos \varphi' \text{ en fonction de } d_x$$

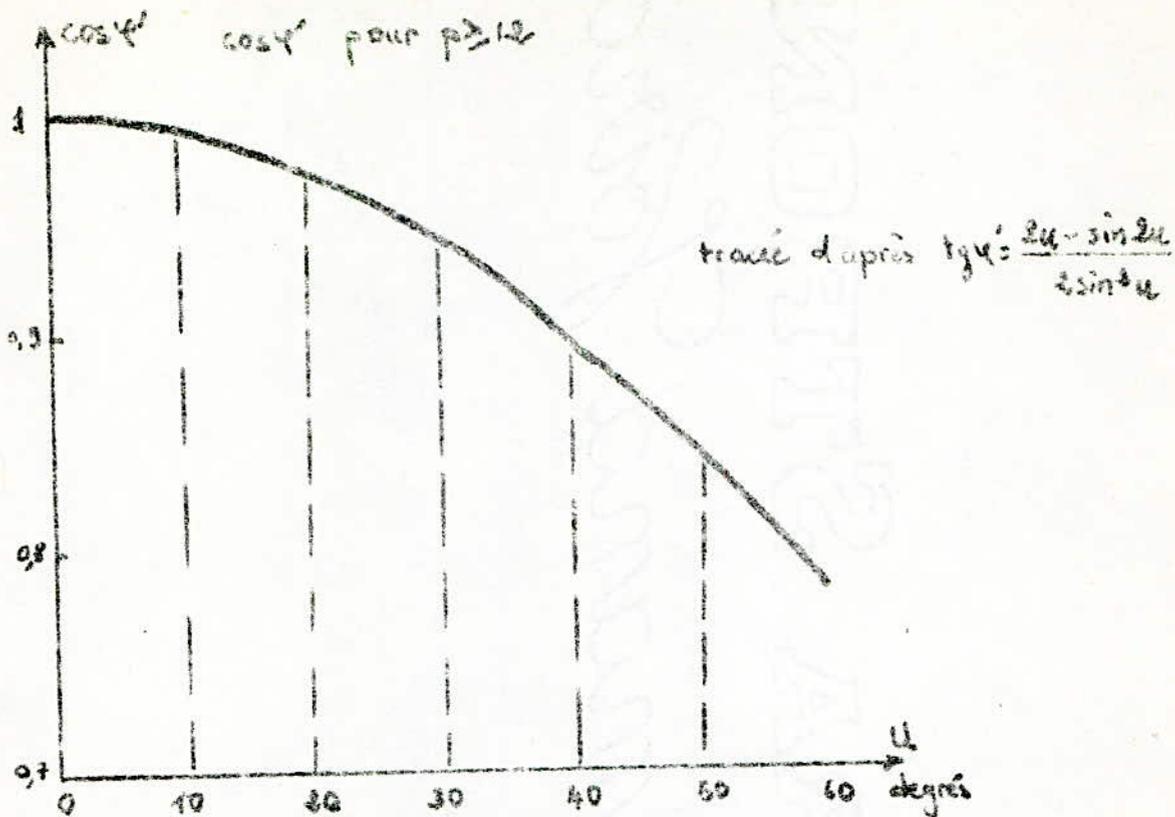


FIG VIII - 1 $\cos \varphi' = f(u \text{ angle d'empicement})$

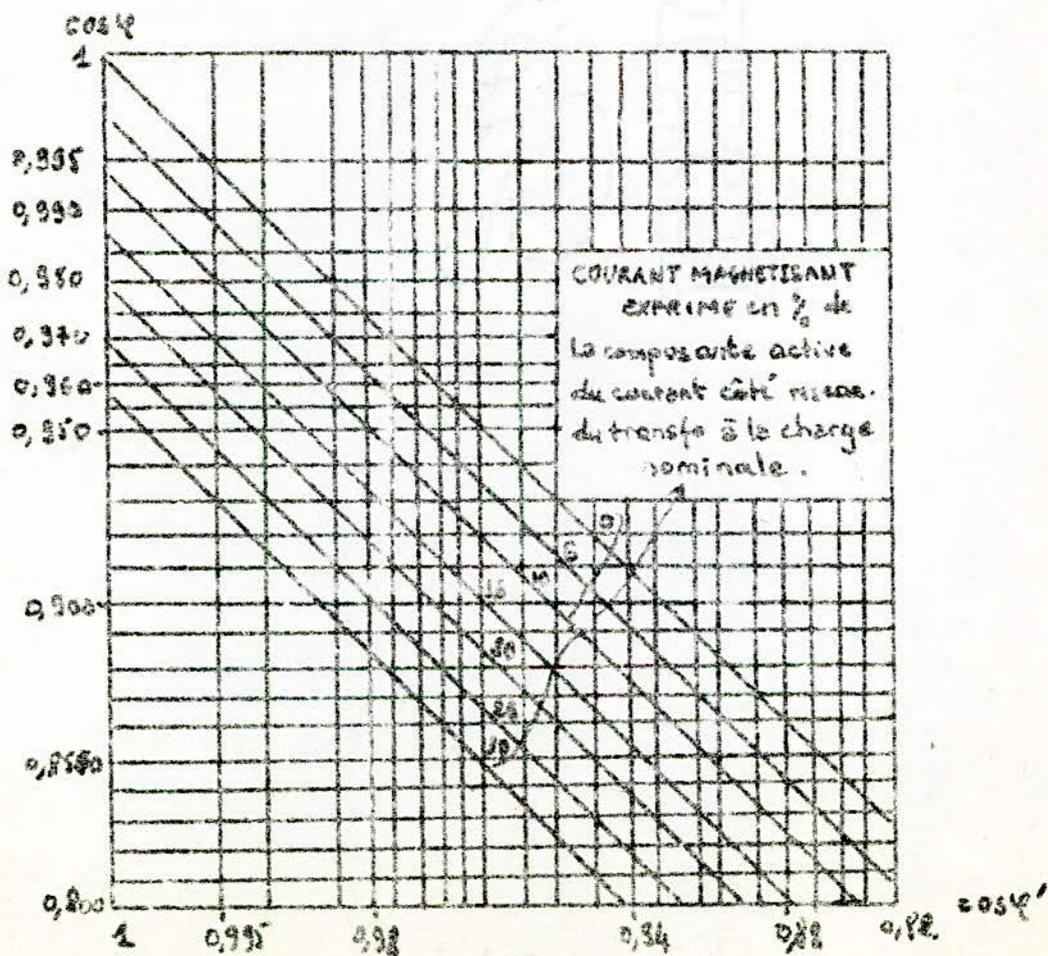


FIG VIII - 2 $\cos \varphi = f(\cos \varphi')$

IV COURANT DE COURT - CIRCUIT :

∏ l'étude de ces courants à une grande importance pratique, lors d'un court-circuit du côté continu du groupe transformateur convertisseur, les éléments unidirectionnels, les enroulements du transformateur sont parcourus par des courants plus forts que ceux qui circulent en régime normal.

∏ es thyristors sont très sensibles aux variations de courant nous voyons donc l'intérêt d'évaluer les caractéristiques se rapportant à ces courants de court-circuit qui avec des contraintes défavorables risquent la destruction des éléments semi-conducteurs.

∏ es courants de court-circuit dans le transformateur dépendent de la valeur des impédances, côté primaire et côté secondaire.

/) nous supposons que ces impédances sont situées côté alimentation.

∏ es thyristors sont tels qu'ils présentent une impédance nulle dans le sens direct et infini du sens inverse.

- La tension d'alimentation est supposée constante.

- La bobine d'absorption est sans fuites.

COURANTS A L'ENTREE DU TRANSFORMATEUR :

∏ e courant de court circuit d'alimentation est déterminé par la tension de court circuit lorsque les bornes secondaires sont reliées entre elles sans impédance.

∏ e courant primaire est le courant normal d'alimentation I_L

Soit e_z la tension de court circuit .

$$I_{1k} = \frac{I_L}{e_z}$$

courant à l'entrée du transformateur en valeur efficace.

$$I_{1km} = \frac{I_{Lm}}{e_z}$$

valeur maximale.

comme il s'agit d'un courant sinusoïdal.

$$I_{1km} = \frac{\sqrt{2} I_L}{e_z}$$

.../...

COURANT A LA SORTIE DU TRANSFORMATEUR :

leurs valeurs maximales

$$I_{\sigma k m} = \frac{\sqrt{2}}{n} \frac{I_L}{e_z} = \frac{\sqrt{2}}{n} \frac{I_d}{e_z} \left(\frac{I_L}{I_d} \right)$$

n : nombre de système en parallèle.

la valeur efficace sera $\sqrt{2}$ fois moindre.

$$I_{\sigma k} = \frac{1}{n} \frac{I_d}{n} \frac{I_d}{e_z} \left(\frac{I_L}{I_d} \right)$$

courant dans un bras du bloc.

$$I_k = \frac{I_d}{n \sqrt{2} e_z} \left(\frac{I_L}{I_d} \right)$$

il faut prendre en considération sa valeur maximale qui peut subir des contraintes pour les soupapes.

$$I_{k m} = \frac{I_d \sqrt{2}}{n e_z} \left(\frac{I_L}{I_d} \right)$$

courant unidirectionnel dans le court-circuit.

Soit b_p le nombre total de bras débitant en parallèle sur le circuit continu. Ce courant est :

$$I_{d k} = b_p I_{a k} = b_p \frac{\sqrt{2} I_d}{\pi n e_z} \left(\frac{I_L}{I_d} \right)$$

l'alimentation est triphasée double voie.

$$\frac{I_L}{I_d} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U_{d10}}{\sqrt{3} U_{V0}} \quad \text{avec } U_L = U_{V0}$$

$$\frac{U_{d10}}{U_{V0}} = \frac{1}{0,74}$$

$$\sqrt{2} = \frac{6 \sqrt{2}}{\pi (\sqrt{3} + 1)} = 0,99$$

et le calcul des courants de court circuit est obtenu par les relations établies ci-dessus :

$$\frac{I_L}{I_d} = \frac{1}{0,99 \sqrt{3} \cdot 0,74} = 0,79$$

$$I_{\sigma k} = \frac{0,79 I_d}{2 e_z} = 0,4 \frac{I_d}{e_z}$$

$$I_{a k} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{2} 0,79 \frac{I_d}{e_z} = 0,18 \frac{I_d}{e_z}$$

$$I_k = \frac{1}{\sqrt{2}} 0,79 \frac{I_d}{e_z} = 0,28 \frac{I_d}{e_z}$$

$$I_{d k} = 6 I_{a k} = 1,07 \frac{I_d}{e_z}$$

$$I_{k m} = \frac{\sqrt{2}}{2} 0,79 \frac{I_d}{e_z} = 0,56 \frac{I_d}{e_z}$$

.../...

RÉGIME ASYMMÉTRIQUE :

Valeur crête du courant dans un bras du montage,

Considérons un circuit présentant une impédance Z , soumis brusquement à une tension sinusoïdale $v = V_m \sin(x + x_0)$

le courant parcourant le circuit à pour valeur maximale :

$$I_m = \frac{V_m}{Z} = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + X^2}} \quad \text{tgo} = \frac{X}{R}$$

R et X étant respectivement la résistance et l'inductance du circuit l'évolution du courant est donné par l'équation différentielle suivante :

$$Ri + L \frac{di}{dt} = E_m \sin(x + x_0)$$

qui admet pour solution :

$$i = I_m (\sin(\theta - x_0) \exp(-x \cotg \theta) + \sin(x + x_0 - \theta))$$

Étudions les 2 cas en premier lieu l'effet de la résistance sera négligeable et en second lieu, ou elle sera prise en considération.

$$R = 0 \text{ dans ce cas } I_m = \frac{V_m}{X} \quad \cotg \theta = 0, \theta = \pi/2$$

et la relation devient :

$$i = I_m (\cos x_0 - \cos(x + x_0))$$

dont le maximum a lieu pour $x = 0$ et $x = \pi$

d'où la valeur de crête maximale :

$$\hat{i} = 2I_m \text{ et la tension est nulle pendant cet instant.}$$

la valeur de crête en court circuit \hat{i}_{km} pourrait se manifester avec des hypothèses défavorables et on aura également le facteur 2 appliqué à la valeur maximale I_{km} du courant dans les bras du montage.

