

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT ELECTRICITE

7/77

205

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

THESE DE FIN D'ETUDES

INSTALLATION DE REDRESSEURS A THYRISTORS
DE 4000 A ET POUR UNE TENSION VARIABLE
DE 0 A 800V

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

proposée Par
M. STIRBU

Etudiée Par
A.KMAEL

JUIN 1977

UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département Électricité

Section Électrotechnique

T H E S E D E F I N D ' E T U D E S

INSTALLATION DE REDRESSEURS A THYRISTORS
DE 4000A ET POUR UNE TENSION VARIABLE
DE 0 A 800V

Proposée par :

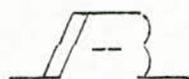
M. STIRBU

Étudiée par :

A. KAMEL

Promotion 1971-1977

Soutenue à Alger en janvier 1977



MES PARENTS

MES AMIS

---P R E F A C E---

Ce travail, présenté au terme de ma thèse de fin d'étude, en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur en Électrothnique, porte sur l'étude d'une installation de redresseurs à thyristors pour ~~une~~ tension variable.

Cette étude groupera les caractéristiques des thyristors, le mode de freinage du moteur à courant continu, le choix du transformateur et mes montages redresseurs et présentera les perturbations rencontrées dans ce type d'installation et les moyens de réduire leur endommagement.

Faute d'expérience et de pratique, je me suis servis des ouvrages théoriques et articles dont je dispose ainsi que des conseils de mon promoteur M. Stirbu.

Je tiens, dans cette occasion, à remercier M. Stirbu ainsi que tous les professeurs qui ont contribué à ma formation.

Abderrahmane KAMEL.



INTRODUCTION

La transformation du courant alternatif en courant continu a été réalisée à l'origine par des ensembles moteur-dynamo, des commutatrices, puis par des redresseurs à électrolyse et plus récemment par l'utilisation de l'arc électrique dans les redresseurs à vapeur de mercure. Pour les très fortes intensités sous des tensions relativement faibles, le commutateur à contact a rapporté une solution très satisfaisante.

Le développement des semi-conducteurs de puissance tels que diodes et thyristors a apporté dans la technique des redresseurs de puissance une importance très considérable dans le domaine de l'électricité industrielle.

Ces nouveaux dispositifs simples, sûrs, de meilleur rendement, trouvent leur place dans la traction ferroviaire à courant continu, dans l'électrochimie, dans l'électrometallurgie, dans les laminoirs et dans le transport de l'énergie sous forme continue.

Les ponts redresseurs à thyristors ont progressivement et presque totalement remplacé les groupes Ward-Léonard et autres dispositifs statiques pour l'alimentation des moteurs à courant continu à excitation séparée.

D'un encombrement réduit, les thyristors sont utilisés aussi bien dans les équipements industriels de grande puissance que dans le domaine des courants faibles (télécommunications, aéronautique etc..).

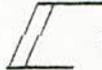
Il sera donc intéressant après avoir rappelé l'intérêt présenté par les thyristors de consacrer le premier chapitre à l'étude de leurs propriétés, leur fonctionnement et leur commande.

Etant donné qu'il s'agit d'un équipement à vitesse variable, on étudiera les caractéristiques du moteur à courant continu à excitation séparée et les divers modes de freinage (freinage dynamique et freinage par contre courant). Cette étude fait l'objet du deuxième chapitre.

Dans le troisième chapitre on étudiera l'appareil important et nécessaire dans toutes les installations de puissance. C'est le transformateur de redresseur qui ne diffère pas trop d'un redresseur normal de réseau. On verra ensuite les montages redresseurs les plus utilisés.

Dans toute installation de ce genre, l'étude des perturbations et le choix judicieux des protections sont nécessaires. Le chapitre quatre citera les perturbations les plus courantes et les divers moyens pour se protéger contre de telles perturbations.

Enfin dans le cinquième chapitre, on traitera l'exemple d'une installation de redresseurs de 4000A et pour une tension variable de 0 à 800V.

 H A P I T R E : I

===*==*==*==*==*==*==*==*==*==*==*==*

--CARACTERISTIQUES DES THYRISTORS--

- I. Les semi-conducteurs
- II. Les thyristors
- III. Commande de thyristors
- IV. Caractéristiques de quelques thyristors

CARACTERISTIQUES DES THYRISTORS

I Les semi-conducteurs.

On désigne sous le nom de semi-conducteurs des corps dont la résistivité est comprise entre 10^{-2} et $10^8 \Omega \text{ cm}$ à la température ordinaire. Ce sont donc de mauvais conducteurs et de mauvais isolants.

I-1 Semi-conducteur intrinseque :

Pour la fabrication des diodes on utilise généralement deux substances: le silicium et le germanium. Ils appartiennent au groupe IV du tableau de MENDELEEV et sont donc tétravalents. Les couches périphériques de leurs atomes possèdent quatre électrons. Chaque atome se trouve au centre d'un tétraèdre formé par quatre autres atomes. Ces atomes auront tendance à s'associer en mettant en commun des électrons de façon à compléter à huit leur couches externes. Une telle structure parfaite d'atomes constitue ce qu'on appelle semi-conducteur intrinseque.

Influence de la température .

A 0°K il n'existe aucune charge électrique dans un semi-conducteur intrinseque. Si on élève la température, l'agitation thermique augmente et certains électrons de valence peuvent rompre leur liaisons et se mouvoir dans le réseau cristallin . lorsqu'un électron libre apparaît, il laisse à la place un trou positif.

Le nombre de paire-électrons trous dépend de la température $T^\circ\text{K}$ et de l'énergie nécessaire pour rompre une liaison covalente. $n_i = p_i = f(T, \Delta W)$.

A la température normale un semi-conducteur intrinseque possède une faible conductivité . $\sigma_i = n_i e (u_p + u_n)$.

σ_i = conductivité intrinseque; n_i = nombre d'électrons libres; e = charge de l'électron; u_n et u_p = mobilité des électrons et des trous.

$\sigma_i (\text{Si})_{300^\circ\text{K}} = 4 \cdot 10^{-6} (\Omega \text{ cm})^{-1}$; $\sigma_i (\text{Ge})_{300^\circ\text{K}} = 2,2 \cdot 10^{-2} (\Omega \text{ cm})^{-1}$

$\sigma_i (\text{Cu}) = 6 \cdot 10^5 (\Omega \text{ cm})^{-1}$; $\sigma_i (\text{Mica}) = 5 \cdot 10^{-18} (\Omega \text{ cm})^{-1}$

$n_i = p_i$ augmente avec la température d'ou une augmentation de la conductivité ou une diminution de la résistivité, Alors que pour un conducteur une augmentation de la température entraîne une augmentation de la résistivité.

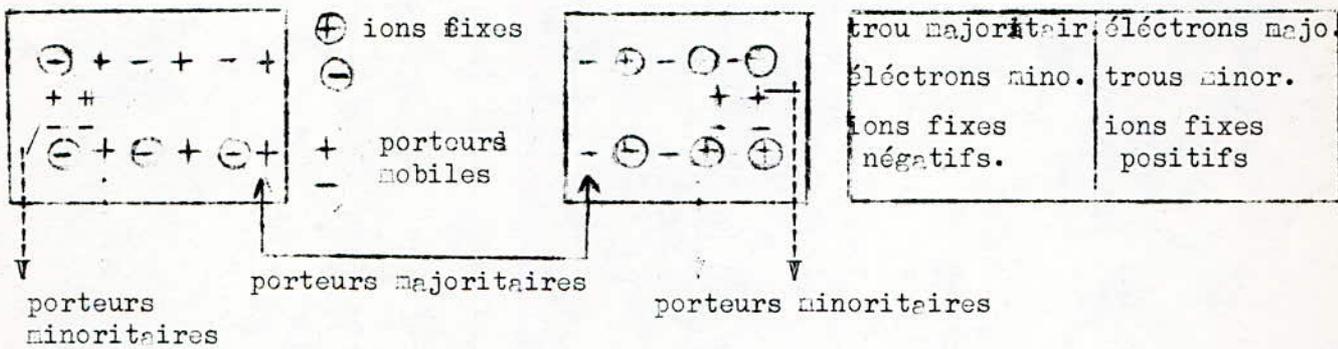
I-2 Semi-conducteur extrinseque.

Outre la température, il existe un autre moyen pour augmenter la conductivité d'un semi-conducteur intrinseque. Ce procédé consiste à doper le cristal par des impuretés qui sont de deux sortes : soit pentavalentes (antimoine Sb, l'arsenic As), soit trivalentes (aluminium, Al, bore B, gallium Ga).

Si une impureté pentavalente s'associe à un atome du cristal (Ge), un électron sur les cinq appartenant à l'antimoine se trouve faiblement lié au réseau cristallin. Cet électron décrit une orbite relativement grande, de l'ion Sb^+ : $Sb \rightarrow Sb^+ + e$. Il s'en suit qu'une faible agitation thermique suffit pour rendre l'électron libre de se mouvoir dans le cristal. Les atomes d'impuretés pentavalentes sont appelés donneurs. Le semi-conducteur est dit dopé "n". Si par contre on ajoute une impureté trivalente à un atome de Si ou de Ge, un électron fait défaut dans la liaison de valence. On a un trou qui va être comblé par un autre électron de telle façon que ce trou se déplace dans le sens contraire du mouvement des électrons. Le semi-conducteur ainsi traité est dit dopé "p".

ρ (Si) = 1,5 Ω cm	ρ (Ge) = 0,3 Ω cm
ρ_N (Si) = 0,5 Ω cm	ρ_N (Ge) = 0,2 Ω cm
ρ_i (Si) = 25.10 ⁴ Ω cm ⁻¹	ρ_i (Ge) = 45 Ω cm ⁻¹

On constate l'importance du dopage en comparant les résistivités.



I-3 Diode à jonction p-n

Si on réunit deux semi-conducteurs de type "p" et "n" on obtient ce qu'on appelle une diode. La surface de séparation est très mince et s'appelle jonction J.

Pour arriver à un équilibre final on assiste à :

- Une diffusion des porteurs majoritaires .
- Une apparition d'une charge électrique .
- Une création d'un champ électrique E_i et d'une barrière de potentiel V_d .
- Une diffusion de porteurs minoritaires et des porteurs majoritaires .
- Un équilibre final .

Au voisinage de la jonction, on assiste à une diffusion des porteurs majoritaires (trous vers n et électrons vers p) en laissant à la place des ions fixes chargés. Les trous laissent des ions négatifs et les électrons des ions positifs. Ces charges créent un champ électrique interne dirigé des ions positifs vers les ions négatifs. Il y a donc naissance d'une barrière de potentiel. Cette barrière de potentiel s'oppose au mouvement des porteurs majoritaires et favorise celui des porteurs minoritaires d'où création d'un courant de fuite appelé courant de saturation. D'autre part il existe toujours des porteurs majoritaires qui réussissent à franchir la barrière de potentiel, d'où création d'un courant I_{maj} de sens opposé à I_s . On tend vers un équilibre lorsque $I_{maj} = I_s$.

I-4 Polarisation d'une diode.

Si on applique une différence de potentiel continue au borne de la diode suivant la fig (I40), la tension continue à pour effet de réduire la barrière de potentiel. Le mouvement de porteurs majoritaires augmente donc le courant, I_{maj} augmente selon la fig (I41), la barrière de potentiel est augmentée réduisant ainsi le courant I_{maj} sans modifier le courant de fuite I_s .

I-5 Caractéristiques courant-tension d'une diode à jonction.

L'allure de la caractéristique est représentée par la fig (I50), elle comporte :

- a- Une partie linéaire de conductance d_i / d_u très grande.
- b- Une partie exponentielle de conductance limitée lorsque la tension tend vers zéro.
- c- La diode est parcourue par un courant inverse peu variable.
- d- Si la tension dépasse une certaine valeur nommée tension de claquage, le courant inverse augmente brusquement.

I-6 Diode semi-conductrices de puissance.

On a intérêt à fabriquer des diodes de puissance à base de Si car il assure une tension inverse plus élevée et un courant de fuite plus faible en comparaison avec les diodes en Ge. Une telle diode a pour caractéristique :

Courant direct : de 50 à 500 A; Courant inverse : de 0,5 à 10 mA .

Tension inverse : 1800 V . Chute directe de tension : de 0,6 à 1 V .

II Thyristor.

II-1-Définition générale.

"C'est un dispositif à semi-conducteur bistable, possédant trois fonctions ou plus qui peut-être commuté de l'état bloqué à l'état passant et vice versa, une telle commutation se produit dans un seul quadrant de la caractéristique anode cathode."

II-2-Constitution interne.

Le thyristor est constitué par un ensemble de quatre couches alterné P,N.

La fig (I71a) comporte:

- (a)-Couche anode: de type "p" moyennement épaisse et moyennement dopé.
- (b)-Couche de blocage: de type "n" c'est la plus épaisse et la plus dopée.
- (c)-Couche de commande: de type "p" mince et moyennement dopé.
- (d)-Couche de cathode: de type "n" très mince et très dopé.

-Une électrode de commande.