Ce facteur dans les cas pratiques est sensiblement moins élevé .

$R \neq 0$ cherchons à partir de la relation x_1 le maximum de i pour x et x_0 variables.

$$\frac{\partial i}{\partial x_0} = - I_m \exp(-x \cotg \theta) \cos(\theta - x_0) + \cos(x + x_0 - \theta) = 0$$

$$\frac{\partial i}{\partial x} = \left(\cotg \theta I_m \sin(\theta - x_0) \exp(-x \cotg \theta) + \cos(x + x_0 - \theta) \right) = 0$$

.../...

le maximum est atteint pour :

$$\exp(-x \cotg \theta) \cos(\theta - x_0) = \cotg \theta \exp(-x \cotg \theta) \sin(\theta - x_0)$$

$$\text{ou } \tg \theta = \tg(\theta - x_0)$$

pour x_0 compris entre 0 et 2π si la relation ci-dessus est remplie pour :

$$x_0 = 0 \text{ et } x_0 = \pi$$

en reportant $x_0 = 0$ dans la formule x_1 on obtient :

$$\frac{i}{I_m} (\underline{x_0 = 0}) = \sin \theta \exp(-x \cotg \theta) + \sin(x - \theta)$$

qui par annulation de la dérivée $\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{i x = 0}{I_m} \right)$ nous fournit la valeur de l'angle x_m correspondant à la crête maximale \hat{I}_m .

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{i x_0 = 0}{I_m} \right) = -\cotg \theta \sin \theta \exp(-x_m \cotg \theta) + \cos(x_m - \theta) = 0$$

$$\frac{1}{\tg \theta} \sin \theta \exp(-x_m \cotg \theta) = \cos(x_m - \theta)$$

$$\exp(-x_m \cotg \theta) = \frac{\cos(x_m - \theta)}{\cos \theta}$$

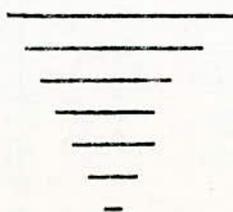
ce qui donne en portant dans $\frac{i}{I_m} (\underline{x_0 = 0})$

$$\frac{\hat{I}_m}{I_m} = \sin \theta \frac{\cos(x_m - \theta)}{\cos \theta} + \sin(x_m - \theta)$$

$$\text{d'où } \frac{\hat{I}_m}{I_m} = \frac{\sin x_m}{\cos \theta} \quad \cos \theta = \frac{R}{\sqrt{R^2 + x^2}}$$

on utilise des graphes donnant la valeur x_m et \hat{I}_m/I_m en fonction de $\cos \theta$ au lieu de les calculer à partir des relations trouvées (voir fig IX-1)

Aux valeurs données pour I_{km} dans des tableaux on appliquera le facteur \hat{I}_m/I_m pour obtenir le courant maximal en valeur crête.



.../...

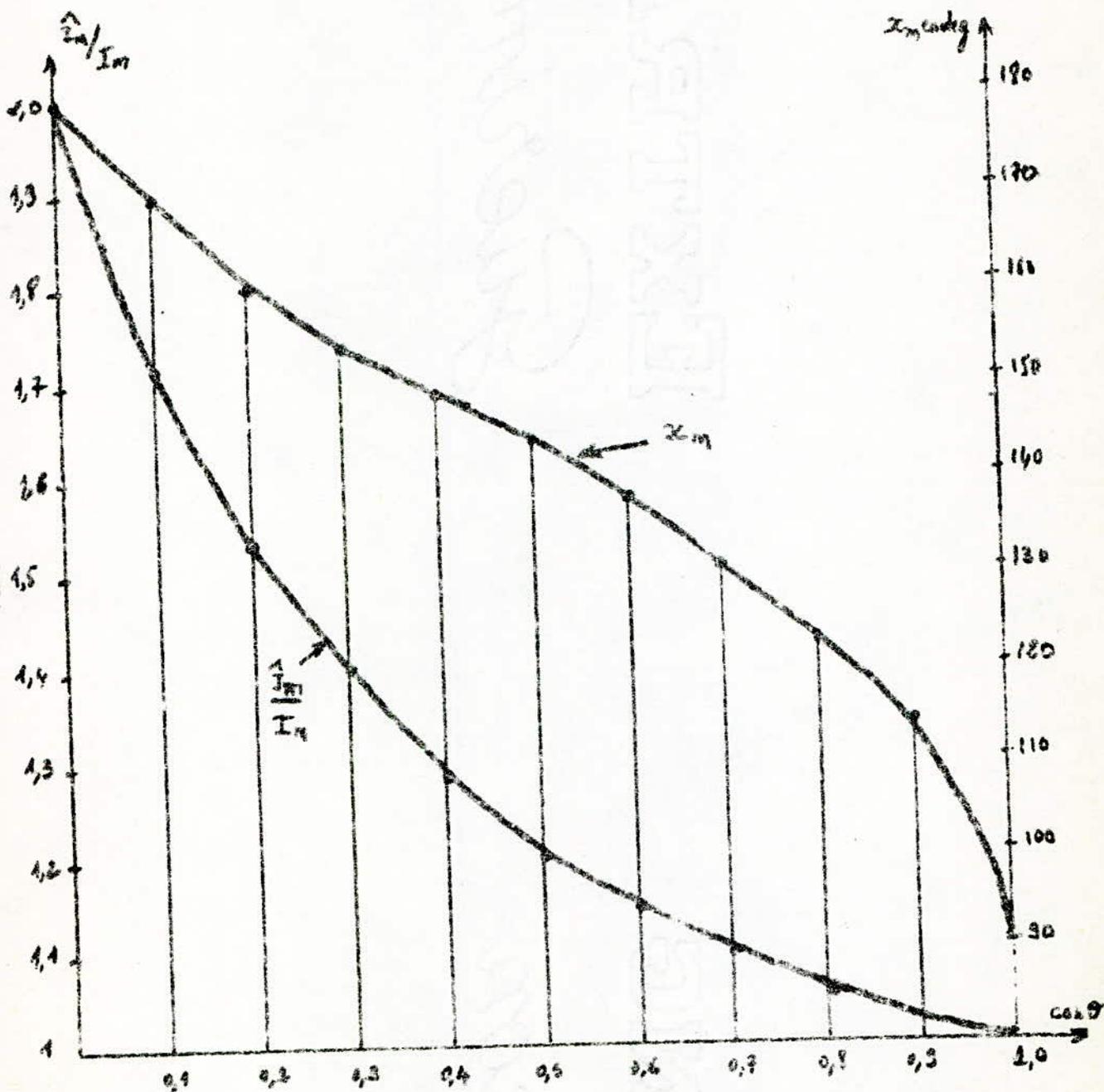


FIGURE-1. Valeurs de $\frac{I_m}{I_n}$ et de X_m en fonction de $\cos \theta$

X) BOBINE D'ABSORPTION

Comme le montre la fig A, elle est insérée entre les deux ponts triphasés (double Graetz parallèle).

La tension à ses bornes est la différence des tensions redressées, données par les deux groupes.

Cette différence est alternative puisque le groupe y et le groupe D fournissent des tensions de même valeur moyenne.

Elle donne lieu à un courant i_0 qui se ferme à l'intérieur du système s'ajoutant dans l'un des montages redresseurs et s'en retranchant dans l'autre.

Remarquons cependant que ce courant alternatif à une valeur faible devant les valeurs normales $I_d/2$.

Désignons par L l'inductance d'une moitié de la bobine de la tension aux bornes de la bobine d'absorption.

$$U_b = U_y - U_D = 2 L \frac{di_0}{dt}$$

$$\text{On déduit : } U_d = U_y - L \frac{di_0}{dt}$$

$$U_d = U_D + L \frac{di_0}{dt}$$

$$U_d = \frac{U_y + U_D}{2}$$

La tension redressée U_d (instantanée) est la moyenne des tensions données par les deux montages redresseurs.

La Fig X-1-a. montre le tracé à partir des six tensions secondaires:

- Les tensions redressées U_y (étoile), U_D (triangle) et U_d .
la représentation est donnée également pour la tension U_b et les courants.

a) TENSION RIGOREUSEMENT A VIDE :

Elle est donnée par la relation suivante :

$$U_{d100} = V_{pm} \frac{\Gamma}{\Pi} \sin \frac{\Pi}{P}$$

V_{pm} est la tension de l'un des systèmes hexaphasés.

$$V_{pm}' = V_m \frac{S_q}{r} \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\sin \frac{\pi}{p}} = V_m \sqrt{3} \quad \text{ou } S = 2 \quad q = 3 \quad p = 6$$

et

$$U_{dioo} = V_m \sqrt{3} \frac{12}{\pi} \sin \frac{12}{\pi} = 1,72 V_m$$

b) FONCTIONNEMENT EN CHARGE ;

tension continue, c'est celle de l'un des systèmes fonctionnant seul soit :

$$U_{dioo} = V_m \frac{3}{\pi} \sqrt{3}$$

et on a le rapport

$$\frac{U_{dioo}}{U_{dio}} = 4 \sin \frac{12}{\pi} = 1,036$$

c) TENSION AUX BORNES DE LA BOBINE :

Elle est tracée sur la figure X-1-c sa fréquence est égale à six (6) fois la fondamentale.

Sa valeur maximale est :

$$U_{bm} = V_m \sqrt{3} \left(\cos x - \cos \left(x - \frac{\pi}{6} \right) \right)_{x=0} = V_m \sqrt{3} \left(1 - \cos \frac{\pi}{6} \right) = V_m \sqrt{3} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$\text{comme } U_{dio} = \frac{3 \sqrt{3}}{\pi} V_m$$

$$U_{bm} = \frac{\pi}{3} U_{dio} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) = 0,140 U_{dio}$$

et

$$U_{bm} / 2 = 0,07 U_{dio}$$

Sa valeur efficace est telle que

$$U_b^2 = \left(V_m \sqrt{3} \right)^2 \frac{12}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{12}} \left(\cos x - \cos \left(x - \frac{\pi}{6} \right) \right)^2 dx$$

$$U_b = V_m \sqrt{3} \sqrt{\frac{12}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{12}} 4 \left(\sin \frac{\pi}{12} \right)^2 \sin^2 \left(x - \frac{\pi}{12} \right) dx}$$

.../...