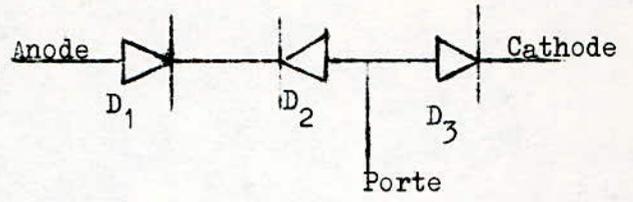
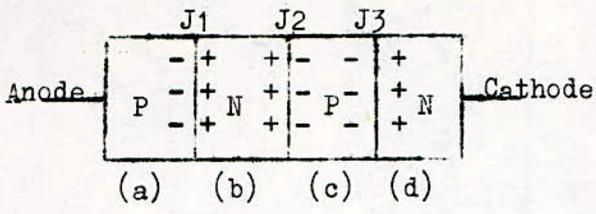
Lorsque le thyristor est sous tension:

- directe: les jonctions J1 et J3 sont passantes, mais J2 est bloquée.
- inverse: les jonctions J1 et J3 sont bloquées, mais J1 est passante.

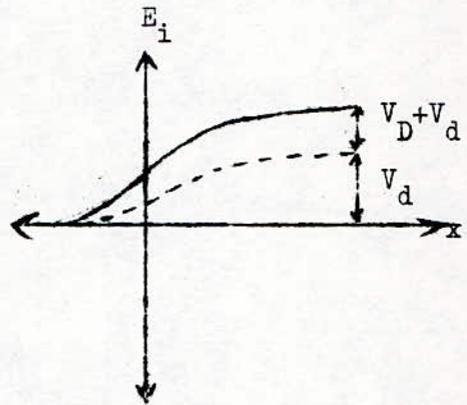
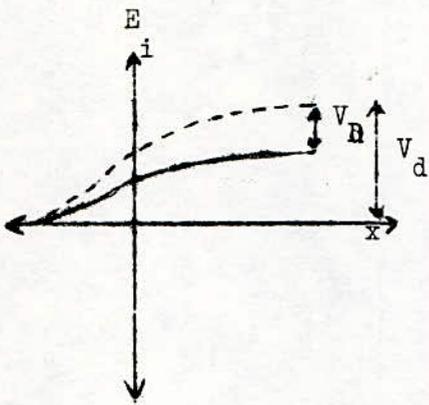
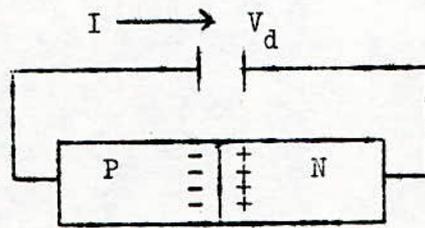
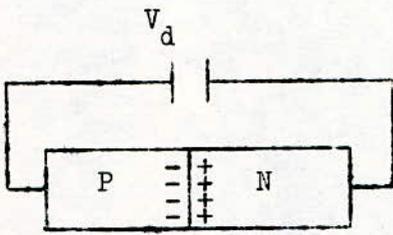
II-3-Amorçage d'un thyristor ;

Le thyristor étant sous tension directe, la jonction J2 se débloque lorsqu'on atteint la tension de commutation. On peut amorcer un thyristor en envoyant une impulsion positive entre la porte et la cathode. La jonction J3 sera alors polarisée dans le sens passant. On assiste donc à un déplacement d'électron de la jonction J3 à la jonction J2 et apparition d'une avalanche locale. Il circule alors un courant direct anode cathode.

On préfère cette deuxième méthode d'amorçage sur la première car elle évite la création d'un champ électrique intense sur la jonction de blocage.



I71b



I40 et I41

II-4 Caractéristiques d'un thyristor.

II40 Caractéristiques statique.

La caractéristique courant tension a l'allure de la figure (I80).

1) à l'état bloqué les courants directs et inverses croient d'abord linéairement d'une façon grossière et puis brusquement à partir d'une tension limite désignée sous le nom de tension d'avalanche.

2) à l'état amorcé la caractéristique peut-être considérée comme linéaire :

$u = n_0 + ri$, n_0 , i désignent respectivement la tension de seuil et la résistance interne. Cette relation n'est valable qu'au dessus d'une certaine valeur du courant direct .Le courant de gachette diminue la tension de conmutation.

II41 Caractéristique dynamique .

l'amorçage d'une soupape commandée est déterminé par une électrode de commande.

Une impulsion positive à front raide est appliquée à la gachette (Durée de montée de quelques micro-secondes).Le temps d'amorçage est la somme de deux temps:

temps de retard t_1 et temps de croissance t_2 , $T_a = t_1 + t_2$.

Dans un thyristor le courant anodique n'est stable qu'au dessus d'une certaine valeur du courant de maintien I_H . Tant que I_H n'a pas été atteint, le thyristor peut se désamorcer. Voir figure (II41)

II42 Blocage d'un thyristor.

Le thyristor ne peut retrouver son état bloqué que lorsque le courant anode-cathode devient inférieur au courant de maintien I_H . Le temps de blocage est le temps nécessaire pour que la jonction J2 redevienne capable, après l'annulation du courant d'anode, de supporter une tension inverse élevée. Le temps de blocage t_b est la somme du temps du recouvrement inverse t'_1 et du temps de recouvrement de la gachette t'_2 .

$t_b = t'_1 + t'_2$. Voir la figure (II42)

II43 Caractéristique particulière.

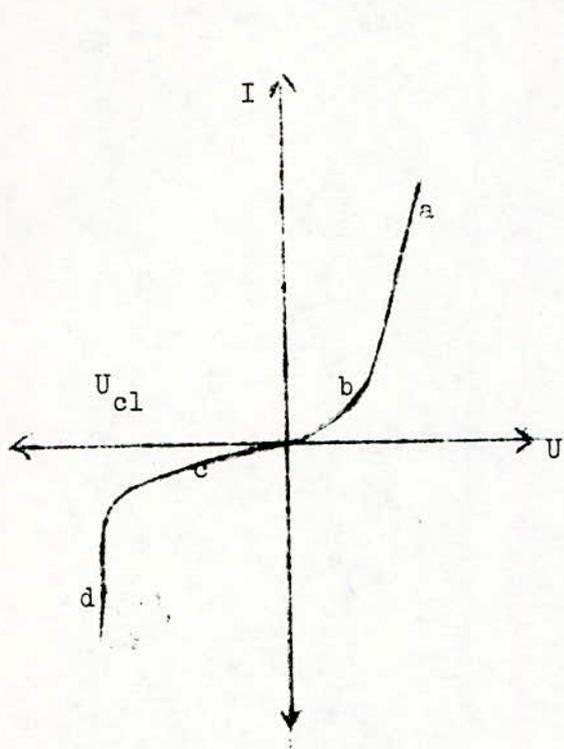
Les thyristors peuvent être caractérisés par des parametres particuliers tels que.

-Protection par effet d'avalanche (montages séries, pont de redresseurs.)

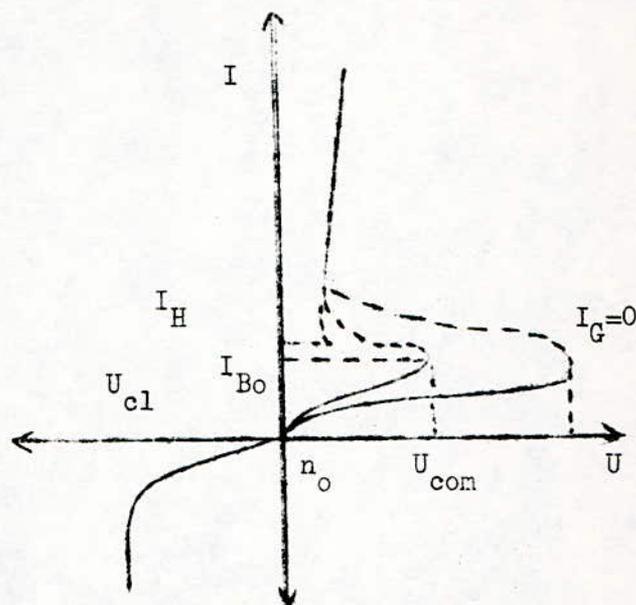
-Grand I^2t (cas des surcharges)

-Grand dv/dt (alimentation de moteurs). -Grand dI/dt (commande d'onduleurs).

Caractéristique courant tension :

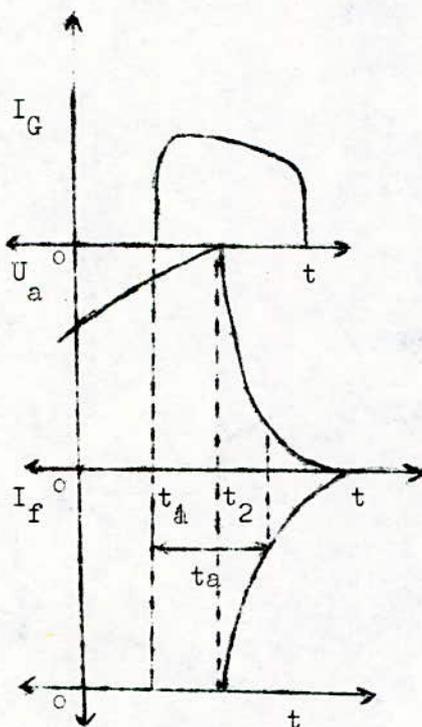


II40 d'une diode



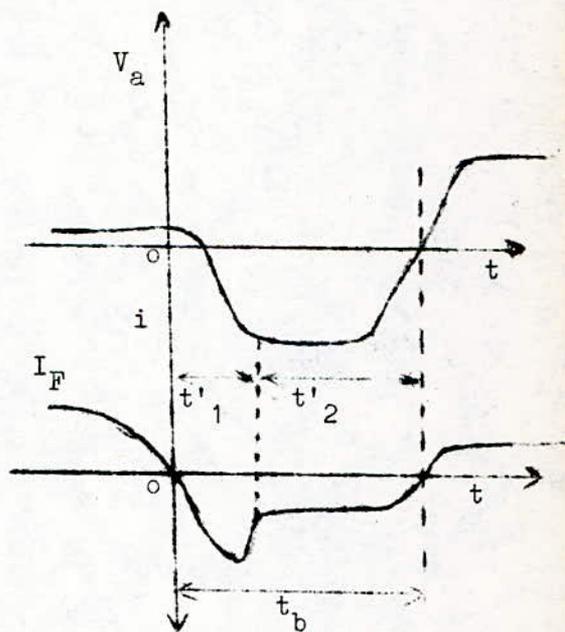
I_h : Courant de maintien, n_o : tension de seuil
 U_{com} : tension de conduction,

II4c d'un thyristor



II41 Temps d'amorçage .

(V_a : tension d'anode, I_F : courant direct, I_G : courant de gachette.)



II42 Temps de blocage.

III Commande de thyristors.

Elle peut s'effectuer:

- d'une source continue.
- d'un signal sinusoidal.
- d'un générateur d'impulsions.

III-1 Circuit d'amorçage des thyristors uniopératiionnels

Il existe de nombreux circuits de commande adoptés aux divers applications de thyristors.

III-10 Amorçage par contacteur.

La fermeture ou l'ouverture du contacteur K provoque l'amorçage du thyristor.

Le contacteur peut-être remplacé par une inductance saturable .Voir fig.(II10 a et b)

III-11 Amorçage par inductance saturable.

-Si le courant continu i_C est nul, l'inductance L est maximale, le courant I est donc minimal . Si i_C augmente, L diminue, I augmente .

-l'amorçage se produit lorsqu'on établit le courant i_C . (Voir fig. II11a).

-l'amorçage se produit lorsqu'on supprime le courant i_C . (Voir fig. II11b).

III-2 Circuit déphaseur.

Il permet la commande de phase du thyristor.

$$U_{AB} = U_{AD} + U_{DB} , U_{AO} = U_{AB} / 2 , tg(\phi / 2) = RCw$$

-L'amplitude de U_{AO} est constante.

-C et w étant constant $tg(\phi/2)$ est proportionnelle à R. Voir Fig. (II2 a et b)

-Commande horizontale, commande verticale.

L'instant t auquel la tension de sortie U_{OD} du déphaseur devient positive peut varier en:

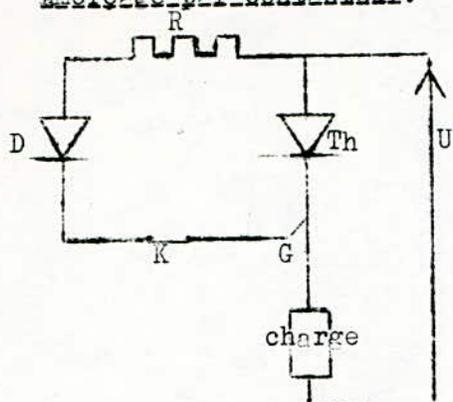
- Faisant varier la phase à l'aide de R (commande horizontale.)
- En mettant en série une tension continue. (commande verticale. Voir fig. (II2'c, d)

III-3 Amorçage par semi conducteurs à seuil de tension. (Fig. II3)

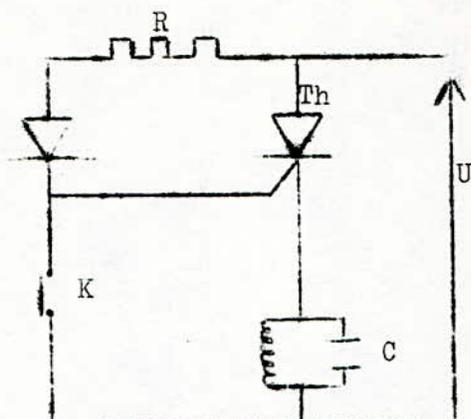
On considère un circuit comportant un transistor à deux bases. Lorsque la tension V_{EB1} dépasse un seuil, R1 est parcourue par une impulsion de courant .