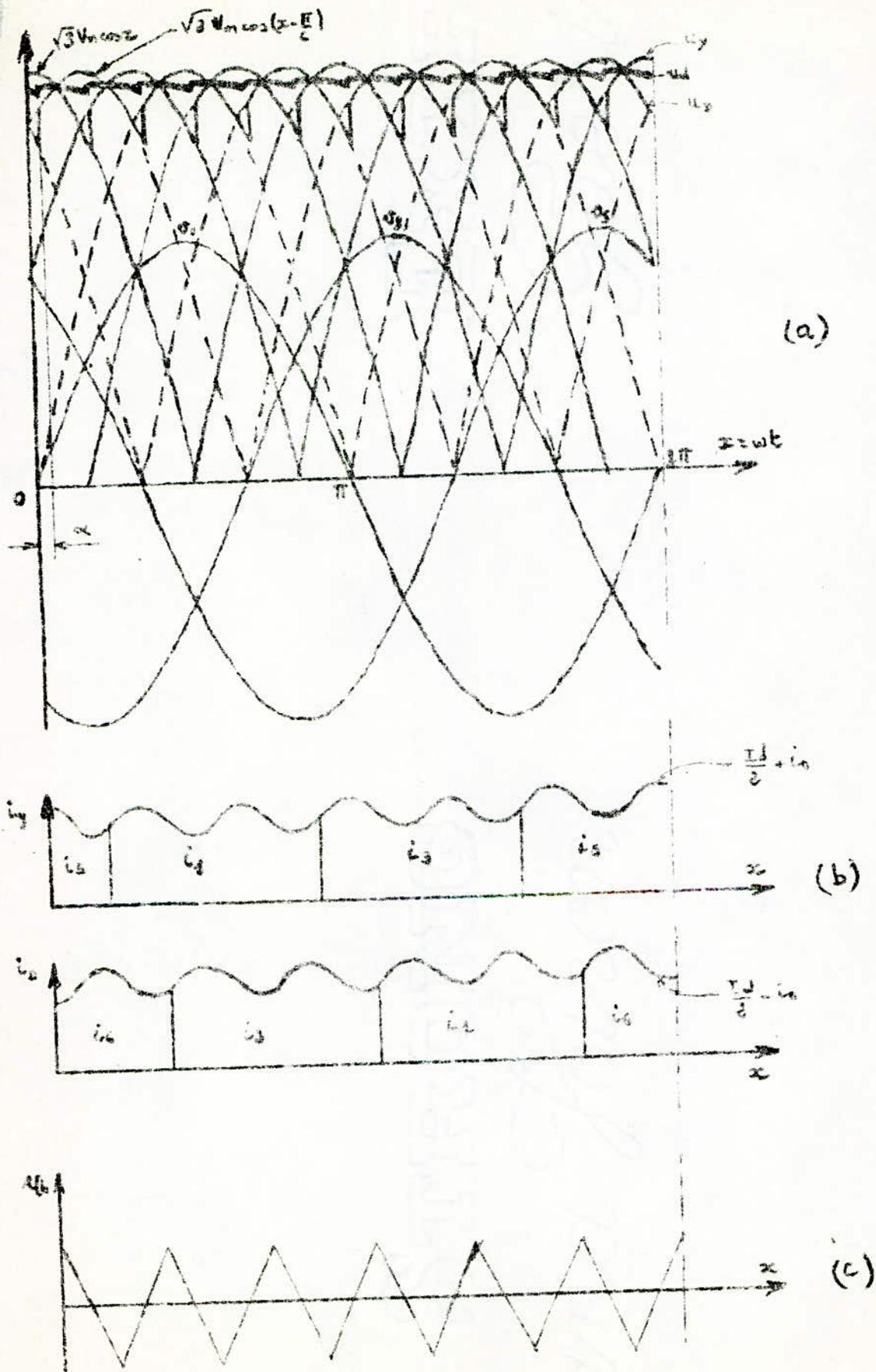


FIG X-1

$$U_b = V_m \sqrt{3} \sqrt{\frac{12}{\pi} \times \frac{1}{2} \sin^2 \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \right) \int_0^{\frac{\pi}{12}} \sin^2 \left(2x - \frac{\pi}{6} \right) dx}$$

$$U_b = V_m \sqrt{3} \sqrt{\frac{12}{\pi} \times \frac{1}{2} \left[\frac{\sqrt{2}}{4} (\sqrt{3} - 1) \right]^2 \int_0^{\frac{\pi}{12}} \left(1 - \cos \left(2x - \frac{\pi}{6} \right) \right) dx}$$

$$\begin{aligned} \text{Comme } \int_0^{\frac{\pi}{12}} \left[1 - \cos \left(2x - \frac{\pi}{6} \right) \right] dx &= x \Big|_0^{\frac{\pi}{12}} - \frac{\sin \left(2x - \frac{\pi}{6} \right)}{2} \Big|_0^{\frac{\pi}{12}} = \\ &= \frac{\pi}{12} - \frac{1}{2} \sin \frac{\pi}{6} = \frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{1}{2} \right) \end{aligned}$$

ce qui conduit à

$$U_b = V_m \sqrt{3} \sqrt{\frac{3}{\pi} (2 - \sqrt{3}) \left(\frac{\pi}{6} - \frac{1}{2} \right)}$$

$$U_b = V_m \sqrt{3} \cdot 0,077$$

$$\text{mais } \frac{\pi}{3} U_{dio} = V_m \sqrt{3}$$

$$U_b = \frac{\pi}{3} \cdot 0,077 U_{dio} = 0,082 U_{dio}$$

$$U_b = 0,082 U_{dio} \text{ et } U_{b/2} = 0,041 U_{dio}$$

a) COURANT CRITIQUE I_0 :

Ce courant magnétisant est déterminé par la tension fluxmétrique et est déphasé de $\frac{\pi}{2}$ en arrière sur l'onde de la tension fluximétrique.

En le considérant comme sinusoïdale on aura en valeur efficace $I_{do} = 2 \sqrt{2} I_0$

I_{do} = valeur du courant critique ou courant minimal débité côté continu.

.../...

i_0 a une fréquence égale à six fois celle de l'onde fondamentale de tension.

e) COURANTS ANODIQUES :

Comme nous le voyons sur la figure X-1-b ces courants durent pendant $1/3$ de période.

Leur forme réctangulaire est modifiée par le courant magnétisant de la bobine.

f) TENSION FLUXMETRIQUE :

Par définition c'est la valeur efficace d'une tension sinusoidale de même fréquence qui, appliquée au bobinage donnerait la même amplitude de variation de flux que la tension considérée.

Les aires suivants sont donc égaux :

$$\Delta w = V_m \sqrt{3} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \left(\cos x - \cos \left(x - \frac{\pi}{6} \right) \right) dx$$

$$\Delta w = V_m \sqrt{3} \left(2 \sin \frac{\pi}{12} - \frac{1}{2} \right)$$

et

$$\Delta w = U_b \phi \frac{\sqrt{2}}{6}$$

ontire

$$U_b \phi = \frac{V_m \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \left(2 \sin \frac{\pi}{12} - \frac{1}{2} \right) = V_m \sqrt{3} \frac{3}{\pi} \frac{2}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{12} \left(2 \sin \frac{\pi}{12} - \frac{1}{2} \right)$$

$$U_b \phi = \sqrt{2} \frac{\pi}{12} \left(2 \sin \left(\frac{\pi}{12} - \frac{1}{2} \right) \right) U_{dio}$$

$$U_b \phi = 0,0785 U_{dio} \quad \text{et} \quad \frac{U_b \phi}{2} = 0,0393 U_{dio}$$

$$\text{avec } (\phi_m) = \Delta \text{ d'ou } \phi_m = \frac{\sqrt{2}}{6w} U_b \phi$$

g) FONCTIONNEMENT EN CHARGE NORMALE :

Quand une soupape devient conductrice, celle qui l'était précédemment ne peut se bloquer instantanément.

Nous aurons donc un certain intervalle u où deux soupapes débitent en même temps.

Cet empiètement est à l'origine d'une chute de tension et l'onde de la tension redressée aura une déformation que celle étudiée en faible charge (figure X-2- a)

.../...

TENSION continue U_{dio} :

C'est celle de l'un des systèmes fonctionnant seul soit :

$$U_{dio} = \frac{3}{\pi} V_m \sqrt{3}$$

tension aux bornes figure X-2 b prenons le groupe connecté au triangle, avec la même origine que sur la figure X-1-a si l'on considère qu'il y a commutation la tension instantanée délivrée durant l'intervalle u est la moyenne des tensions suivantes :

$$\sqrt{3} V_m \cos \left(x - \frac{\pi}{6} \right) \quad \text{et} \quad \sqrt{3} V_m \cos \left(x + \frac{\pi}{6} \right)$$

$$\text{d'où } U_D = \sqrt{3} V_m \left(\cos \left(x - \frac{\pi}{6} \right) + \cos \left(x + \frac{\pi}{6} \right) \right)$$

$$= \sqrt{3} V_m \left(2 \cos \left(-\frac{\pi}{6} \right) \cos x \right) = \frac{3}{2} V_m \cos x = V_m \sqrt{3} \frac{\sqrt{3}}{2} \cos x$$

La valeur efficace aux bornes de la bobine s'obtient en considérant une demi-période de la tension figure X-2-b

$$U_D^2 = (V_m \frac{3}{2})^2 \left(\int_0^u (\cos x - \frac{3}{2} \cos x)^2 dx + \int_0^{\frac{\pi}{6}} (\cos x - \cos(x - \frac{\pi}{6}))^2 dx \right)$$

ce qui donne en valeur numérique et en fonction de u

$$U_D = V_m \sqrt{3} \sqrt{\frac{1}{\pi} (0,221 - 0,75 u + 0,375 \sin 2u - 0,20 \cos 2u)}$$

avec

$$V_m \sqrt{3} = \frac{\pi}{3} U_{dio}$$

$$\text{d'où } U_D = \frac{U_{dio}}{3} \sqrt{\pi (0,221 - 0,75 u + 0,375 \sin 2u - 0,20 \cos 2u)}$$

courants anodiques : figure X-2-c

On les supposera constants étant donné que l'ondulation du courant i_o est moins importante que dans le fonctionnement à faible charge.

.../...

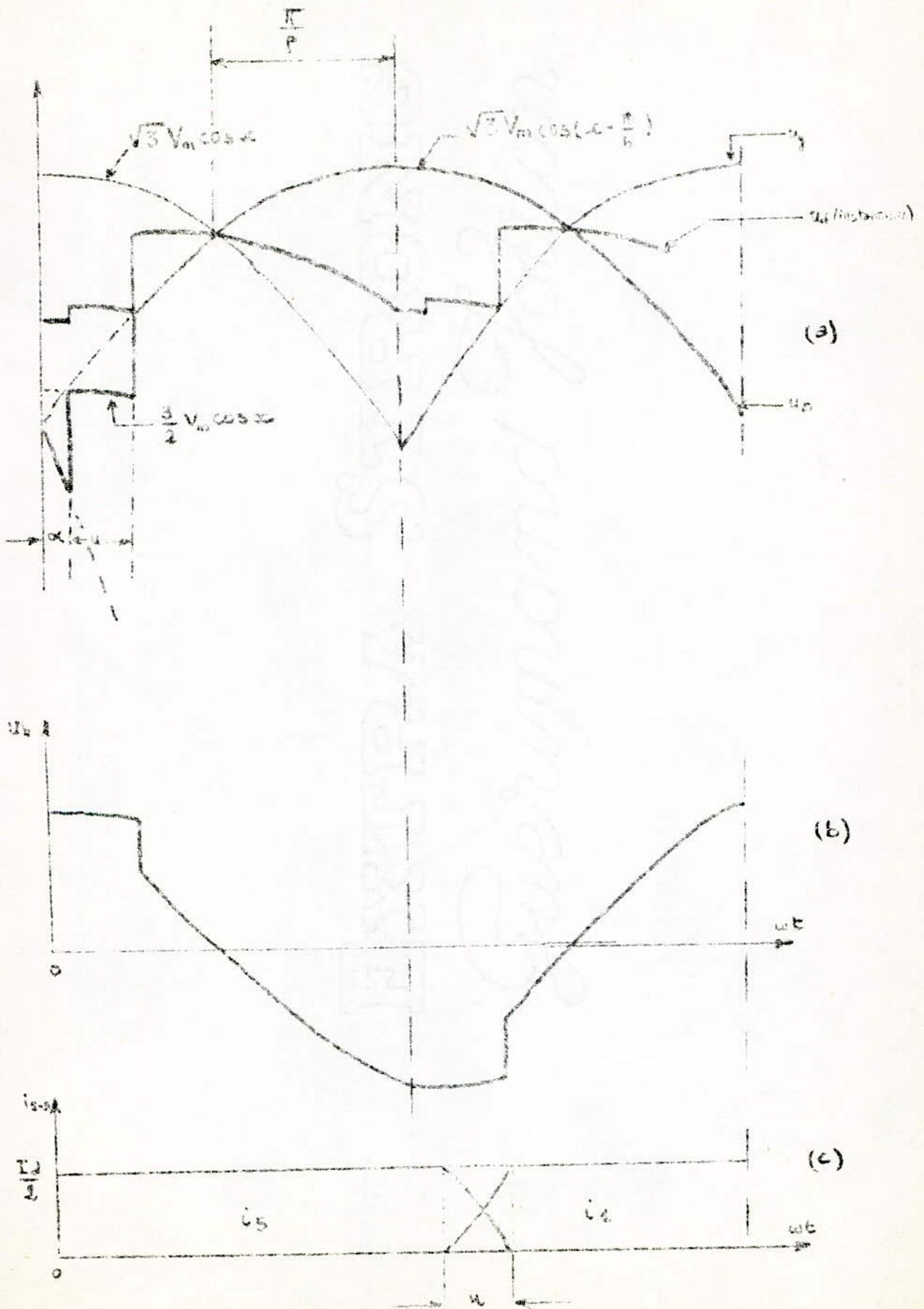


FIG X-2

Ci-dessous on donne le tableau des valeurs efficace et fluxmétrique de la tension entre bornes extrêmes de la bobine d'absorption (en fonction de la chute inductive).