La période des oscillations de relaxation est donnée par: $T = 2,30RC \text{ Log} 1/1-n, V_{pic} = nE.$

Amorçage par contacteur.

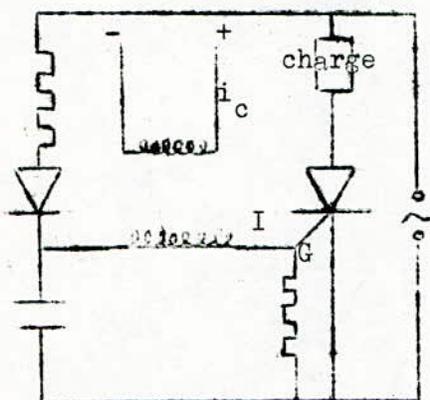


I III10a

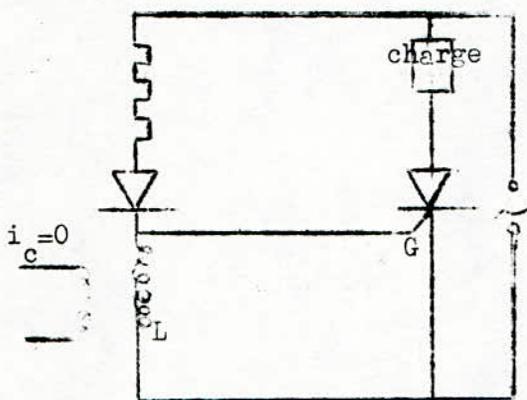


I III10a

Amorçage par inductance saturable.

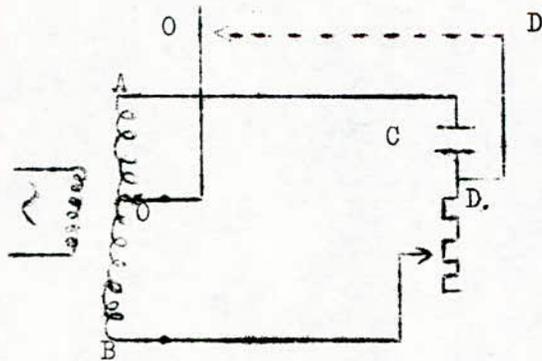


III11a

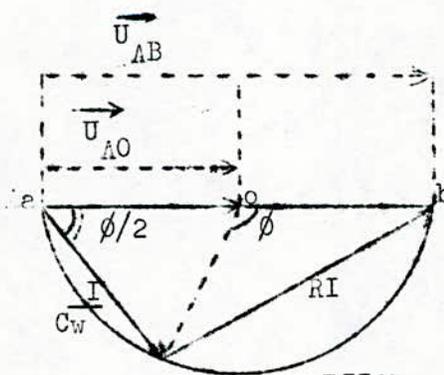


III11b

Circuit déphaseur.

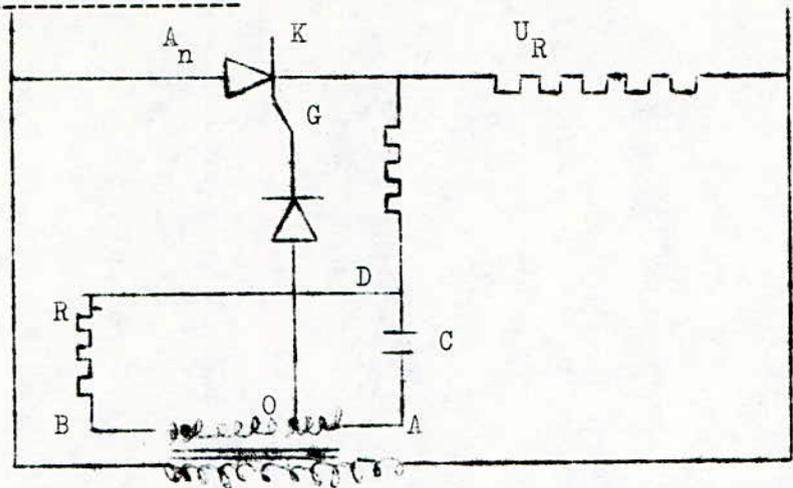


I III2a

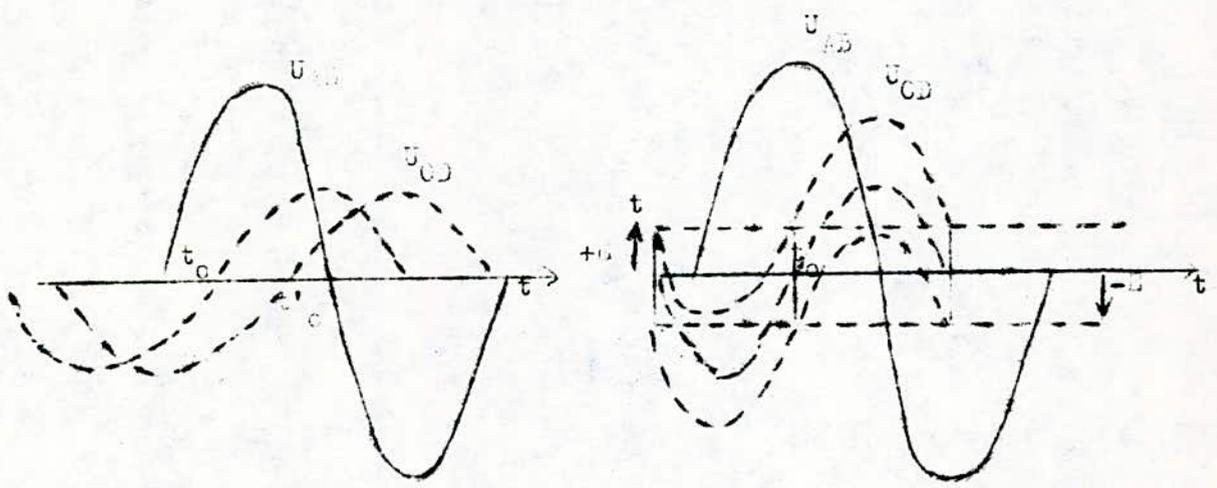
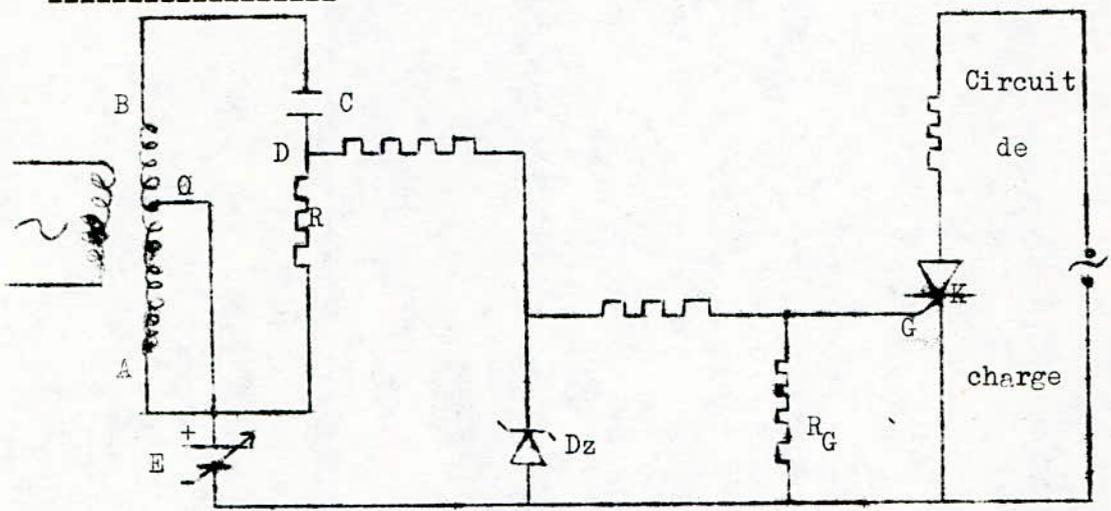


III2b

III-2c Commande horizontale.



III-2d Commande verticale.



Caractéristiques des thyristors (Revue siemens).

Symbole	Bst P02	Bst P03	Bst P05	BT 4100
Tension de crête inverse	900V	900V	1650V	1000V
Chute de tension à l'état passant	1,42V	1,7V	1,7V	1,7V
Courant direct moyen ($\zeta_j = 70^\circ\text{C}$)	635A	490A	515A	300A
Vitesse admissible pour l'accroissement de la tension dU/dt pour $\zeta_{j,\text{max}}$	20V/ μ s	20V/ μ s	50/ μ s	100V/ μ s
Vitesse admissible pour l'accroissement de l'intensité di/dt pour $\zeta_{j,\text{max}}$	100A/ μ s	100A/ μ s	100A/ μ s	50A/ μ s
Courant de surcharge pour t 10ms, $\zeta_j = 25^\circ\text{C}$	11400A	9500A	10500A	6300A
Courant maximal de déclenchement de la gachette $\zeta_j = 25^\circ\text{C}$	0,3A	0,3A	0,3A	0,2A
Tension maximale de déclenchement de la gachette $\zeta_j = 25^\circ\text{C}$	2V	2V	2V	1,5V
Température maximale de fonctionnement $\zeta_{j,\text{max}}$	115°C	110°C	115°C	125°C
Résistance thermique	0,05°C/W	0,05°C/W	0,05°C/W	0,10°C/W



H A P I T R E : II

CARACTERISTIQUES DES MOTEURS A COURANT CONTINU A EXCITATION SEPARÉE ET SYSTEMES DE FREINAGE.

- I. Caractéristiques des moteurs à courant continu
- II. Systèmes de freinage.

I- Caractéristiques du moteur à courant continu à excitation séparée.

I-1 Expression du couple et de la vitesse.

Le couple d'un moteur de longueur d'induit L , de diamètre d'induit D , d'induction moyenne B_{moy} est de la forme: $C = n B_{moy} \cdot (I_d / 2a) \cdot L \cdot D/2$.

n et I_d désignent respectivement le nombre de conducteurs et le courant dans l'induit du moteur. $\phi = B_{moy} \cdot \pi D \cdot L / 2p$. Finalement on a :

$$C = n \cdot \phi \cdot I_d \cdot p / 2\pi a \text{ ou pour une machine donnée : } \boxed{C = k \phi I_d}$$

On conclut que pour inverser le couple d'un moteur, on inverse soit le flux, soit le courant d'induit I_d .

Si E désigne la force électromotrice du moteur, $E I_d$ représente sa puissance électromagnétique. $E I_d = C \cdot \omega = 2\pi N \cdot C = n \cdot \phi I_d \cdot p / a \cdot N$ (tr/s).

$$E = n N \phi \cdot p / a = U_d - (R I_d + e_B)$$

$$N = \frac{U_d - (R I_d + e_B)}{n \phi \cdot p / a}$$

R et e_B désignent respectivement la résistance de l'induit et la chute dans les balais. Si $R I_d + e_B \ll U_d$ alors $N = U_d / n \phi p / a$.

On conclut que pour inverser la vitesse N d'un moteur, il faut inverser soit la tension d'induit U_d soit le flux ϕ .

I-2 Alimentation sous tension variable.

La relation $U \approx k_2 U_d / \phi$ montre que la variation de la vitesse N peut-être obtenue:

- Par variation de la tension d'induit U_d .
- Par variation du flux inducteur ϕ . dans ce cas le couple varie car $C = k_1 \phi I_d$.

I-3 Caractéristique à vide.

- A vide, le courant absorbé par l'induit est négligeable. Si ϕ est constant, la vitesse est proportionnelle à la tension.
- Une fois atteinte la valeur maximale de la tension et si on veut augmenter N on peut diminuer le flux. On travaille dans la zone de la puissance constante. ce fonctionnement est exceptionnel car en augmentant la vitesse, on diminue le couple qu'on peut demander à la machine.

I-4 Pertes dans le moteur.

Dans un moteur on distingue plusieurs sortes de pertes:

I-40 Pertes mécaniques.

Pour les moteurs dont la puissance dépasse 1000 kW les pertes mécaniques suivent approximativement la loi : $p_m = 8D (L + 0,15) V^2$ où :

D (m) = Diamètre du rotor.

L (m) = Longueur du rotor.

V (m/s) = Vitesse rotorique tangentielle.

En général $p_m = (0,3 \text{ à } 0,8)\% P \text{ utile.}$

I-41 Pertes fer.

On distingue deux sortes de pertes :

- Pertes par courants Foucault.

- Pertes par Hystérésis.

$$P_f = (K_h f + K_H (ef)^2) B^2 \text{ max en Watt.}$$

e(m) : Epaisseur de la tôle. f : fréquence .

K_f : Coefficient caractéristique de la tôle.