U	$dx = \frac{1 - \cos u}{2}$	U_b/U_{dio}	$U_{b\phi}/U_{dio}$
0deg	0	0,083	0,0784
15	1,7%	0,115	0,116
20	3%	0,125	0,136
28	6%	0,136	0,149
30	6,7%	0,134	0,149
37	10%	0,120	0,1355

.../...

XI- PERTES ET RENDEMENT :

A) P E R T E S :

Les principales pertes présentées par un groupe transformateur redresseur sont :

- Les pertes dans le fer du transformateur et dans les accessoires, qui sont constantes et intitulées F_0 .
- Les pertes dues à la tension du Seuil des thyristors F_T
- Les pertes dans les enroulements, dans les liaisons et les coupe-circuits F_R .
- Les pertes supplémentaires F' .

A-1) PERTES DANS LE TRANSFORMATEUR :

Les pertes dans le transformateur principal se composent essentiellement par les pertes dans les enroulements, les pertes dans le métal des enroulements, les pertes supplémentaires et les pertes dues aux systèmes de refroidissement.

a) LES PERTES DANS LE FER :

Ces pertes dépendent de l'induction adoptée et de la constitution du circuit magnétique.

Elles font parties des pertes constantes du groupe redresseur.

Ces pertes sont généralement indiquées par les constructeurs du transformateur pour la tension nominale.

b) PERTES DANS LES ENROULEMENTS :

Les pertes dans les enroulements du transformateur sont les pertes joules des côtés primaires et secondaires.

Ces pertes comme nous le savons sont proportionnelles au carré du courant débité I_d .

Connaissant les nombres des enroulements (n_1, n_2) et les résistances moyennes unitaires des différents côtés du transformateur,

Les pertes s'expriment donc par :

$$\left. \begin{array}{l} P_{rp} = n_1 r_1 I_p^2 \\ P_{rs} = n_2 r_2 I_s^2 \end{array} \right\} \Rightarrow P_{rt} = P_{rp} + P_{rs}$$

.../...

P_{rt} : représente la puissance mesurée pendant l'essai en court-circuit
(pertes joules totales).

c) PERTES DUES AUX SYSTEMES DE REFROIDISSEMENT :

Pour des transformateurs à ventilation forcée, à refroidissement par eau ou à circulation forcée d'huile, dans ce cas on a intérêt à tenir compte de la consommation des ventilateurs, des pompes dans l'établissement des pertes .

Ces dernières sont constantes et on peut les inclure dans les pertes à vide du transformateur.

Pour des transformateurs à refroidissement naturel, le problème ne se pose pas.

d) PERTES SUPPLEMENTAIRES :

∏ la présence des courants parasites qui se manifestent dans le métal des conducteurs nous obligent à majorer les pertes résistives pour en tenir compte des pertes supplémentaires.

D'une manière générale les pertes supplémentaires sont très faibles et peuvent être négligées suivant la méthode utilisée pour le calcul de la valeur efficace des courants.

A-2) PERTES DANS LE BLOC REDRESSEUR :

$P_c = \frac{I}{T} \int_0^T (U_s + R_d i_m) i_m dt$ L'énergie dissipée par seconde c'est à dire la puissance sera

$$P_c = \frac{U_s}{T} \int_0^T i_m dt + \frac{R_d}{T} \int_0^T i_m^2 dt$$

$$P_c = U_s I_m + R_d I_{eff}^2$$

Pour un groupe comportant n thyristors

$$P_c = n (U_s I_m + R_d I_{eff}^2) \quad \text{voir VII-2}$$

a) PERTES DANS LES LIAISONS :

∏ Les pertes dans les liaisons sont des pertes par effet joule et dépendent de la résistance des circuits et des courants qui les parcourent nous appellerons P_{rl} ces pertes .

b) PERTES DANS LES FUSIBLES :

Ces pertes sont produites par effet joule, donc elles sont la forme suivantes :

$$P_{fm} = r_f I_{fn}^2$$

ou r_f : résistance du fusible supposée constante

I_{fn} : intensité nominale (efficace) du fusible.

B) TOTALISATION DES PERTES ET CALCUL DU RENDEMENT :

Soit P la somme des pertes dues aux différentes parties du groupe transfo-redresseur :

$$\sum P = P_o + P_r + P_T + P'$$

P_o = pertes constantes

P_T : pertes proportionnelles à I_d

P_r = pertes résistives

P' : pertes fonction de I_d

De tout ce qui précède on peut donc en déduire le rendement.

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + \sum P}$$

.../...

XII) PROTECTION DES CONVERTISSEURS

Les principales perturbations sont dues à des surintensités ou des surtensions ou encore à des défaillances de composant qui peuvent se traduire par des courts-circuits.

Les 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 très faible et il suffit que des courants de défauts de faible durée naissant pour dépasser les températures des jonctions au delà desquelles les semi-conducteurs sont définitivement détériorés.

SURTENSIONS :

Les surtensions peuvent provenir des sources extérieures (foudres, surtensions de manœuvre sur le réseau d'alimentation), de manœuvre de disjoncteur sur le transformateur du groupe, d'interruption des courants de défauts par les disjoncteurs du circuit continu.

Les marges de tension posés pour les semi-conducteurs et qui sont 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 très souvent amorties sur les redresseurs au moment de la coupure à vide d'un transformateur, des surtensions assez importants provoqués par l'énergie électromagnétique emmagasinée dans les inductances totales des phases de transformateur peuvent apparaître.

Pour protéger les semi-conducteurs il est indispensable d'installer des dispositifs de réductions de surtensions qui sont constitués par des circuits (R.L.C.) ou par des éléments à caractéristiques $V = f(I)$ non linéaire.

SURINTENSITE :

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

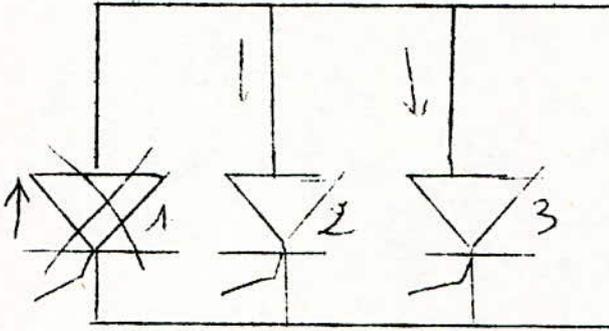
- courts-circuits divers, claquage des thyristors, manque de tension d'amorçage intempestif.

Ces causes peuvent être classées en deux catégories :

Les surintensités d'origine externe, provoquées soit par le circuit de charge, soit par le réseau d'alimentation, soit par des circuits de commande et de régulation.

- Les surintensités d'origine interne, provoquées par la défaillance d'un thyristor ou des ses composants directement associés et comprenant des amorçages intempestifs.

La cessation de l'effet redresseur se produisant aux tensions normales dans un semi-conducteur est un claquage, sous l'effet des surintensités inverses, le thyristor peut être mis en court circuit.



courant de court-circuit provoqué par la cessation de l'effet redresseur d'un thyristor.

Le courant traversant le thyristor en défaut est le courant de court-circuit.

Ce courant est réparti entre tous les thyristors du bras qui débite dans ce défaut.

Pour l'amorçage intempestif il consiste en un amorçage prématuré d'un thyristor ou d'un bras.

Pour le défaut en onduleur, il peut être provoqué soit par une recombinaison, soit par l'absence de tension du réseau, soit par un amorçage intempestif, soit par un manque d'amorçage.

Ce défaut se produit surtout lors des récupérations à pleine tension sur un groupe onduleur.

A ce moment si la tension du réseau baisse le courant augmente et l'angle de commutation qui est défini par :

$$\cos \alpha - \cos (\alpha + u) = 2 \text{ dx augmente.}$$

MOYENS DE PROTECTION :

Le thyristor comme il a été déjà dit précédemment, à une inertie très faible, exige des moyens de protection très rapides qui sont :

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

Les fusibles protègent les thyristors dans tous les cas (sauf évidemment lorsque le claquage d'un thyristor est à l'origine d'un défaut).

Pour les défauts externes, les disjoncteurs et la protection électronique doivent fonctionner et les fusibles ne doivent pas fondre.

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, le

Le choix des fusibles associés à chaque thyristor est le plus important dans l'étude de protection.

Un coupe circuit doit être toujours utilisé à une tension au plus égale à sa tension nominale.

Il doit être utilisé de façon à ce que le courant soit inférieur ou égal à son courant nominal.

Pouvoir de coupure :

C'est la valeur la plus élevée du courant que peut couper le fusible sous une tension donnée et dans des conditions déterminées.

Durée de préarc :

C'est le temps qui s'écoule à partir du moment où commence à circuler un courant suffisant pour faire fondre le conducteur fusible jusqu'à l'instant où un arc commence à se former.

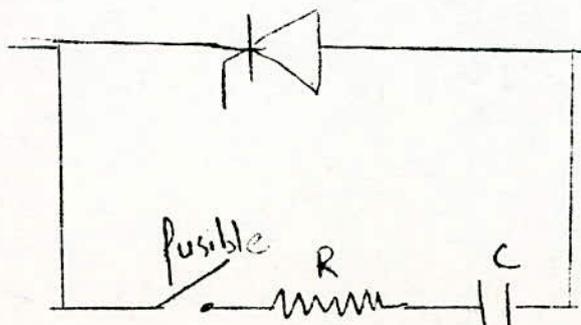
Durée de l'arc :

C'est le temps qui s'écoule du moment où l'arc commence à se former jusqu'à l'instant où le circuit est coupé.

Durée totale de fonctionnement.

Durée totale = Durée de l'arc + Durée de préarc.

Pour protéger chaque thyristor individuellement, il est nécessaire de connecter un circuit R,C monté parallèlement avec chaque thyristor un tel schéma est donné à la figure ci-dessous.



R : résistance de décharge.

.../...

XIII DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES DU GROUPE CONVERTISSEUR

R E S E A U :

$$U_L = 30 \text{ Kv} \pm 5 \%$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

M O T E U R :

Puissance nominale 4500 Kw

Tension nominale $U_d = 800 \text{ V}$

Courant nominale $I_d = 5625 \text{ A}$

BLOC REDRESSEUR : $p = 12$ $g = 2$ $q = 3$

TENSION A VIDE :

On prendra une chute de tension de 7 %

$$U_{dio} = \frac{U_d}{1 - d} = \frac{800}{1 - 0,07} = 860 \text{ V}$$

TENSION D'ALIMENTATION DU BLOC :

$$U_{vo} = 0,74 U_{dio} = 0,74 \cdot 860 = 636 \text{ V}$$

TENSION INVERSE PAR UN BRAS POUR 30 Kv + 5 %

$$U_{iom} = U_{im} = (1 + 0,05) 1,05 = 1,05 \cdot 1,05 U_{dio}$$

$$U_{iom} = U_{im} = 950 \text{ V}$$

VALEUR MOYENNE DU COURANT DANS UN BRAS :

$$I_q = \frac{I_d}{gq} = \frac{5625}{2 \cdot 3} = 937,5 \text{ A}$$

VALEUR EFFICACE DU COURANT DANS UN BRAS :

$$I = \frac{I_d}{g \sqrt{q}} = \frac{5625}{2 \sqrt{3}} = 1624 \text{ A}$$

.../...

COURANT D'ALIMENTATION DU BLCC :

$$I_v = \sqrt{2} \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{5625}{\sqrt{3}} = 2296 \text{ A}$$

CARACTERISTIQUES DU TRANSFORMATEUR :

Courant de ligne

$$I_L = 0,585 \frac{I_d}{\cos \varphi} \frac{U_d}{U_L}$$

$\cos \varphi' = 1 - 0,9 dx$ avec une chute inductive $dx = 6 \%$

$$\cos \varphi' = 0,946$$

avec un courant magnétisant de 1 % on a $\cos \varphi = 0,942$ (figure VIII-2)

$$\text{d'où } I_L = 0,585 \frac{5625}{0,942} \frac{800}{30 \cdot 10^3} = 93 \text{ A}$$

ALIMENTATION DE 30 Kv \pm 5 % avec $f = 50$ Hz. Deux $\frac{1}{2}$ primaires découplés connectés en étoile.

COURANT DANS CHAQUE 1/2 PRIMAIRE :

$$I_{py} = 0,302 \frac{U_d}{U_L} \frac{I_d}{\cos \varphi} = 0,302 \frac{800}{30 \cdot 10^3} \frac{5625}{0,942}$$

$$I_{py} \approx 48 \text{ A}$$

COURANT DE SORTIE SUR CHAQUE PONT :

$$I_v = 2296 \text{ A}$$

un secondaire en étoile, l'autre en triangle.