K_h : Coefficient de l'hystérésis.

N° de la tôle	360	300	230	160
P_f (W/Kg)	3,8	3	2,2	1,8

I-42 Pertes par chute de tension aux balais.

$$P_b = 2 U_b I$$

U_b est voisin de 1 pour les charbons électro-graphitiques les plus utilisés.

$U_b = 0,75$ V pour les charbons graphitiques tendres.

$U_b = 1,2$ V pour les charbons graphitiques durs.

$U_b = 0,25 \text{ à } 0,4$ V pour les charbons métallisés (machines asynchrones.)

II Systemes de freinage.

II-1 Régime de freinage dynamique.

C'est un régime de freinage où le moteur fonctionne en génératrice débitant sur une résistance appelée résistance de freinage. Le passage dans ce régime se réalise donc par le découplage de l'induit du réseau et l'accouplement de celui au borne d'une résistance. Lorsque le moteur n'est branché ni au réseau ni au borne de la résistance on a :

$$U = 0 ; N = - C \cdot R_a / k_e \cdot k_m \Rightarrow C_f = k_e \cdot k_m \cdot N / R_a .$$

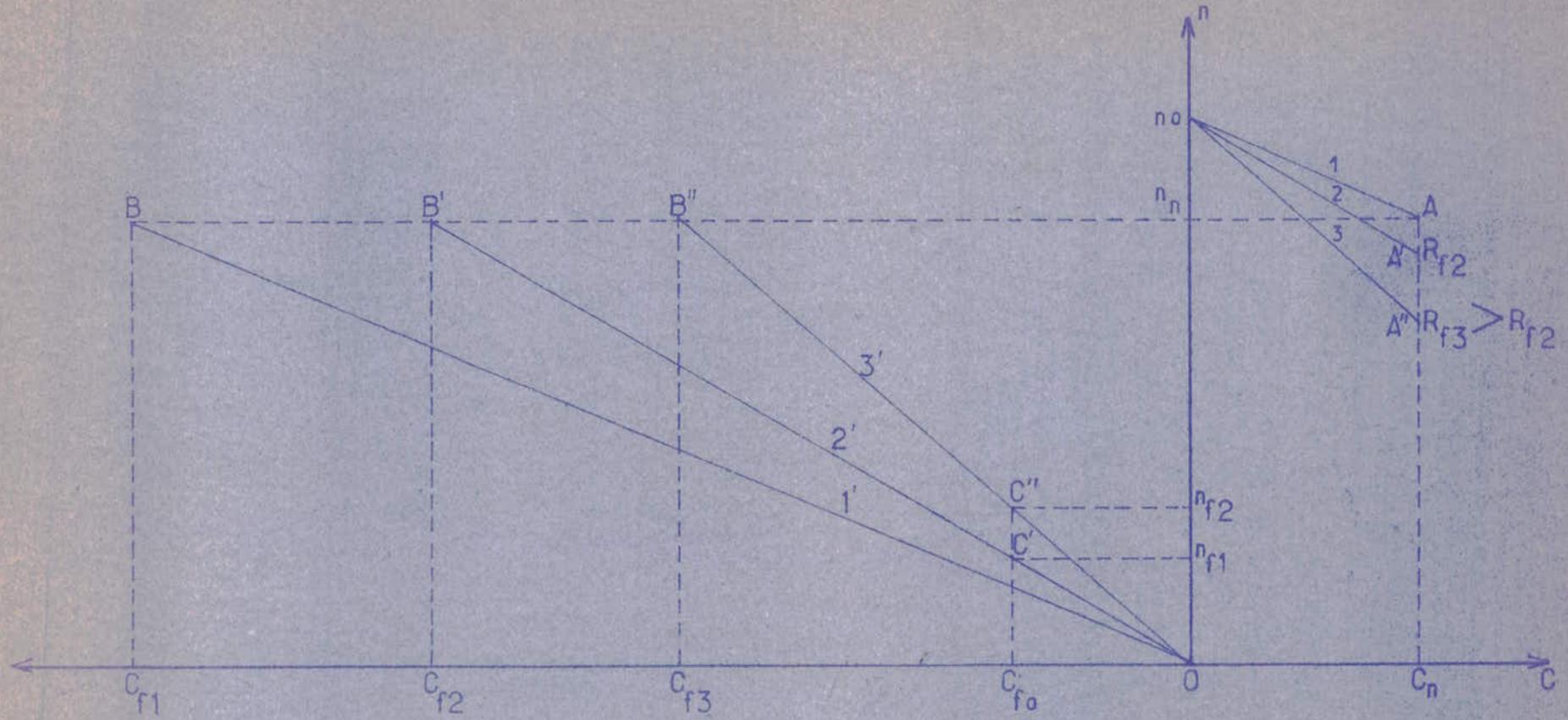
Le couple du moteur devient négatif et constitue donc un couple de freinage. Du fait que la résistance de l'induit est petite devant sa vitesse, le couple de freinage C_f et le courant I_d sont très grands. Pour diminuer le couple de freinage on introduit une résistance de freinage R_f . Le couple de freinage aura la forme :

$$C_f = - k_e \cdot k_m \cdot N / (R_a + R_f) .$$

La figure II-1 représente la caractéristique mécanique naturelle (1) et le point de fonctionnement A dans le régime moteur. Lorsqu'on débranche l'induit du moteur du réseau, celui-ci passe sur une caractéristique mécanique artificielle (1') parallèle à la caractéristique mécanique naturelle. Cette droite passe par l'origine car. $N = -C(R_a + R_f) / k_e \cdot k_m$.

Au moment du débranchement de l'induit du réseau le moteur avait une vitesse n_n , car il fonctionnait dans le point A. Ensuite, le point de fonctionnement passe de A à B intersection de la caractéristique mécanique, (1') avec l'horizontale d'ordonnée n_n . On constate (figure II1) que ce point correspond à un couple de freinage C_{f1} ayant une valeur très grande.

Si à l'instant du débranchement de l'induit du moteur du réseau, celui-ci débite sur une résistance de freinage R_{f2} , le fonctionnement du moteur dans le régime de freinage dynamique passera sur une caractéristique artificielle (2'). Celle-ci étant parallèle à la caractéristique mécanique artificielle (2) qui correspond à la résistance supplémentaire R_{f2} se trouvant dans le circuit de l'induit.



II.1 FREINAGE DYNAMIQUE.

En passant du régime de moteur au régime de freinage dynamique, le point de fonctionnement A passera en B' situé à l'intersection de la caractéristique mécanique (2') avec l'horizontale d'ordonnée n_n . Le couple de freinage C_{f2} correspondant au point B' sera réduit. Ce couple sera autant plus réduit que la résistance de freinage sera plus grande. D'après la figure II-1 on observe que si $R_{f3} > R_{f2}$ alors $C_{f3} < C_{f2}$.

Le fonctionnement du moteur sur les caractéristiques (2') et (3') dans les points B' et B'' correspondant aux résistances de freinage R_{f1} n'est pas stable. Débranché du réseau, le moteur électrique perd progressivement sa vitesse jusqu'à zéro. Le point de fonctionnement du moteur se déplacera donc à partir des points B' ou B'' sur la caractéristique mécanique (2') ou (3') jusqu'à l'origine, donc jusqu'à l'arrêt du moteur.

On fait la remarque que si le couple résistant statique est un couple potentiel négatif, c'est-à-dire qu'il aide le mouvement du moteur, sa valeur C_{f0} est constante au moment du freinage. Dans ce cas, le fonctionnement du moteur dans le régime dynamique se rendra stable sur la caractéristique de freinage dans les points C' et C'' correspond respectivement aux vitesses de freinage n_{f1} et n_{f2} , en fonction de la résistance de freinage R_f . Plus la résistance de freinage R_f est grande, plus la vitesse de freinage augmente. $n_{f2} > n_{f1}$.

II-2 Régime de freinage par contre courant.

Le passage dans ce régime se réalise de deux manières :

II-20 par le maintien de la polarité de la tension appliquée à l'induit et le changement du sens de rotation. Le passage du fonctionnement du moteur sur une caractéristique mécanique artificielle est obtenu alors par l'introduction d'une résistance suffisamment grande dans le circuit de l'induit.

II-21 Par l'inversion de la polarité de l'induit du moteur et le maintien du sens de rotation simultané à l'introduction d'une résistance suffisamment grande dans le circuit de l'induit.

II-20 Si le moteur électrique fonctionne sur une caractéristique mécanique naturelle 1 (figure II-2) dans un point A, on introduit dans le circuit une résistance R_c suffisamment grande. Dans l'hypothèse d'un couple résistant, sur l'arbre du moteur, constant, le moteur électrique fonctionnera sur la caractéristique mécanique artificielle 2, dans un point B. A ce point B correspond le même couple sur l'arbre du moteur C_n , mais avec une vitesse négative $-n_1$. L'introduction de la résistance R_c se réalise vite ainsi que dans le moment initial du passage de la caractéristique mécanique 2, la vitesse n_n de rotation ne change pas. Le moteur fonctionnera alors dans le point A' auquel correspond un couple sur l'arbre du moteur C_i très réduit.

Puisqu'il le couple résistant rapporté à l'arbre du moteur $C_{rr} = C_n$ n'a pas changé et que $C_i < C_n$, le moteur développera sur son arbre un couple résistant et la vitesse du moteur diminuera très rapidement ;

$$C_i - C_n = Jd(2\pi n)/dt < 0 \Rightarrow \text{la vitesse diminue.}$$

Le point de fonctionnement se déplacera sur la caractéristique mécanique 2.

Au point C, la vitesse du moteur s'annule et au fur et à mesure que le point de fonctionnement continue son déplacement de C vers B, la vitesse du moteur commence à augmenter dans le sens inverse. Le fonctionnement du moteur se stabilisera dans le point B, quand le couple développé par le moteur sur son arbre est égal au couple statique résistant rapporté à l'arbre du moteur.

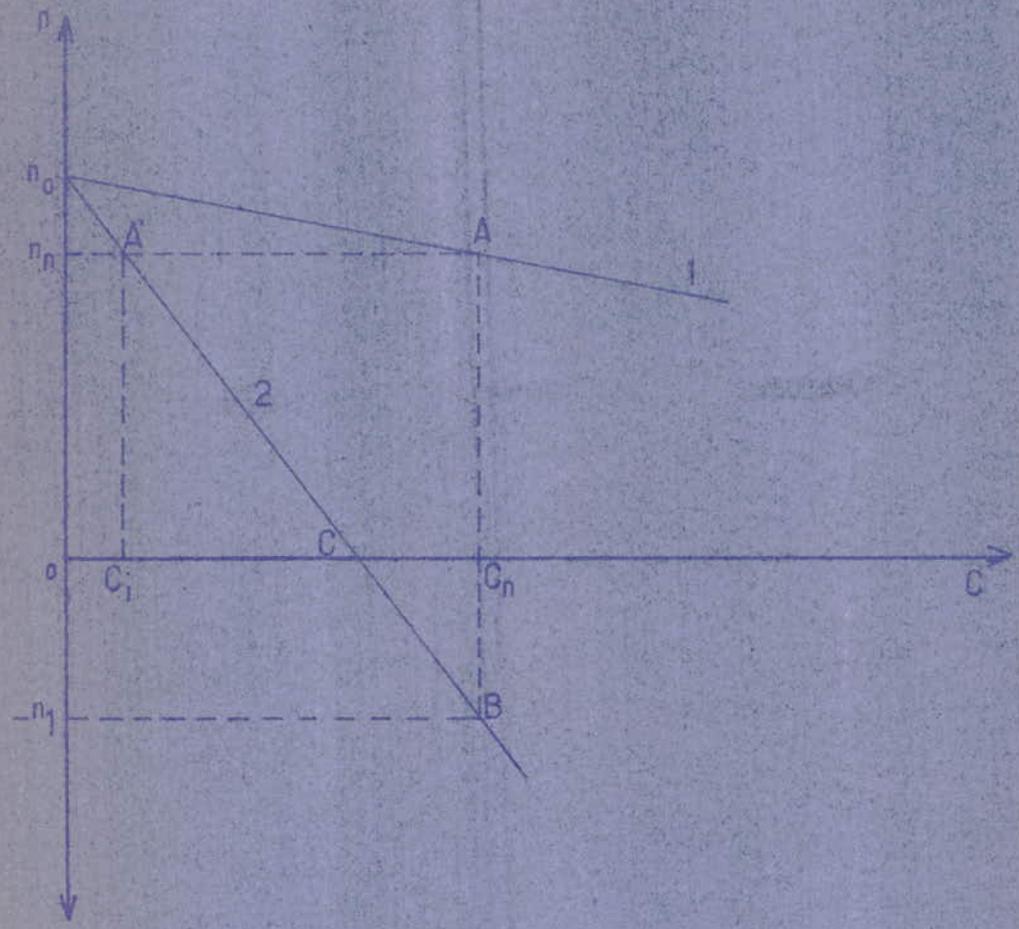
$$C_j = C_i - C_n = Jd(2\pi n)/dt = 0 \Rightarrow n = \text{constante} :$$

Compte tenu de l'expression analytique de la caractéristique mécanique artificielle avec une résistance R_c dans l'induit : $n = n_0 - (R_a + R_c) C / k_e \cdot k_n$.

On constate que pour le passage du moteur dans le régime de freinage par contre courant la vitesse doit être négative, $n < 0$ c'est-à-dire.

$$n_0 < (R_a + R_c) C / k_e \cdot k_n$$

Où que la valeur de la résistance.



II.2 FREINAGE PAR CONTRE COURANT

Soit telle que : $R_c > n_o \cdot k_e \cdot k_m \cdot R_a / M - R_a$

Le régime ainsi obtenu est un régime de freinage parceque le signe de couple sur l'arbre du moteur est différent de celui de la vitesse. On fait la remarque que ce régime commence au point C et continue jusqu'en B. Du point A' jusqu'en point C le moteur garde son fonctionnement dans le régime moteur. Ce régime est surnommé régime de freinage proprement dit pour le distinguer des autres régimes de freinage qui sont en même temps des régimes de génératrices.

II-21 Le changement de la polarité de l'induit du moteur se réalise pendant le temps de son fonctionnement dans le régime normal de moteur. Du fait que le changement de la polarité de l'induit implique le changement le changement de la polarité de la tension d'alimentation, l'expression analytique de la caractéristique mécanique naturelle deviendra :

$$n = U/k_e - C \cdot R_a / k_e \cdot k_m = -n_o - M \cdot R_a / k_e \cdot k_m .$$

$$d'où : C_f = -(n+n_o) \cdot k_e \cdot k_m / R_a .$$

On observe que :

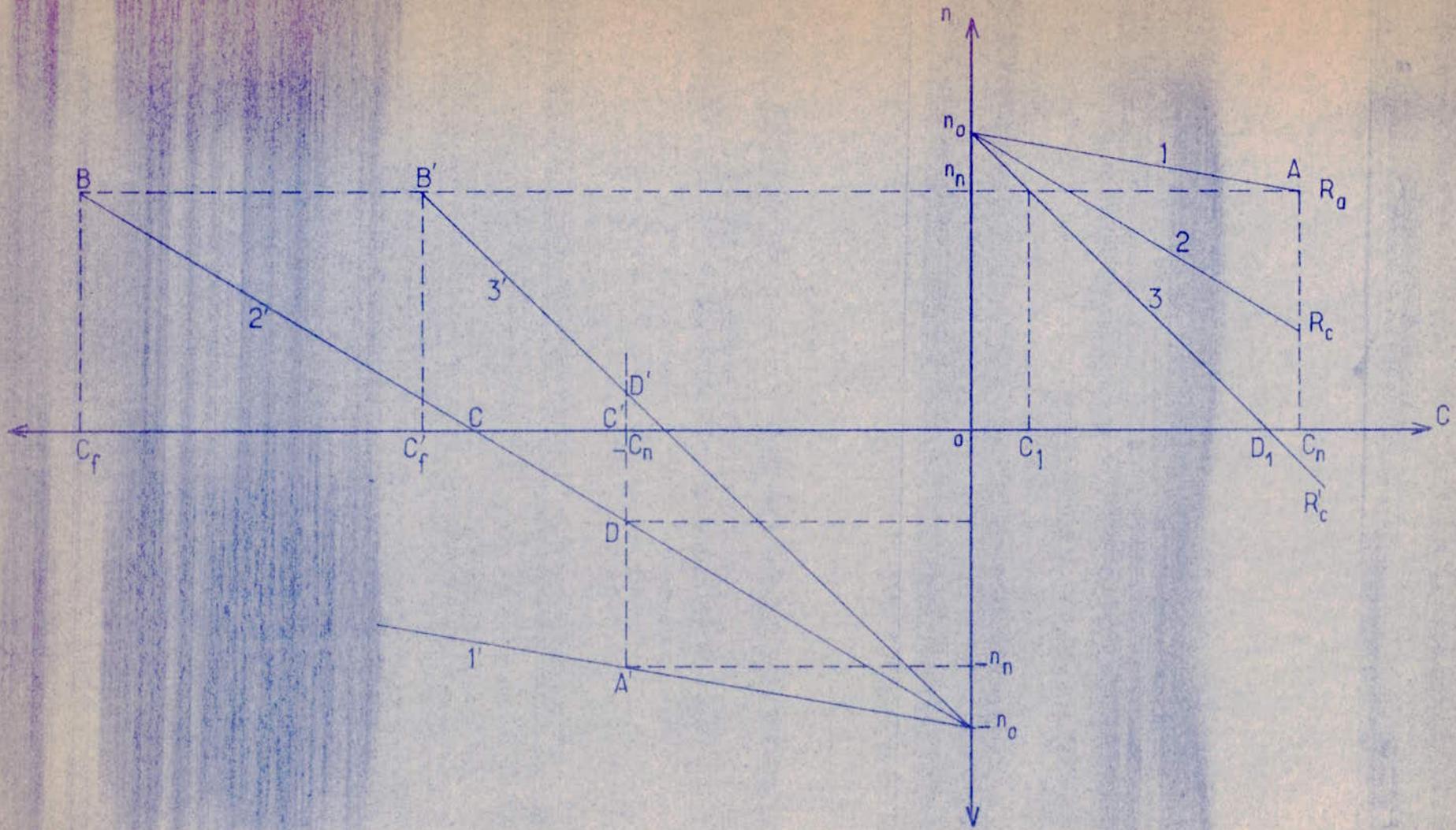
-Dans le même temps, avec le changement de la polarité de la tension d'alimentation le sens de rotation étant le même, on change le sens du couple sur l'arbre du moteur. Celui-ci devenant le couple de freinage.

-Le couple de freinage ainsi obtenu a une valeur très élevée. Le courant absorbé par le moteur du réseau sera donc très grand.

Pour limiter ce courant on doit, au moment du changement de la polarité, introduire dans le circuit de l'induit du moteur une résistance R_c . Celle-ci limite également le couple de freinage. Ainsi la formule deviendra :

$$C_f = -(n+n_o) \cdot k_e \cdot k_m / R_a + R_c .$$

Au changement de la polarité de l'induit, le fonctionnement du moteur passera sur une caractéristique mécanique artificielle qui correspond à la résistance supplémentaire R_c introduite dans le circuit de l'induit. Cette caractéristique est symétrique par rapport à l'origine à la même caractéristique mécanique artificielle mais l'induit du moteur a la polarité inversée. (car $n_o = -U/R_c$, fig. II-3).



II.3 FREINAGE PAR CONTRE COURANT

Dans l'hypothèse, que le moteur fonctionne dans le point A, et que si à l'instant de l'inversion de la polarité de l'induit on introduit dans son circuit une résistance supplémentaire R_c , la droite de fonctionnement passera de (1) à (2). Le point de fonctionnement du moteur pendant le moment initial passera en B sur la caractéristique mécanique artificielle (2') symétrique par rapport à l'origine à la caractéristique mécanique artificielle 2.

Au point B correspond un couple de freinage C_f qui est en valeur absolue supérieur au couple statique résistant rapporté à l'arbre du moteur ($C_{rr} = C_n$).

Le moteur commencera à freiner sa vitesse, diminuera progressivement et le point de fonctionnement se déplace sur la caractéristique mécanique artificielle de B vers C. Si on débranche le moteur du réseau, quand le point de fonctionnement du moteur a atteint C ($n = 0$), le système d'actionnement s'arrête. Si le moteur reste couplé au réseau, le couple sur son l'arbre est un couple de freinage ($|C_f| > C_n$, $C_n = C_{rr}$). Le moteur commence donc à tourner dans le sens inverse, sa vitesse augmentera et s'établira dans un point D, pour lequel $|C_f| = C_n$ et dont la vitesse de freinage correspondante est n_f .

Le régime de freinage par branchement inverse a lieu seulement lorsque le moteur fonctionne sur la caractéristique (2') entre le point B et le point C car sur cette partie le signe du couple est différent du signe de la vitesse.

Sur la partie de la caractéristique comprise entre les points C et D le couple sur l'arbre du moteur et la vitesse ont la même signe négatif, le fonctionnement passe donc de nouveau en signe de moteur mais avec un sens de rotation inverse comme celui du premier quadrant.

Si à la stabilité du fonctionnement du moteur dans le point D on enlève la résistance R_c du circuit de l'induit, le moteur fonctionnera dans le point A' sur la caractéristique mécanique (1') symétrique toujours par rapport à l'origine à la caractéristique mécanique naturelle 1.

Si à l'inversion de la polarité de l'induit on introduit dans son circuit la résistance supplémentaire $R'_c > R_c$ le fonctionnement du moteur passera dans le point B' auquel correspond un couple de freinage $C'_f < C_f$. Dans cette condition si le couple de freinage résistant sur l'arbre moteur reste le même .

($C_{rr} = C_n$), le fonctionnement du moteur se stabilisera dans le point D' sur la caractéristique mécanique artificielle (3'), donc en régime de branchement inverse sans que le sens de rotation ne change. On explique ce qui a été dit par le fait que la résistance R_c satisfaisant la relation:

$$R_c > -R_a + n_e \cdot k_e \cdot k_m / C. \quad \text{celle-ci}$$

Conduira au fonctionnement d'un régime de couplage inverse du moteur .

Par le changement de la polarité de l'induit dans cette situation, le régime de branchement inverse se maintient mais il est différent par rapport à celui obtenu sur la caractéristique mécanique artificielle 3. car on inverse le signe du couple et de la vitesse.

Si à l'instant du passage au régime de fonctionnement par couplage inverse on passe au fonctionnement à vide de la machine entraînée, ou dans le cas d'un couple résistant statique rapporté à l'arbre du moteur $C_i < C_n$, alors et avec une résistance supplémentaire R'_c , la vitesse du moteur s'inversera. Le moteur passe dans le fonctionnement au régime de moteur avec le sens inverse du sens de rotation et son fonctionnement s'établira ou se stabilisera dans le point A₁ correspond au couple de son arbre.

 H A P I T R E : III

---TRANSFORMATEUR ET MONTAGES REDRESSEURS---

- I. Quelques définitions
- II. Transformateur
- III. Montages redresseurs
- IV. Chute de tension d'un groupe redresseur
- V. Pertes et rendement
- VI. Réglage de la vitesse
- VII. Caractéristiques de quelques transformateurs

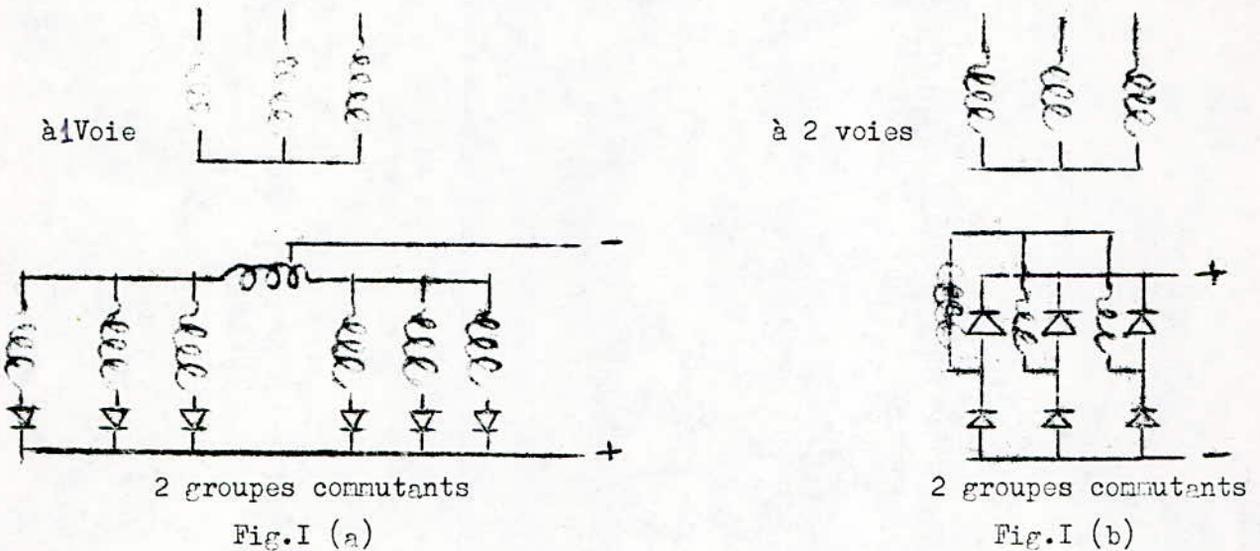
TRANSFORMATEUR ET MONTAGES REDRESSEURS

I Quelques définitions :

-Un montage est dit à simple voie ou à double voie suivant que les connexions d'alimentation du bloc redresseur sont parcourues par un courant unidirectionnel ou bidirectionnel.

-On appelle indice de commutation q , le nombre de commutations qui s'effectuent dans un même groupe commutant, pendant une période de l'alimentation.

-On appelle indice de pulsation p , le nombre de commutation simultanées qui s'effectuent dans un redresseur pendant la période d'alimentation.



-Tension continue à vide fournie par un montage redresseur.