COURANT DANS L'ENROULEMENT TRIANGLE :

$$I_{s\Delta} = \frac{I_v}{\sqrt{3}} = \frac{2296}{\sqrt{3}} = 1325,6 \text{ A}$$

COURANT DANS L'ENROULEMENT ETOILE :

$$I_{sy} = I_v = 2296 \text{ A}$$

THYRISTOR :

Si (n_p) est le nombre de files de thyristors en parallèle par bras avec le fonctionnement à ($n_p - 1$) et un déséquilibre de 10 % dans la répartition du courant nous devons avoir :

$$n_p - 1 \geq 1,10 \frac{I_o}{k I_f}$$

k) coefficient inférieur à 1. Ce dernier tient compte de la surcharge.

l) courant moyen direct que peut supporter le thyristor en permanence.

Type des Thyristors : ils sont prévus pour $I_f = 550 \text{ A}$ (thyristor CS 550) avec une surcharge de 100 % , $k = 0,55$

$$\text{d'où } n_p - 1 \geq 1,10 \frac{937,5}{0,55 \cdot 550} = 3$$

$$n_p \geq 4$$

d'après les normes de ce type de thyristor, il peut supporter une tension inverse maximale de 1600 V.

Si (n_s) = 1 représente le nombre de thyristors par file, on aura $2 n_p$ thyristor par bras dans le sens direct et $2 n_p$ dans le sens inverse.

Le nombre total de thyristors sera

$$n = 2 (n_p \cdot n_s) \cdot 12 = 2 \cdot 4 \cdot 1 \cdot 12 = 96$$

COURANTS DE COURT-CIRCUIT :

On augmentera ces courants de 3,5 % quand les 2 ponts fonctionnent ensemble.

On prendra une tension de court-circuit égale à 14 %

$$\text{valeur efficace : } I_k = 1,035 \cdot 0,28 \frac{I_d}{\sqrt{2}} = 11\,644 \text{ A}$$

$$\text{valeur maximale : } I_{km} = 1,035 \cdot 0,56 \frac{I_d}{\sqrt{2}} = 23\,287 \text{ A}$$

COURANT MOYEN DANS LE COURT-CIRCUIT EXTERNE

$$I_{dk} = 6 \cdot 0,18 \cdot 1,035 \frac{I_d}{\sqrt{2}} = 44\,496 \text{ A}$$

.../...

VALEUR DE CRETE MAXIMALE EN REGIME ASYMETRIQUE

pour un $\cos \theta = 0,26 = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X^2}}$) soit $\theta = 75^\circ$

On aura $\hat{I}_{km} = 1,4 \hat{I}_{km}$ (d'après la figure)

$$\hat{I}_{km} = 32\ 602\ A$$

CARACTERISTIQUES DU FUSIBLECOURANT NOMINAL DU FUSIBLE

Soit I_{fn} la valeur efficace du courant nominal du fusible et n_p le nombre de files en parallèle par bras.

En régime permanent On doit avoir :

$$I_n > \frac{I}{n_p} \quad) = \frac{1624}{4} = 426\ A$$

Pour éviter tout risque de fusion du fusible on prendra un fusible qui a pour courant nominal $I_{fn} = 600A$.

La tension nominale du fusible sera telle que :

$$U_{fn} > U_{vo}$$

$$U_{fn} > 636\ V \text{ on prendra } U_{fn} = 800\ V$$

BOBINE D'ABSORPTION

avec une chute inductive $dx = 6\%$ on a :

TENSION EFFICACE ENTRE BORNES EXTREMES

$$U_b = 0,136 U_{dio} = 117\ V$$

TENSION FLUXMETRIQUE

$$U_{b\phi} = 0,149 U_{dio} = 128\ V$$

PUISSANCE APPARENTE

$$P_b = U_b \frac{I_d}{2} = 117 \frac{5625}{2} = 329\ KVA$$

PUISSANCE DE DIMENSIONNEMENT EST :

$$P_D = \frac{3,3}{12} U_{b\phi} \frac{I_d}{2} = \frac{3,3}{12} 128 \frac{5625}{2} = 99\ KVA$$

.../...

L'enroulement se limite à deux barres traversantes pour 2812,5 A chacune
le flux maximal est donné par la relation

$$\phi_m = \frac{\sqrt{2}}{6 w} U_b \phi = \frac{\sqrt{2}}{6.314} 128$$

$$\phi_m = 9,6 \cdot 10^{-2} \text{ wb}$$

le circuit magnétique peut être ainsi déterminé .

VERIFICATION : chutes de tension

- chute inductive due au transformateur $d_{xt} = 0,056$

- chute dans les liaisons 0,4 %

- chute due à l'impédance du réseau = 0

- chute inductive totale

$$d_x = 0,056 + 0,004 = 0,06$$

- chute résistive :

$$\text{On a } P_r = 57 \text{ Kw}$$

$$d_r = \frac{P_r}{U_{dio} I_d} = \frac{57 \cdot 10^3}{860,5625} = 0,01$$

- chute relative totale

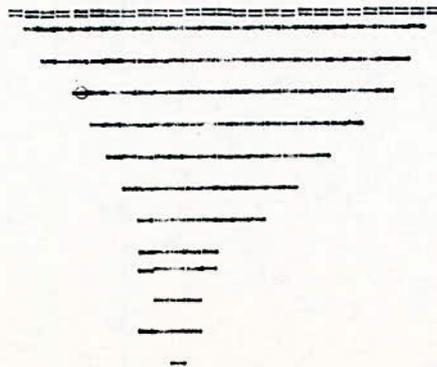
$$d = 0,06 + 0,01 = 0,07$$

- chute de seuil des thyristors

$$U = 2 \cdot 1 = 2 \text{ V}$$

Valeur exacte de U_{dio}

$$U_{dio} = \frac{U_d + U}{1 - d} = \frac{800 + 2}{1 - 0,07} = 862 \text{ V}$$



.../...

PERTES ET RENDEMENT

		KW
P ₀	Pertes à vide du transf	30
	Pertes à vide bobine	2
	Pertes (Protection + Relais)	0,5
	T o t a l	32,5
P _T	Pertes de seuils des thyristor $P_T = \text{nut}_0 \frac{I_a}{n_p} = 96 \cdot 1 \cdot \frac{937,5}{4}$	22,5
	T o t a l	22,5
P _r	Pertes cuivre transf	50
	Pertes cuivre bobine	4
	Pertes fusibles	2
	Pertes liaisons	1
	T o t a l	57
P'	Pertes supplémentaires	3
	T o t a l	3

$$P = 115 \text{ KW}$$

$$U_d = 800 \text{ V}$$

$$P_n = 4\,500 \text{ KW}$$

$$\xi = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + P} = \frac{4\,500}{4\,500 + 115} \approx 97,5 \%$$

.../...

DEUXIEME PARTIE

ALIMENTATION D'ELECTROLYSEI-1 DEFINITIONS

// Le courant électrique a des effets chimiques :

On observe des décompositions quand il traverse certains liquides appelés électrolytes et qui ne peuvent être que des acides, des bases ou des sels, soit fondus, soit en dissolution généralement dans l'eau.

// L'opération, appelée électrolyse se fait dans une cuve; la lame conductrice par laquelle arrive le courant est l'électrode positive (borne d'entrée) ou anode; l'autre lame est l'électrode négative (borne de sortie) ou cathode.

I-2 GENERALITES

// Le fonctionnement d'une installation électrolytique implique la mise en oeuvre d'un ensemble d'ateliers comprenant :

- La production de l'énergie et spécialement du courant continu
- L'électrolyse
- La préparation, le traitement et la récupération des produits.

I-3 APPLICATIONS

// Les applications de l'électrolyse sont nombreuses :

On l'utilise pour la préparation industrielle d'un grand nombre de corps (hydrogène, oxygène, chlore, soude, chlorate de potassium, aluminium, cuivre etc ...)

// La branche de la chimie qui l'emploie dite électrochimie est en plein développement et a déjà une importance considérable.

Exemple :

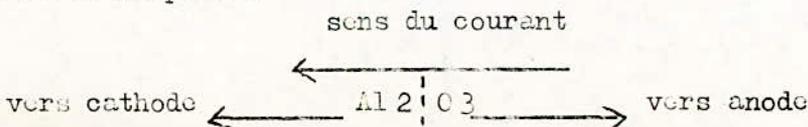
Un exemple typique est celui de la préparation de l'aluminium par électrolyse dans laquelle de très fortes intensités de courants sont atteintes (jusqu'à 100 000 A).

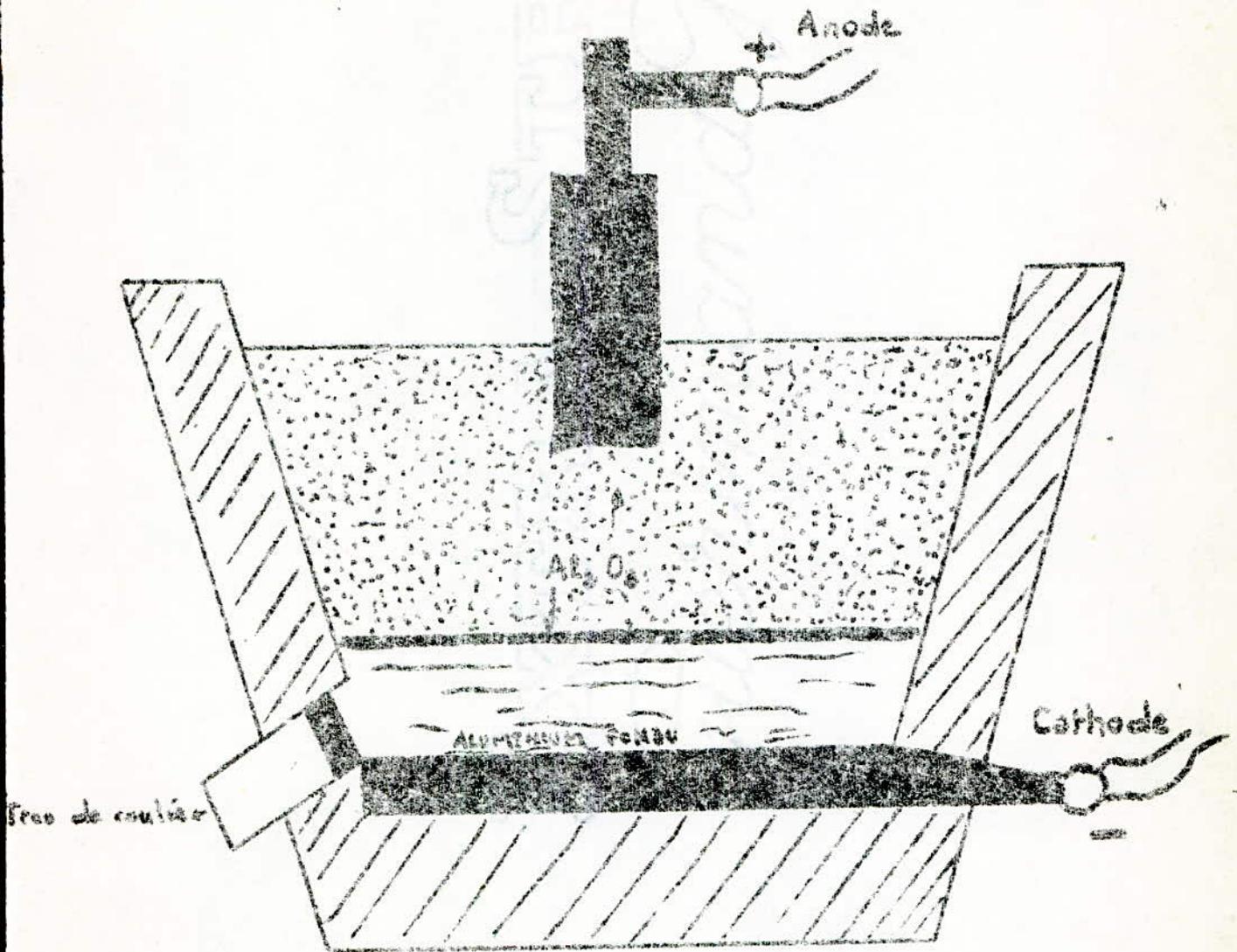
De la bauxite, on extrait l'alumine pure, puis on électrolyse cette aluminium dissoute dans un bain de cryolithe.