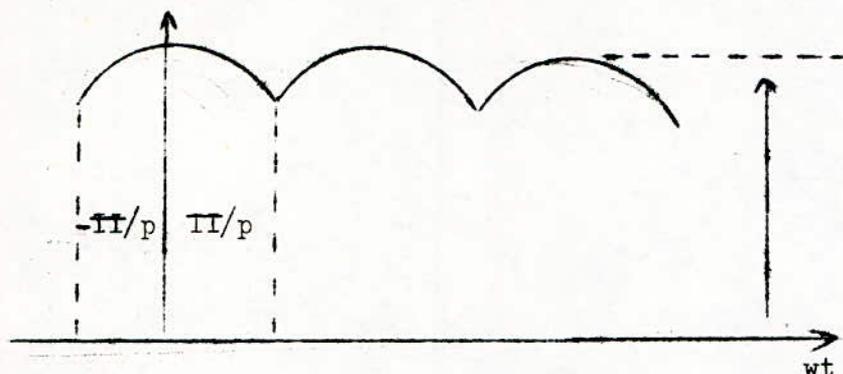
Si $v = V_m \cos x$ représente la fonction de la figure I-c, sa valeur moyenne sera:

$$V_{moy} = \frac{1}{2\pi/q} \int_{-\pi/q}^{\pi/q} V_m \cos x dx = (q/2\pi) V_m \cdot 2 \sin \pi/q$$

$$V_{moy} = (qV_m / \pi) \sin \pi/q$$

S'il ya s montage en série :

$$U_{\text{dio}} = (q \cdot s / \Pi) V_m \sin \Pi / q. \quad U_{\text{dio}} = \sqrt{2} V (qs / \Pi) \sin \Pi / q .$$



Si U_{vo} désigne la tension entre phases commutantes on aura :

$$U_{\text{vo}} = 2 V \sin \Pi / q$$

$$U_{\text{dio}} = (qs / \Pi) \cdot U_{\text{vo}} / \sqrt{2} = U_{\text{vo}} (\sqrt{2} / 2) qs / \Pi .$$

- Tension continue maximale .

$$U_m = U_{\text{dio}} (\Pi / p) \cdot 1 / \sin \Pi / p . \quad \text{Au delà de } p = 12$$

On considère que $U_m = U_{\text{dio}}$.

$$(U_m / U_{\text{dio}})_{p=6} = 1,05$$

-Valeur efficace de la tension redressée .

$$U_{\text{eff}} = (U_{\text{dio}} / 2) \sqrt{1 + (\sin 2 \Pi / p) / 2 \Pi / p} \cdot (\Pi / p) \cdot 1 / \sin \Pi / p$$

-Facteur de forme;

$$F = U_{\text{eff}} / U_{\text{dio}} .$$

-Expression générale de la tension redressée en fonction de p.

La tension redressée peut-être considérée comme la superposition d'une tension continue et de tensions alternatives sinusoïdales.

$$u = U_{\text{dio}} \sum_{k=1}^{k=\infty} -(-1)^k \cdot (2 / (kp)^2 - 1) \cos kpx .$$

-Tension efficace d'ondulation.

Son carré est égal à la somme des carrés des valeurs efficaces des divers harmoniques.

$$U_6 = \sqrt{\sum U_n^2} \Rightarrow U_6 = \sqrt{2} U_{dio} \sqrt{\sum_{k=1}^{k=\infty} (1 / k^2 p^2 - 1)^2}$$

-Taux d'ondulation .

c'est le rapport :

$$tx = U_6 / U_{dio}$$

$$\text{On a : } U_{\text{eff}}^2 = U_{dio}^2 + U_6^2 \Rightarrow F^2 = 1 + tx^2 .$$

-Courants dans le bloc redresseur et son alimentation .

On suppose pour les calculs, un courant continu parfaitement lissé et des circuits anodiques sans réactance.

-Courant dans un bras.

S'il y'a g groupes commutants en parallèle la valeur moyenne du courant est :

$$I_{\text{moy}} = I_d / gq ; I_{\text{eff}} = I_d / g \sqrt{q} ; I_{\text{max}} = I_d / g$$

-Courants dans le bloc .

$$\left. \begin{array}{l} I_{\text{moy}} = I_d / gq \\ I_v = I_d / g \sqrt{q} \end{array} \right\} \text{ en simple voie .}$$

$$\left. \begin{array}{l} I_{\text{moy}} = 0 \\ I_v = \sqrt{2} I_d / g \sqrt{q} \end{array} \right\} \text{ en double voie .}$$

II Transformateur.

Les principes généraux du calcul d'un transformateur pour redresseur ne diffèrent pas que ceux pour un transformateur de réseau .

Vu le fonctionnement des soupapes du redresseur, chacune de ses anodes fonctionne pendant une partie de la période.

-On appelle puissance nominale d'un transformateur de redresseur, la puissance P_1 de son enroulement primaire, car c'est la puissance fournie par le réseau.

-On appelle puissance transmise d'un transformateur, la demie somme de la puissance du primaire et celle du secondaire. $P_t = 1/2 (P_1 + P_2)$.

II-1 Fonction d'un transformateur de redresseur.

Le transformateur de redresseur a plusieurs rôles :

-Il adopte la tension d'alimentation du réseau à celle nécessaire pour le redresseur.

-Il sépare le réseau du circuit à courant continu (aucune composante continue ne parcourt le réseau d'alimentation).

-Il permet la mise à la terre de la cathode des redresseurs (sécurité du personnel).

-Il procure à partir du nombre des phases du réseau le nombre de phases nécessaires.

-Il permet un déphasage par groupe tel que pour plusieurs couplés en parallèle on obtienne un indice de pulsation plus élevé que celui d'un groupe seul, d'où une possibilité de supprimer certains harmoniques du courants dans le réseau.

II-2 Tension secondaire .

La tension secondaire au borne du transformateur est de la forme :

$$U_{vo} = \sqrt{2} \text{ II } U_{dio} / qs \text{ avec :}$$

U_{vo} : : tension entre phases commutantes.

U_{dio} : : tension fictive à vide.

s : : nombre de groupe commutant en série.

II-3 Courants secondaires.

Les courants secondaires sont les mêmes que ceux qui alimentent le bloc redresseur.

$$I_v = Id / g \sqrt{q} \quad \text{en simple voie}$$

$$I_v = \sqrt{2} Id/g\sqrt{q} \quad \text{en double voie}$$

II-4 Facteur de puissance secondaire.

C'est le rapport entre la puissance active et la puissance apparente. Dans l'hypothèse ou les pertes dans le groupe sont inexistantes, la puissance active est :

$$P_w = U_d I_d .$$

La puissance apparente du secondaire est :

-En simple voie : $P_a = q_s V_g I_v = (\pi / \sqrt{2}) \cdot (1 / \sin \pi / q) \cdot (1 / \sqrt{q}) U_d I_d$

$$\lambda_s = P_w / P_a = (\sqrt{2q} / \pi) \sin \pi / q$$

-En double voie : le nombre des enroulements est deux fois moindre et le courant I_v est $\sqrt{2}$ fois plus élevé que le cas précédent; P_a est $\sqrt{2}$ fois plus faible,

$$\lambda_s = (2 \sqrt{q} / \pi) \sin \pi / q .$$

II-5 Facteur de dimensionnement du secondaire.

-Si la tension est fournie par des enroulements enroulés sur un même noyau alors le facteur de dimensionnement du secondaire est : $D_s = 1 / \lambda_s$

-Si la tension est fournie par des enroulements enroulés sur différents noyaux, alors le facteur de dimensionnement du secondaire est plus élevé, il est à majorer de 15% dans le cas d'un couplage du secondaire en zigzag.

D_s est minimal pour $q = 3$

II-6 Circuit magnétique.

Les enroulements primaires du transformateur sont couplés en triangle ou en étoile. Les enroulements secondaires débitent sur des soupapes et sont parcourues par des courants unidirectionnels. Le transformateur ne fonctionne pas donc dans un régime normal. Il arrive que les ampères-tours secondaires ne soient pas compensés par les ampères-tours primaires, d'où création d'un flux ϕ_0 circulant entre circuit magnétique et culasse. Ce flux ϕ_0 est le même pour les trois noyaux (exemple : transformateur triphasé à trois colonnes avec enroulement en étoile). Pour un circuit magnétique à retour de flux ϕ_0 modifié le fonctionnement du redresseur.

II-6o Circuit magnétique à trois noyaux.

II-6oo Primaire étoile à neutre isolé.

Si A_1 désigne les ampères-tours dans le noyau 1 dus au courant primaire $\sum a_1$ désigne la somme des ampères-tours dus au courant secondaire sur le même noyau.

$$A_1 = -2/3 \sum a_1 + 1/3 \sum a_2 + 1/3 \sum a_3$$

$$A_2 = -2/3 \sum a_2 + 1/3 \sum a_1 + 1/3 \sum a_3$$

$$A_3 = -2/3 \sum a_3 + 1/3 \sum a_1 + 1/3 \sum a_2$$

La force magnétomotrice aux extrémités des noyaux est :

$$m = \Lambda_1 + \sum a_1 = (\sum a_1 + \sum a_2 + \sum a_3) / 3 .$$

II-601 Primaire étoile avec neutre utilisé.

$$\Lambda_1 + \sum a_1 = \Lambda_2 + \sum a_2 = \Lambda_3 + \sum a_3 = 0 .$$

II-602 Primaire en triangle.

Dans ce cas la force magnétomotrice dépend des fuites primaires ϕ_1 et du flux ϕ_0 .

$$\Lambda_1 + \sum a_1 = \Lambda_2 + \sum a_2 = \Lambda_3 + \sum a_3 = m$$

$$\Lambda_1 = - \sum a_1 + m$$

$$\Lambda_2 = - \sum a_2 + m \quad m = \frac{Xf_1}{Xf_1 + Xf_0} (\sum a_1 + \sum a_2 + \sum a_3) \approx 0$$

$$\Lambda_3 = - \sum a_3 + m$$

Car souvent $Xf_0 \gg Xf_1$

II-61 Circuit magnétique à retour de flux.

On cite trois circuits monophasés ou un circuit triphasé à quatre ou cinq colonnes.

Avec couplage en étoile au primaire on a :

$$\Lambda_1 + \sum a_1 = \Lambda_2 + \sum a_2 = \Lambda_3 + \sum a_3 = 0$$

$$\Lambda_1 = - \sum a_1$$

$$\Lambda_2 = - \sum a_2 \implies \Lambda_1 + \Lambda_2 + \Lambda_3 = \sum a_1 + \sum a_2 + \sum a_3 = 0$$

$$\Lambda_3 = - \sum a_3$$

II-7 Courant primaire.

-La forme des courants primaires est la même que celle des ampères-tours.

-On prendra comme tension entre phases primaires, la tension entre phases commutantes.

On obtient un courant conventionnel i'_p ayant pour valeur efficace:

$$I'_{p^2} = \left(\sum_{i=1}^n I'_{pi^2} t_i \right) / T$$

I'_{pi} : valeur de I'_p sur différents paliers.

t_i : longueur des paliers . $\sum t_i = T$.

II-8 Facteur de puissance primaire, facteur de déformation.

$\cos \varphi$ étant le rapport entre la puissance active de l'onde fondamentale et la puissance apparente de l'onde fondamentale, λ_p étant le facteur de puissance primaire.

$\lambda_p / \cos \varphi$ est appelé facteur de déformation primaire et il est noté v_p .

-En couplage étoile: $v_{py} = U_{dio} I_d / \sqrt{3} U_{vo} I'_{py} = U_{dio} / \sqrt{3} \cdot k_{py} \cdot U_{vo}$

$$v_{py} = q_s / \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \Pi k_{py}$$

-En couplage triangle : $v_{pD} = q_s / 3 \sqrt{2} \Pi k_{pD}$

II-9 Facteur de dimensionnement du primaire.

$$D_{py} = 1/v_{py} = \sqrt{3}/2 \Pi k_{py} / q_s$$

$$D_{pD} = 1/v_{pD} = 3\sqrt{2} \Pi k_{pD} / q_s$$

II-10 Courant côté réseau.

$v_L = q_s / \sqrt{2} \sqrt{3} \Pi k_L$ et le courant de ligne $I_L = U_d I_d / v_L \cdot \cos \varphi \cdot U_L \cdot \sqrt{3}$ que le couplage du primaire soit en étoile ou en triangle .

-Pour un couplage étoile les caractéristiques du courant de ligne et du courant primaire sont identiques .

-Pour un couplage triangle on a : $I_L = \sqrt{3} I_{pD}$ à condition que les courants primaires ne contiennent pas d'harmoniques 3 et multiple de 3.

-La forme du courant de ligne est en général différente de celle du courant primaire.

III Montage redresseurs.

Pour obtenir une tension continue, on redresse un ensemble de tensions alternatives sinusoïdales formant un système polyphasé équilibré.

III-1 Montage à commutation parallèle .

Pour ce type de montage l'indice de pulsation est égal à l'indice de commutation.

v_1, v_2, v_p désignent les tensions sinusoïdales de période T, aux bornes de p enroulements.

$$v_1 = V_m \sin \omega t$$

$$v_2 = V_m \sin (\omega t - 2\Pi/p)$$

$$v_p = V_m \sin (\omega t - (p-1)2\Pi/p)$$

III-10 Pontage hexaphasé :

Pour ce montage on a $p = q$.

Sur chaque phase du secondaire d'un transformateur triphasé, on fait sortir une prise médiane. En réunissant les phases on obtient un secondaire hexaphasé en étoile.