Le dépôt métallique est obtenu à la cathode par le passage d'un courant continu qui traverse des cuves en série comme le montre la coupe schématique (Fig C)

// Le courant électrique de grande intensité qui traverse la cuve maintient son contenu à l'Etat liquide par effet joule à la température de 950° environ.

On constate que pratiquement, seule l'aluminium est décomposé d'après la coupure :





CUVÉ ELECTROLYTIQUE
POUR LA PREPARATION DE L'ALUMINIUM.

FIG - C

2 Al \rightarrow vont vers la cathode, y perdent leurs charges et donnent les atomes métalliques \rightarrow 2 Al, ainsi on obtient de l'aluminium liquide au contact de la cathode.

La tension aux bornes d'une cuve est réglée à 5 ou 6 Volts.

Parmi les applications de l'aluminium, nous remarquons son utilisation pour le transport d'énergie électrique à distance. C'est surtout à cause de sa légèreté et de sa très bonne conduction qu'il est employé. Mais comme sa ténacité n'est pas suffisante pour construire les lignes, le plus souvent les câbles conducteurs ont une âme d'acier sur laquelle sont toronés des fils d'aluminium.

a) La conversion en courant continu pour l'électrolyse est réalisé par des procédés de conception nouvelle à savoir les redresseurs à semi-conducteurs (A l'époque, on utilisait des génératrices unipolaires pour la production de fortes intensités).

MONTAGE

Le montage de conversion sera comme précédemment (cas du moteur) sauf qu'ici on n'a pas besoin d'inverser le sens du courant (pas de récupération d'énergie).

Le transfert de l'énergie s'effectuera donc du réseau Alternatif par le pont redresseur indiqué sur la Fig D.

Pont Graët parallèle avec bobine d'absorption pour lequel :

$$g = 2 , \quad q = 3 \quad p = 12.$$

Dans le cas du moteur à courant continu, nous étions contraints à contrôler les thyristors par deux angles de retard différents sans toutefois donner les types de circuits qui doivent remplir ce travail.

Nous jugeons bon d'étudier le procédé de déclenchement des thyristors par la commande par impulsions qui dissipe peu de puissance dans la gachette et évite les amorçages intempestifs.

Le circuit de déclenchement est choisi d'après la puissance des thyristors, le type d'application, le prix de revient Nous donnerons seulement l'exemple d'amorçage par transistor unijonction ou relaxateur synchronisé.

I-4 COMMANDE D'UN THYRISTOR Fig E.

Le circuit est alimenté par la tension u du réseau, redressée par un pont de diodes suivi d'un dispositif émetteur à résistance série et diodes ZIEMER.

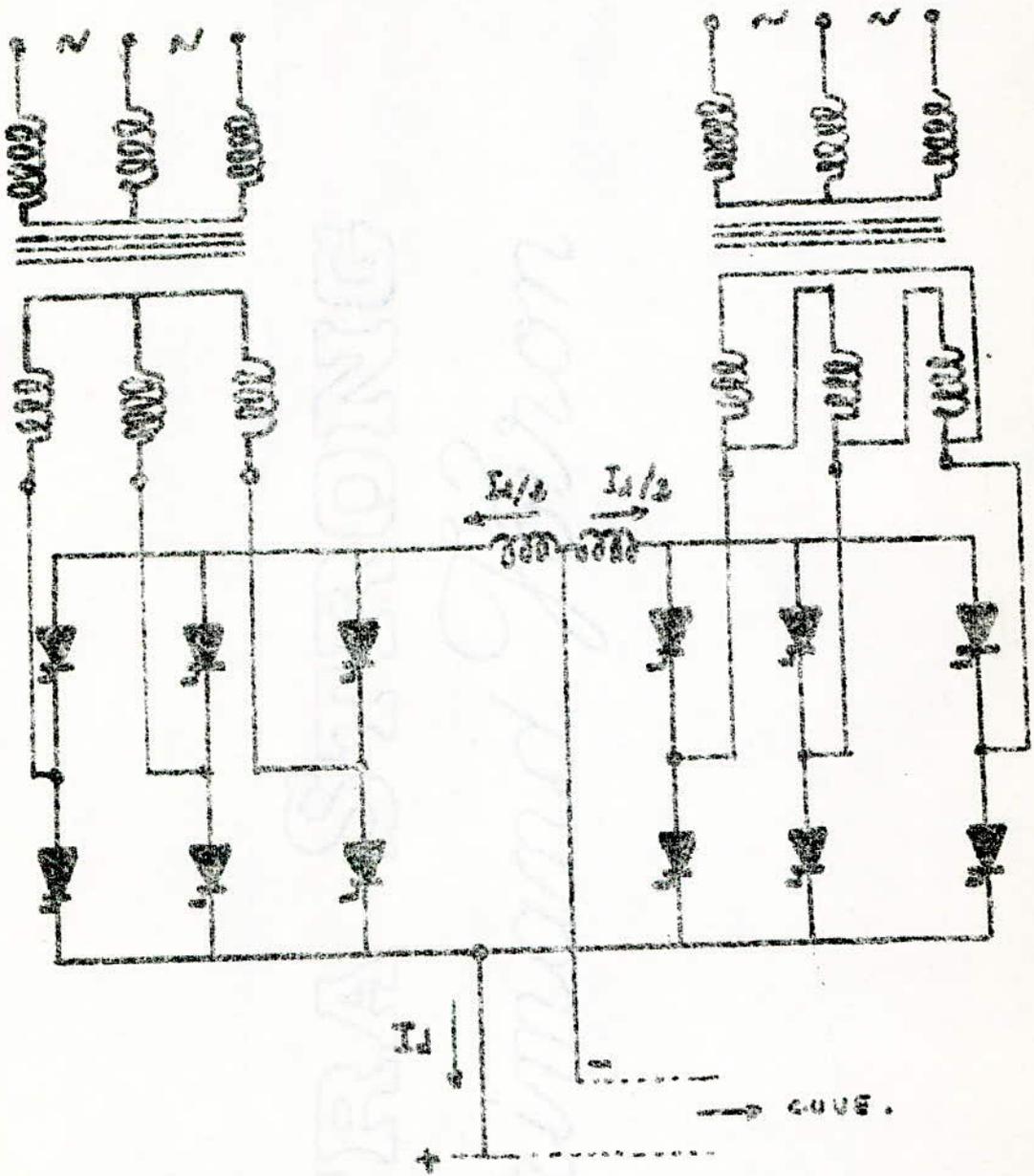


FIG-D

- FONCTIONNEMENT :

Le condensateur est chargé progressivement à travers la résistance R, la tension obtenue entre les points A et B s'annule deux fois par période et il en résulte de même de v . Lorsque v atteint la tension dite de pic V_p , le transistor unijonction conduit et C se décharge brusquement et une impulsion de tension v_b apparaît aux bornes de la résistance R. On obtient ainsi pour chaque valeur de R, un angle de retard conservant une valeur constante. L'amorçage a lieu si l'impulsion est présente et la tension $u_1 > 0$.

Si nous supposons que $v_p = \eta V_{bb}$ est la tension de pic du transistor unijonction et que le condensateur se décharge complètement lorsque sa tension de charge atteint V_p . On peut alors établir l'expression de la période T_0 des oscillations.

La tension aux bornes d'un condensateur à l'instant t est :

$$v_c = E (1 - e^{-t/Z})$$

pour $t = T_0$ on a $v_c = V_p$ d'où

$$V_p = E (1 - e^{-T_0/Z})$$

$E = V_z$ tension aux bornes de la diode Zener

$$\frac{V_p}{E} = 1 - e^{-T_0/Z} \quad e^{-T_0/Z} = 1 - \frac{V_p}{E}$$

Avant l'amorçage du transistor unijonction, son courant est nul donc

$$V_{bb} = E = V_z \quad \text{et} \quad V_p = \eta E$$

$$e^{-T_0/Z} = 1 - \frac{V_p}{E} = 1 - \eta$$

$$\text{d'où} \quad \frac{T_0}{Z} = \ln \frac{1}{1 - \eta}$$

$$T_0 = 2,3 \lg \frac{1}{1 - \eta} \quad \text{avec} \quad Z = RC.$$

Le temps de retard de l'amorçage du thyristor est T_0 . Si T est la période de u on aura :

$$\frac{\theta}{360^\circ} = \frac{T_0}{T} \Rightarrow \theta = 360 \frac{T_0}{T}$$

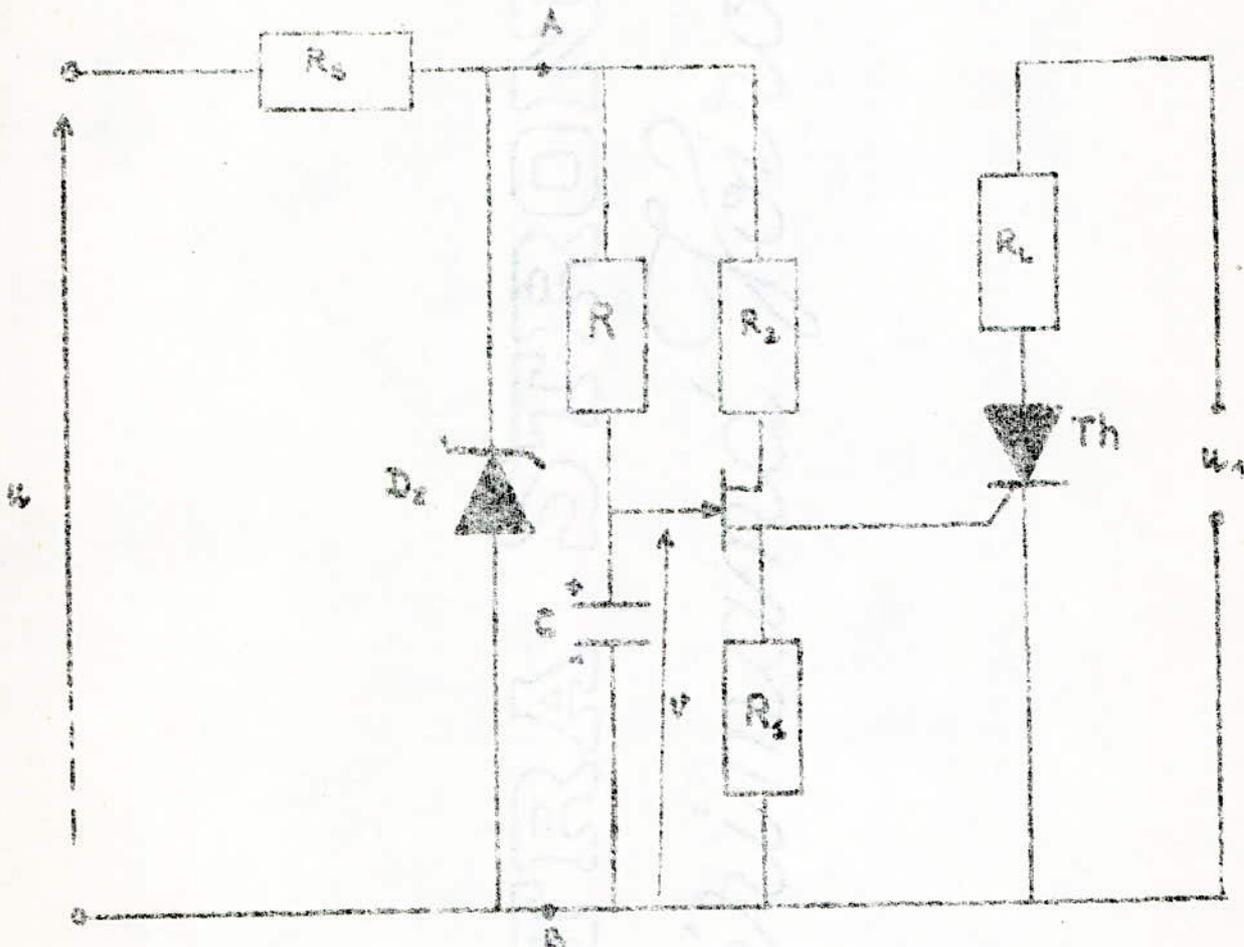


FIG-E

II HARMONIQUES DE LA TENSION REDRESSEE

La tension obtenue est périodique et peut être décomposée en série de Fourier ceci permet d'isoler tel ou tel harmonique en vue de juger de la gêne qu'il peut apporter dans le circuit à courant continu si on ne tient pas compte du phénomène d'empiètement et pour $\alpha = 0$.

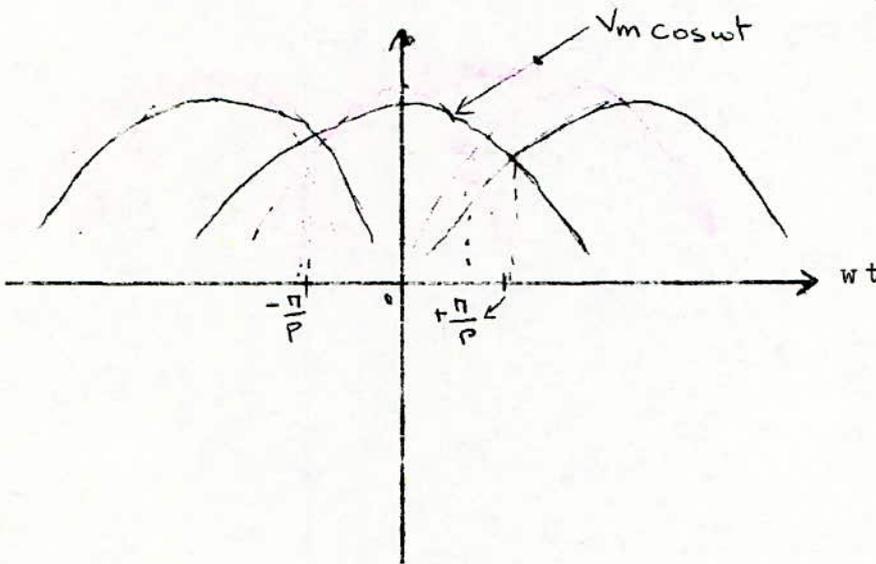
Le développement de la tension redressée d'indice $p = 12$ est le suivant :

l'origine étant prise au milieu d'une calotte, on obtient :

$$u_d = U_{dio} + B_1 \cos p \omega t + B_2 \cos 2 p \omega t + \dots + B_n \cos n p \omega t$$

u_d est la période $T' = \frac{T}{p}$ ou $2 \frac{\pi}{p}$, sa fréquence $f' = pf$

$$\omega' = p\omega$$



CALCUL DE B_n

Soit $x = \omega t$

$$B_n = \frac{2}{2\pi/p} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} V_m \cos x \cos n p x \, dx = 2 V_m \frac{p}{\pi} \int_0^{\pi/p} \cos x \cos n p x \, dx$$

$$B_n = V_m \frac{p}{\pi} \int_0^{\pi/p} (\cos (np+1)x + \cos (np-1)x) \, dx$$

$$B_n = V_m \frac{p}{\pi} \left(\frac{1}{np+1} \sin (np+1)x + \frac{1}{np-1} \sin (np-1)x \right) \Big|_0^{\pi/p}$$

$$B_n = V_m \frac{P}{\Pi} \left(\frac{1}{np+1} \sin \left(n \Pi + \frac{\Pi}{P} \right) + \frac{1}{np-1} \sin \left(n \Pi - \frac{\Pi}{P} \right) \right)$$

$$\text{Or } \begin{cases} \sin \left(n \Pi + \frac{\Pi}{P} \right) = (-1)^n \sin \frac{\Pi}{P} \\ \sin \left(n \Pi - \frac{\Pi}{P} \right) = -(-1)^n \sin \frac{\Pi}{P} \end{cases} \quad n = 1, 2, 3 \dots$$

$$B_n = (-1)^n V_m \frac{P}{\Pi} \sin \frac{\Pi}{P} \left(\frac{1}{np+1} - \frac{1}{np-1} \right) = -(-1)^n \left(V_m \frac{P}{\Pi} \sin \frac{\Pi}{P} \right) \frac{2}{n^2 p^2 - 1}$$

$$\text{avec } U_{dio} = V_m \frac{P}{\Pi} \sin \frac{\Pi}{P} \quad (\text{pour } \alpha = 0)$$

On obtient

$$B_n = -(-1)^n \frac{2}{n^2 p^2 - 1} U_{dio}$$

$$u_d = U_{dio} \left(1 + \sum_{n=1}^{\infty} -(-1)^n \frac{2}{n^2 p^2 - 1} \cos n p \omega t \right)$$

L'ondulation de la tension redressée est donc :

$$u_{\sigma} = U_{dio} \sum_{n=1}^{\infty} -(-1)^n \frac{2}{n^2 p^2 - 1} \cos n p \omega t$$

Généralement c'est la première harmonique qui introduit l'effet perturbateur.

Son amplitude est :

$$U_{p1} = U_{dio} \frac{2}{p^2 - 1} \quad (n = 1)$$

$$\text{Pour } p = 12 \quad U_{p1} = \frac{2}{144-1} U_{dio} = \frac{2}{143} U_{dio} = 0,0139 U_{dio}$$

$$U_{12,1} = 1,4 \text{ } U_{dio}$$

\underline{L} 'amplitude des harmoniques diminue à mesure qu'augmente $k p$ d'où le choix de $p = 12$ de manière à éliminer les harmoniques et du côté continu et du côté réseau. (Le montage choisit permet l'élimination des harmoniques de courant de rang 5 et 7 dans le réseau).

III DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES DU PONT FOUR L'ELECTROLYSE

RESEAU

Tension : 60 KV \pm 5%

Fréquence : 50 Hz

ALIMENTATION D'ELECTROLYSE

Tension : $U_d = 800$ Volts

Pour une charge de 25 000 A le réglage de la tension peut être effectué de 800 à 600 Volts.

La puissance du groupe est :

$$U_d \cdot I_d = 800 \cdot 25000 = 20\ 000\ \text{Kw.}$$

BLOC REDRESSUR :

Le schéma du bloc est indiqué en Fig D

$$g = 2 \quad q = 2 \quad p = 12$$

Tension idéale à vide :

avec une chute de tension de 7 %

$$U_{dio} = \frac{U_d}{1 - d} = \frac{U_d}{1 - 0,07} = 860,2\ \text{Volts}$$

Tension d'alimentation du bloc

$$U_{vo} = 0,74 U_{dio} = 0,74 \cdot 860,2 = 636,5\ \text{Volts}$$

Tension inverse supportée par un bras

$$U_{im} = 1,05 \cdot 1,05 U_{dio} = 1,05 \cdot 1,05 \cdot 860,2 = 950\ \text{Volts}$$

Valeur moyenne du courant dans un bras

$$I_a = \frac{I_d}{gq} = \frac{25000}{6} = 4167\ \text{A}$$

.../...

Valeur efficace du courant

$$I = \frac{I_d}{g \sqrt{3}} = \frac{25000}{2 \sqrt{3}} = 7200 \text{ A}$$

Courant d'alimentation du bloc

$$I_v = \frac{\sqrt{2}}{g \sqrt{3}} I_d = \frac{\sqrt{2} \cdot 25000}{2 \sqrt{3}} = 10200 \text{ A}$$

CARACTERISTIQUES DU TRANSFORMATEUR

Courant de ligne

$$I_l = 0,585 \frac{I_d}{\cos \varphi} \frac{U_d}{U_l}$$

$$dx = 6 \% \text{ (chute inductive)} \quad \text{---} \quad \cos \varphi' = 1 - 0,9 dx = 0,946$$

d'où $\cos \varphi' = 0,942$ avec 1 % de courant magnétisant Fig VIII-2

On obtient :

$$I_l = 0,585 \cdot \frac{25 \cdot 800}{0,942 \cdot 60} = 207 \text{ A}$$

Courant dans chaque 1/2 primaire.

$$I_{py} = 0,302 \frac{U_d}{U_l} \frac{I_d}{\cos \varphi} = 0,302 \frac{800 \cdot 25}{60 \cdot 0,942} = 107 \text{ A}$$

Courant de sortie sur chaque pont :

$$I_v = 10\ 200 \text{ A}$$

Courant dans l'enroulement étoile

$$I_{sy} = I_v = 10\ 200 \text{ A}$$

Courant dans l'enroulement triangle

$$I_{sd} = \frac{I_v}{\sqrt{3}} = \frac{10\ 200}{\sqrt{3}} = 5890 \text{ A}$$

Thyristor (voir application sur le moteur)

$$n_p - 1 \gg 1,10 \frac{I_a}{k I_f}$$

$$n_p - 1 \gg 1,10 \frac{4167}{0,55 \cdot 550} = 15$$

$$n_p \gg 16$$

Si on prend 1 thyristor par file on aura le nombre total $n_t = 12n_p = 12 \cdot 16 = 192$

Courant de court circuit externe dans un bras

e_z est considéré égale à 14 %

Valeur efficace

$$I_k = 1,035 \cdot 0,28 \frac{I_d}{e_z} = 1,035 \cdot 0,28 \frac{25000}{0,14} = 51750 \text{ A}$$

Valeur maximale :

$$I_{km} = 1,035 \cdot 0,56 \frac{I_d}{e_z} = 1,035 \cdot 0,56 \frac{25000}{0,14} = 103500 \text{ A}$$

Valeur de crête maximale en regime asymétrique

$$\text{Pour } \cos \theta = 0,26 \quad \theta = 75^\circ$$

$$\hat{I}_{km} = 1,4 I_{km} \quad \hat{I}_{km} = 1,4 \cdot 103500 = 144900 \text{ A}$$

CARACTERISTIQUES DU FUSIBLE

$$I_n > \frac{I}{n_p} = \frac{7200}{n_p} \text{ A}$$

$$I_n > \frac{7200}{16} = 450 \text{ A}$$

On prendra $I_n = 650 \text{ A}$

Tension nominale du fusible

$$U_n > U_{vo}$$

s o i t
$$U_n > 636,5 \text{ V}$$

On prendra
$$U_n = 800 \text{ V}$$

BOBINE D'ABSORPTION

Tension efficace et fluxmétrique entre bornes extrêmes avec

$$dx = 6 \%$$

$$U_b = 0,136 U_{dio} = 0,136 \cdot 860,2 = 117 \text{ V}$$

$$U_{b\phi} = 0,149 U_{dio} = 0,149 \cdot 860,2 = 128 \text{ V}$$

Puissance apparente

$$P_b = U_d I_d / 2 = 117 \cdot 25 / 2 = 1462,5 \text{ Kva.}$$

Puissance de dimensionnement

$$P_d = \frac{3,3}{12} U_{b\phi} \frac{I_d}{2} = \frac{3,3}{12} \cdot \frac{128 \cdot 25}{2} = 440 \text{ Kva.}$$

Flux maximal

$$\phi_m = \frac{\sqrt{2}}{6 W} U_{b\phi} = \frac{\sqrt{2}}{6 \cdot 314} \cdot 128 = 9,6 \cdot 10^2 \text{ Wb}$$

Chutes inductives :

- due au transformateur $dx = 0,06$
- dans les liaisons $0,3 \%$
- due à l'impédance du réseau = 0

Chute inductive totale

$$dx = 0,06 + 0,003 = 0,063$$

Chute résistive

$$Pr = 196 \text{ Kw}$$

$$Dr = \frac{Pr}{Id U_{dio}} = \frac{200}{25.860,2} = 0,009$$

Chute relative totale

$$d = 0,063 + 0,009 = 0,072$$

Chute due aux thyristors

$$U = 2 \cdot 1 \text{ V}$$

Valeur exacte de U_{dio}

$$U_{dio} = \frac{U_d + U}{1 - d} = \frac{800 + 2}{1 - 0,072} = 864 \text{ V}$$

Pertes et rendement :

$$P_o = 100 \text{ Kw}$$

$$P_{thy} = n_t U_T \frac{I_a}{n_p} = 192 \cdot 1 \cdot \frac{4.167}{16} = 50 \text{ Kw}$$

Pertes cuivre transformateur : 170 Kw

" " bobine 20 Kw

" fusible 4 Kw

" liscion 2 Kw

TOTAL ... 196

P' perte supplémentaire 3,5 Kw

$$\Sigma P = 350 \text{ Kw}$$

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + \Sigma p} = \frac{800 \cdot 25}{800 \cdot 25 + 350} = 98,88$$

.../...