Les tensions de sortie sont :

$$\begin{aligned}
 v_1 &= V_m \sin w t & v_2 &= V_m \sin(w t - \pi/3) \\
 v_3 &= V_m \sin(w t - 2\pi/3) & v_4 &= V_m \sin(w t - \pi) \\
 v_5 &= V_m \sin(w t - 4\pi/3) & v_6 &= V_m \sin(w t - 5\pi/3)
 \end{aligned}$$

III-100 Fonctionnement du montage.

Lorsqu'une diode débite, la borne 1 est réunie au sommet le plus positif de l'étoile formée par les p enroulements secondaires.

Pendant l'intervalle $2\pi/6 \rightarrow 4\pi/6$ la tension v_1 est la plus grande des p tensions, la diode D1 est alors conductrice et v_1 représente la tension redressée.

Entre $4\pi/6$ et π c'est la diode D2 qui conduit, etc..

$$U_d = \begin{cases} v_1 & \text{entre } \pi/3 \text{ et } 2\pi/3 \\ v_2 & \text{entre } 2\pi/3 \text{ et } \pi \\ v_3 & \text{entre } \pi \text{ et } 4\pi/3 \\ v_4 & \text{entre } 4\pi/3 \text{ et } 5\pi/3 \\ v_5 & \text{entre } 5\pi/3 \text{ et } 2\pi \\ v_6 & \text{entre } 2\pi \text{ et } \pi/3 \end{cases}$$

III-101 Etude des tensions.

a) Tension redressée .

La tension redressée est formée de q sommets de sinusoides par période T. La période de la tension redressée est donc T/q .

La valeur moyenne U_{dio} de la tension redressée est :

$$U_{dio} = (q/\pi) V_m \sin \pi/q ; \quad U_{dio} = 0,955 V_m$$

b) Tension inverse de crête supporté par un bras la tension inverse maximale U_{in}

$$\text{est donnée par : } U_{in} = 2V_m = 2,09 U_{dio}$$

III-102 Etude des courants .

-Courants dans un bras .

$$I_{\text{noy}} = I_d / 6$$

$$I_{\text{eff}} = I_d / \sqrt{6}$$

$$I_{\text{max}} = I_d$$

-Courants dans le bloc.

$$I_v = I_d / \sqrt{6}$$

III-103 Facteur de puissance secondaire.

le Facteur de puissance secondaire.

$$\lambda_s = \left(\sqrt{2} \cdot q / \pi \right) \sin \pi/q = 0,55. \text{ est faible.}$$

C'est la **raison** pour laquelle ce genre de montage n'est pas utilisé car ils ont un facteur de dimensionnement du secondaire grand dès que q est élevé.

q	6	12	18
λ_s	0,55	0,4	0,332
D_s	1,81	2,27	3,01

III-2 Montage à commutation parallele double.

Comme exemple on traitera le redresseur triphasé en pont .

III-20 Redresseur non commandé .

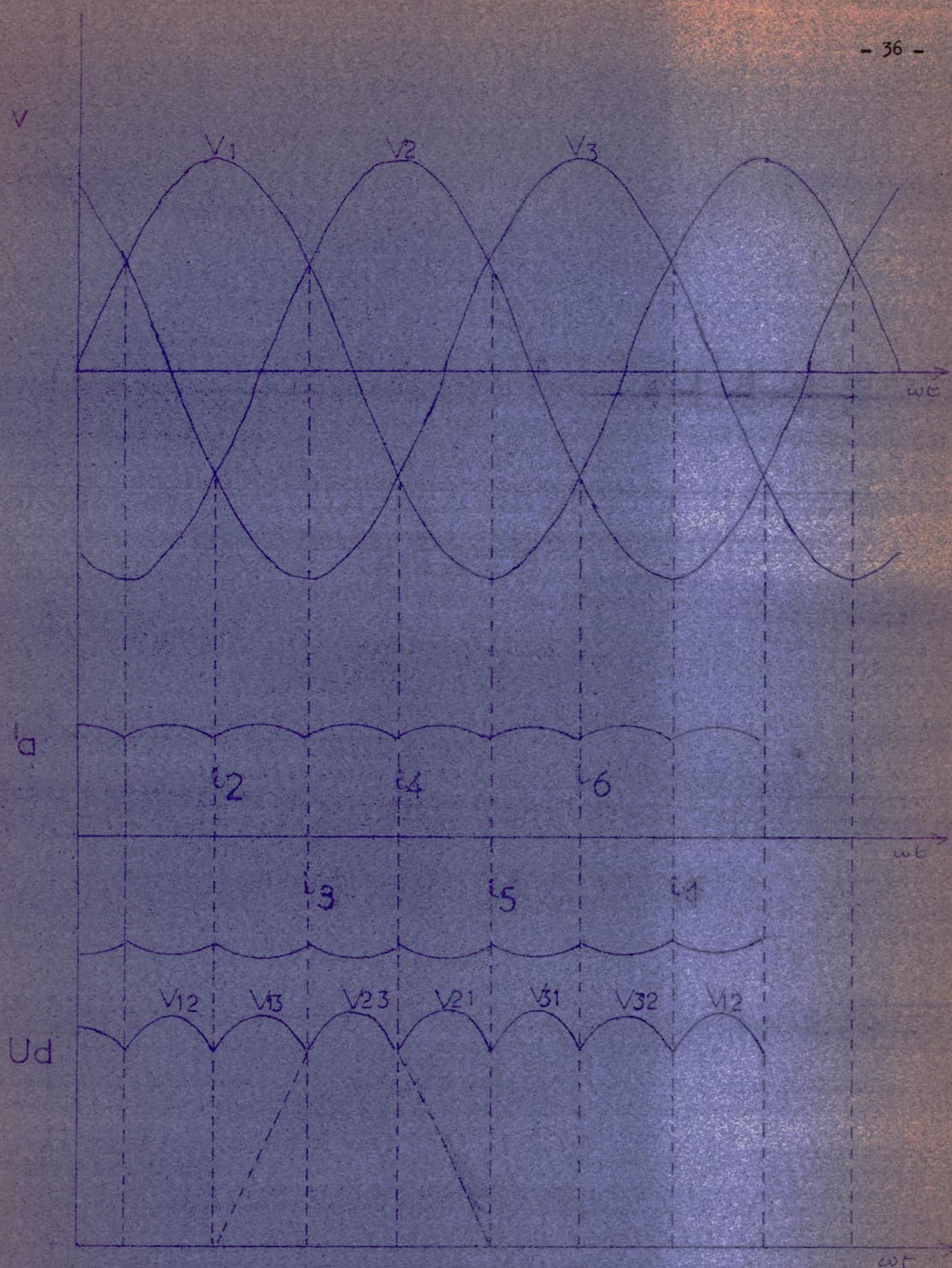
On supposera nulles les inductances d'anode X_a et de lissage X_d . Dans ce montage dit pont de Graëtz les enroulements primaires et secondaires peuvent-êtré couplés en étoile ou en triangle .

Parmi les soupapes de groupe pair à cathode reliées (ou cathodique) conduit celle qui a le potentiel d'anode le plus élevé.

Parmi les soupapes de groupe impair à anode reliées (ou anodiques) conduit celle qui a le potentiel de cathode est le plus bas.

Au instant quelconque, dans le cas d'une commutation instantanée, deux soupapes, une du groupe pair et l'autre du groupe impair, conduisent le courant.

Par exemple dans la (fig. III-20) , sur la portion EF, la soupape S2 a son potentiel d'anode le plus élevé et la soupape S1 a son potentiel de cathode le plus bas.



III-20 FONCTIONNEMENT

d'un MONTAGE GRAETZ non COMMANDE

Chaque soupape laisse passer le courant pendant un tiers de période.

III-21 Redresseur commandé ;

Dans le cas précédent l'amorçage des soupapes correspond à l'intersection des sinusoides des tensions simples. (points a, b, c). Nous appelons ces instants les instants d'amorçage naturel. A partir de ces instants seront comptés les angles de retard des soupapes que nous prendrons égaux. Voir fig. (III-21)

Soit cet angle de retard D'autre part, du fait que les anodes possèdent des inductances non négligeable, la commutation n'est pas instantanée. La soupape qui conduisait met un certain temps pour ne plus débiter du courant alors que la soupape débloquée met le même temps pour débiter le même courant redressé.

A ce temps correspond un angle de commutation qu'on note γ .

III-21a Etude des courants.

Le facteur de déformation est le même côté primaire, secondaire ou ligne :

$$v = v_s = v_{py} = v_{pD} = v_L = 3/\pi = 0,955$$

Il sera donc facile de tracer la forme des courants pour chacun des quatre cas de couplage. (primaire ou secondaire en étoile ou en triangle.)

Le facteur de dimensionnement est voisin de 1, ce qui explique l'importance du montage Graetz.

$$D = \pi/3 = 1,047$$

Compte tenu du rapport de transformation choisi tel que $U_L = U_{vo}$ on a :

$$I'_L = I'_v = (\sqrt{2}/\sqrt{3}) I_d = 0,816 I_d$$

$$\text{Le courant de ligne est alors } I_L = 0,605 I'_d \cdot U_d / U_L$$

A)-Courants dans les enroulements primaires (en valeur efficace).

-Primaire en étoile .

$$I'_{py} = I'_L = 0,816 I_d .$$

$$I_p = I_L = (\pi/3\sqrt{3}) I'_d \cdot U_d / U_L = 0,605 I'_d \cdot U_d / U_L .$$

-Primaire en Triangle.