C O N C L U S I O N

Les progrès réalisés dans le domaine des semi-conducteurs de puissance ont conduit à l'étude et à la construction de groupes convertisseurs entièrement statiques destinés à remplacer les groupes convertisseurs tournants.

L'alimentation par convertisseur présente par rapport à l'alimentation par génératrice l'avantage d'être entièrement statique. Cela peut conduire à une économie importante sur les frais d'installation du fait qu'il n'est pas nécessaire d'avoir des fondations coûteuses comme pour un groupe tournant et aussi du fait de la plus grande souplesse que l'on a pour loger les convertisseurs qui sont légers et facilement maniables.

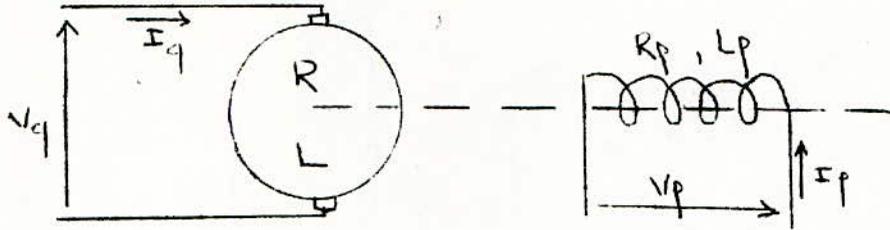
Les convertisseurs permettent d'économiser sur les frais d'exploitation et d'entretien du fait de leur meilleur rendement.

Les progrès des composants électroniques permettent d'espérer dans l'avenir une réduction de la masse et de l'encombrement des convertisseurs statiques.

II) III III E X E

I REGIME TRANSITOIRE DES MACHINES A COURANT CONTINU

GENERALITES (Cas d'un moteur)



Les équations d'un moteur à courant continu en régime variable sont données comme suit :

$$V_f = R_f I_f + L_f P I_f$$

$$V_q = M_f W' I_f + R I_q + L_p I_q$$

$$C_e = M_f I_f I_q$$

$$C_m = M_f I_f I_q - j p w'$$

W' : vitesse de rotation de la machine supposée bipolaire.

M_f : Mutuelle inductance de rotation .

V_q : Tension d'induit.

I_q : Courant d'induit.

V_f : Tension d'excitation

I_f : Courant d'excitation

C_m : Couple mécanique appliqué à la machine.

C_e : Couple électromagnétique développé par la machine.

J : moment d'inertie de l'ensemble des masses tournantes liées à la machine.

Ce qui est demandé : c'est un réglage de vitesse par variation de la tension d'induit , ceci nous amène donc à maintenir constant les valeurs V_f et I_f .
Les seules variables sont donc V_q et W'

En régime transitoire, les équations seront donc :

$$V_q = (R + Lp) I_q + Mf If W' \quad A$$

$$Mf If I_q = p w' + C_m$$

$$V_q = R (1 + T_p) I_q + B w' \quad B$$

$$B I_q = p w' + C_m$$

aved. $T = L/R$, $B = Mf If = K \phi$

En considérant les 2 équations du système B, on aura en éliminant le courant I_q :

$$I_q = \frac{J p w' + C_m}{B}$$

$$V_q = R (1 + T_p) \left(\frac{J p w' + C_m}{B} \right) + B w'$$

$$V_q = \left(\frac{R (1 + T_p)}{B} J p + B \right) w' + R \left(\frac{1 + T_p}{B} \right) C_m$$

$$w' = \frac{B V_q - R (1 + T_p) C_m}{R (1 + T_p) J p + B^2}$$

$$w' = \frac{B V_q - R (1 + T_p) C_m}{R J p + T R J p^2 + B^2}$$

$$w' (P) = \frac{1}{B^2 + R J P + R J T P^2} (B V_q (P) - R (1 + T_p) C_m (P))$$

En divisant par B^2 le dénominateur on aura :

$$w' (p) = \frac{1}{1 + \frac{R J P}{B^2} + \frac{R J T P^2}{B^2}} \left(\frac{V_q (P)}{B} - R \frac{(1 + T_p) C_m (P)}{B^2} \right)$$

appelons $\frac{R J}{B^2} = T_e$ constant de temps électromagnétique on aura

$$w' (P) = \frac{1}{1 + T_e p + T_e T_p p^2} \left(\frac{V_q (P)}{B} - \frac{R (1 + T_p) C_m (P)}{B^2} \right)$$

.../...

En régime permanent, Les équations du système B deviendront :

$$V_q = RI_q + B W'$$

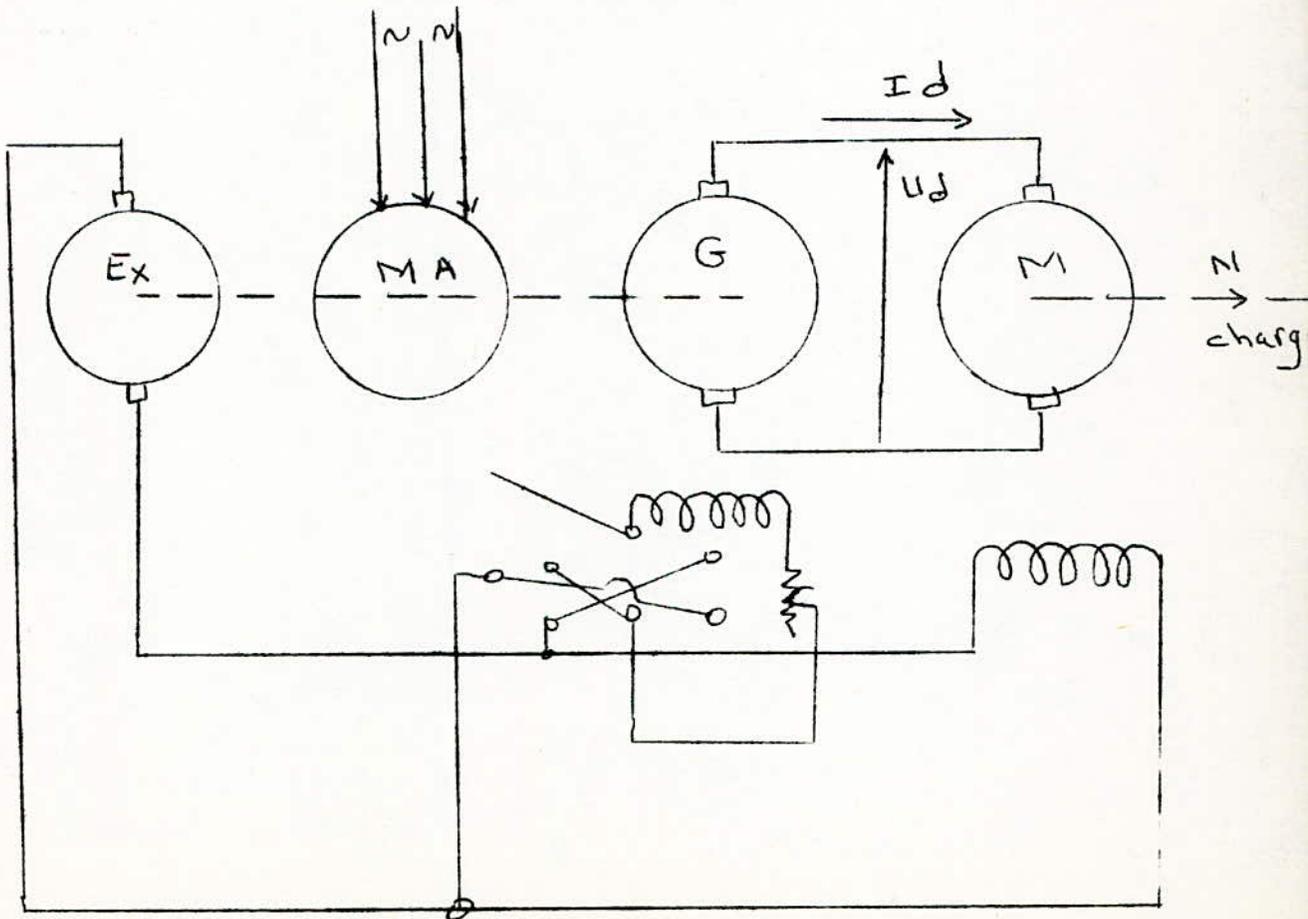
$$BI_q = C_m$$

$$W' = \frac{V_q}{B} - \frac{R C_m}{B^2}$$

Une fois le régime de la machine établi, on retrouve les équations données au début du polycopé (voir I-1 première partie).

II REALISATION DE LA TENSION CONTINUE A L'AIDE D'UN GROUPE WARD-LEONARD

A l'époque, pour obtenir la tension U_d variable nécessaire pour faire varier la vitesse du moteur, on s'est longtemps servi d'une autre machine à courant continu c'est le groupe Ward-Leonard (voir figure)



PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Un moteur asynchrone MA alimenté par le réseau triphasé entraîne une génératrice G qui débite directement sur le moteur.

Les excitations des deux machines M et G sont fournies par une génératrice auxiliaire EX.

Par action sur l'excitation de la génératrice G On modifie la tension Ud donc la vitesse N du moteur M.

En inversant l'excitation, On inverse Ud et par là la vitesse N.

Le montage est réversible, pendant les phases de freinage,

M fonctionne en génératrice et G en moteur.

Le moteur asynchrone MA devient une génératrice à synchrone débitant sur le réseau.

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

- M. MOUNIC : REDRESSEMENT
PREMIERE ET DEUXIEME PARTIE
PARIS 1969
- M. MOUNIC - G. THOMASSET : ELECTRICITE
FASCICULE IV
1973
- M. KOSTENKI et L. PIOTROUSKI : MACHINES ELECTRIQUES
TOME 1
1976
- G. SEGUIER : ELECTRONIQUE DE PUISSANCE
PARIS 1978
- R. MASCARIN : REDRESSEURS INDUSTRIELS A SEMI-CONDUCTEURS
1973
- R. CHAUPRADE : COMMANDE DE ELECTRONIQUE DES MOTEURS A COURANT CONTINU
1975
- TECHNIQUES C.E.M. : CONVERTISSEURS STATIQUES BICOURANT ET QUADRICOURANT
1974
- TECHNIQUES DE L'INGENIEURS : ELECTRICITE - ELECTRO-TECHNIQUE
TOME 4
- B.B.C BROW-BOVERIE : VARIATEURS POUR LA TECHNIQUE DE COMMANDE DES ENTREE
NEMENTS ELECTRIQUES ET DES PROCESSUS INDUSTRIELS
- NOTES DU COURS DE REGIME TRANSITOIRE DES MACHINES ELECTRIQUES DE Mr
GRISILLOW

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

INTRODUCTION	1
PREMIERE PARTIE : ALIMENTATION D'UN MOTEUR à C.C REVERSIBLE	2
I CHOIX DU MOTEUR	2
II CONVERTISSEUR STATIQUE	5
III ETUDE DES SYSTEME MONOPHASE ET POLYPHASE	7
IV COUPLAGE DE BASE DE REDRESSEUR ET CHOIX DU PONT	12
V ETUDE DES GRANDEURS ELECTRIQUES FOURNIS PAR LE BLOC REDRESSEUR	15
VI TRANSFORMATEUR DU CONVERTISSEUR	21
VII CHUTE DE TENSION DU GROUPE TRANSFO-REDRESSEUR	25
VIII FACTEUR DE DEPHASAGE	29
IX COURANTS DE COURT CIRCUIT	31
X BOBINE D'ABSORPTION	35
XI PERTES ET RENDEMENT	41
XII PROTECTION DES CONVERTISSEURS	45
XIII DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES DU GROUPE CONVERTISSEUR	49
<u>DEUXIEME PARTIE :</u>	
ALIMENTATION D'UNE ELECTROLYSE	55
I-1 DEFINITIONS	55
I-2 GENERALITES	55
I-3 APPLICATIONS	55
I-4 COMMANDE D'UN THYRISTOR	56
II HARMONIQUES DE LA TENSION REDRESSEE	58
III DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES DU PONT POUR L'ELECTROLYSE	61
CONCLUSION	66
ANNEXE	67
BIBLIOGRAPHIE	72
TABLE DE MATIERES	73