$$I'_{pD} = I'_L / \sqrt{3} = 0,472 I_d$$

$$I_{pD} = I_L / \sqrt{3} = 0,348 I'_d \cdot U_d / U_L .$$

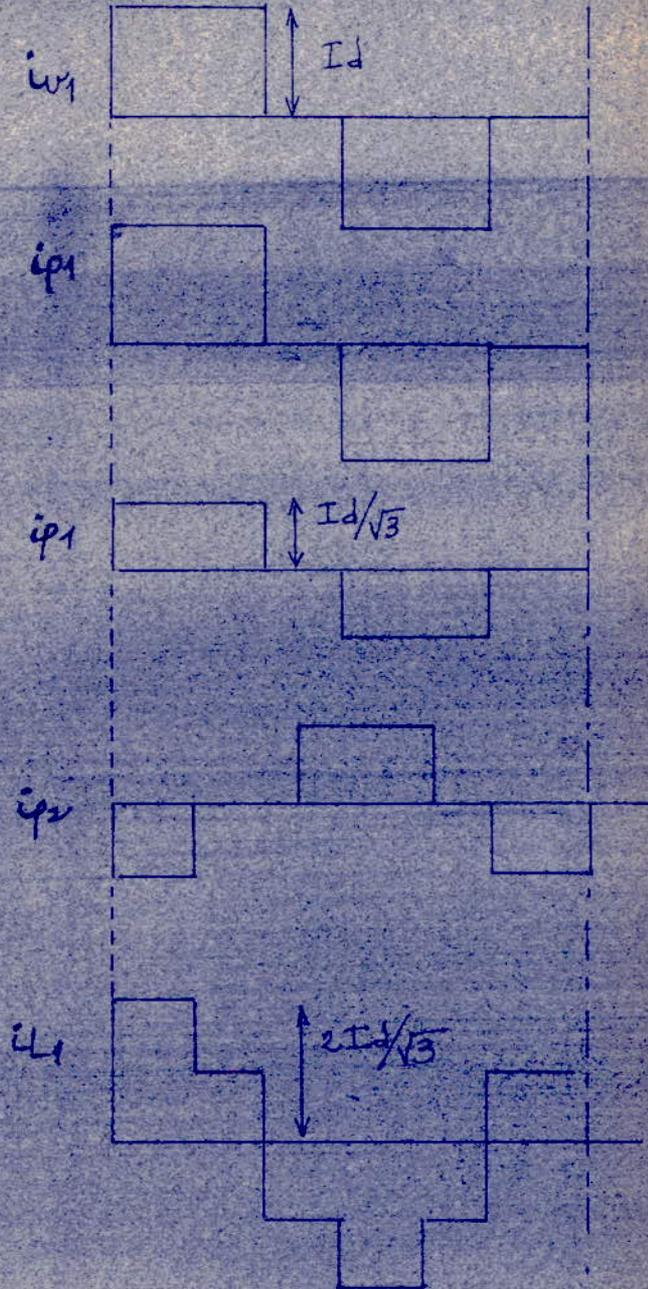
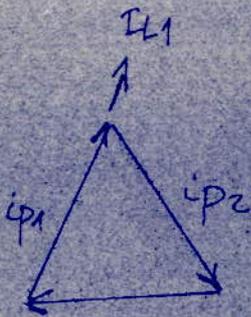
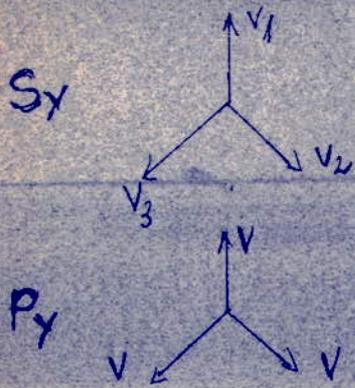
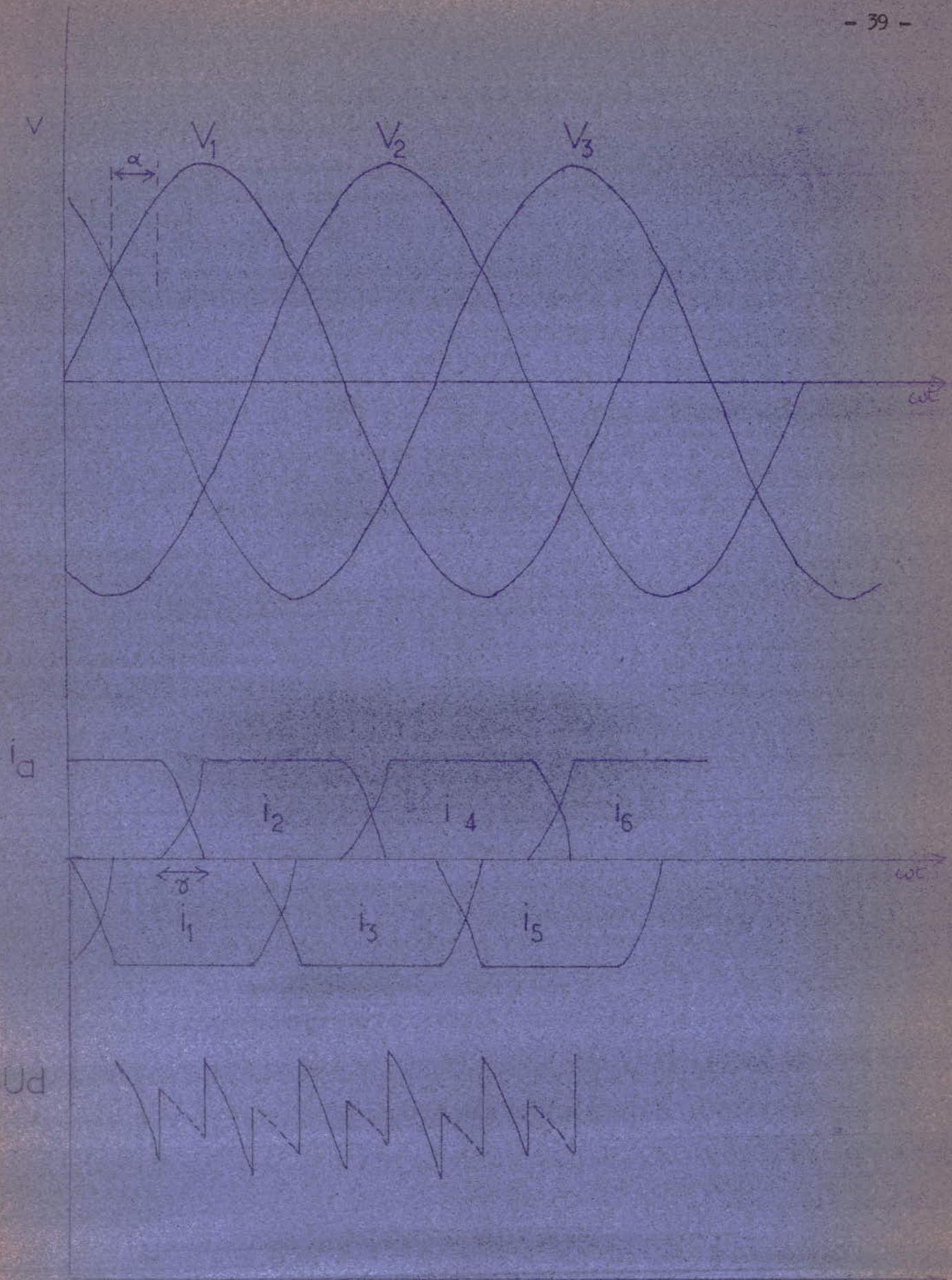


DIAGRAMME de COURANTS RELATIF au MONTAGE GRAETZ



III-21 FONCTIONNEMENT
d'un MONTAGE GRAETZ COMMANDE

B)-Forme et valeurs des courants primaires (valeur instantanée.)

1°)-Secondaire en étoile .

$$i_s = i_v$$

a) Primaire en étoile .

Le courant primaire est un courant rectangulaire de longueur $T/3$ et de hauteur I_d .

$$i_s = i_L = i_p$$

b) Primaire en triangle .

De même forme que le précédent le courant primaire a une hauteur réduite à $I_d / 3$.

Le courant de ligne a une forme en escalier .

2°)-Secondaire en triangle.

La courbe du courant secondaire i_s se trace à partir de celle du courant dans le bloc i_v car on a :

$$i_{v1} = i_{s1} - i_{s2}$$

$$i_{v2} = i_{s2} - i_{s3}$$

$$i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0$$

Ce qui donne $i_{s1} = (2/3) i_{v1} + (1/3) i_{v2}$

a) Primaire en étoile.

La courbe de i_{p1} a la même forme que celle de i_{s1} . Les ordonnées sont multipliées par $\sqrt{3}$. La courbe représentant i_{L1} est évidemment la même.

b) Primaire en triangle.

La courbe de i_{p1} est la même que celle de i_{s1} car on a le même couplage et le même nombre de spires.

La courbe de i_{L1} présente deux rectangles symétriques de longueur $T/3$ et de hauteur I_d .

d-Tension inverse.

Les tensions aux bornes des redresseurs ont même forme d'ondes et mêmes valeurs maximales que lors du fonctionnement en commutation parallèle simple.

$$U_{im} = 2v_m \cos \frac{\pi}{2q} = 2v_m \cos \frac{\pi}{6}.$$

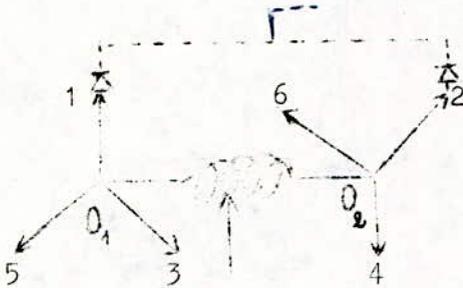
$$U_{im} = \sqrt{3} V_m = \frac{\pi}{3} \cdot U_{dio}$$

$$U_{im} = 1,047 U_{dio} .$$

III-3 Redresseur triphasé avec bobine d'absorption.

III-30 Redresseur non commandé.

Principe et fonctionnement.

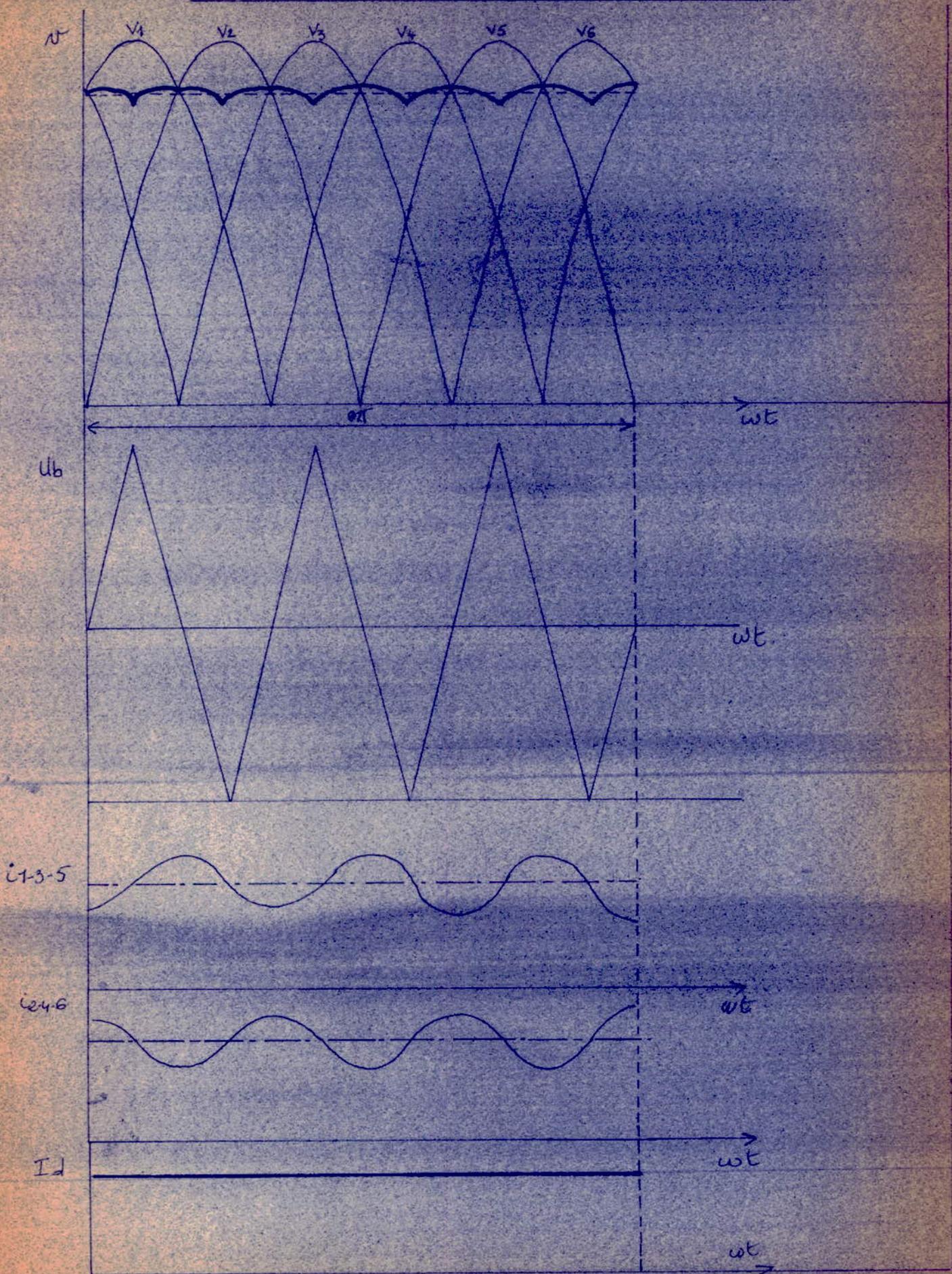


Le fonctionnement triphasé utilise mieux le transformateur que l'héxaphasé simple
 $\eta_s = \begin{cases} 0,675 & \text{triphasé} \\ 0,55 & \text{héxaphasé} \end{cases}$

D'où l'idée de partager les six phases d'un secondaires héxaphasés en deux groupe triphasés indépendant l'un de l'autre .

- Les points neutre 0_1 et 0_2 sont reliés par une inductance monophasée à point milieu et qui représente le point négatif du circuit d'utilisation.
- La différence entre les valeurs instantanées des tensions de phase est caractérisé par les ordonnées des aires hachurées. C'est cette différence de tension qui est induite par les enroulements de la bobine d'absorption quand l'un des enroulements est parcouru par le courant magnétisant.
- Pour l'inductance ^{que} fournisse des tensions U_{k_1} et U_{k_2} égales aux ordonnées, des aires hachurées il suffit que le courant redressé augmente jusqu'à I_{dcr} (I_{dcr} est compris entre 0,5% et 1 % de I_{dnom} et s'appelle courant critique.)
- L_1 et L_2 s'opposent aux variations des courants qui les parcourent et interdisent la commutation entre soupape impaire et soupape paire.
- La fréquence d'ondulation de la tension redressée est sextuple.
- La fréquence d'ondulation de la tension au borne de la bobine est de $3f$, soit 150 Hz

III-30 FONCTIONNEMENT d'un HEXAPHASE à FAIBLE CHARGE



-La durée des courants anodiques est de $2\pi/3$ et leur amplitude est de $I_d/2$ sans tenir compte de la faible composante, alternative du courant magnétisant de la bobine d'absorption.

-D'après les aires hachurées de la figure (III5c), est construite la courbe U_b de la tension aux bornes de la bobine.

III-31 Redresseur commandé .

-La figure (III31) représente le schéma à l'inductance d'équilibre avec une force électromotrice opposée dans le circuit d'utilisation, la réactance X_d est supposée infinie.

-Le courant de charge I_d est supposé supérieur au courant critique I_{dcr} .

-La durée des courants anodiques est $2\pi/3 + \gamma$.

-Le principe de fonctionnement n'est pas différent du cas précédent.

III-32 Etude des tensions.

1) Tension continue.

* A vide, le montage se comporte comme un hétéphasé simple :

$$U_{dio} = (V_m p / \pi) \sin \pi/p = V_m 3/\pi$$

$$\text{En charge } U_{dio} = (V_m 3/\pi) \sin \pi/3 = 0,827 V_m$$

* En charge normale et avec un retard à l'amorçage, la valeur moyenne de la tension continue diminue :

$$U_{di} \alpha = U_{dio} \cos \alpha = 0,827 V_m \cos \alpha .$$

La chute inductive de tension qui apparaît lors des commutations est :

$$\Delta U_x = (I_d / 2 X_a) / (2\pi / 3) = 3I_d X_a / 4\pi$$

d'où l'on déduit la caractéristique interne $U_d = f(I_d)$ du montage :

$$U_d = U_{di} \alpha - \Delta U_x .$$

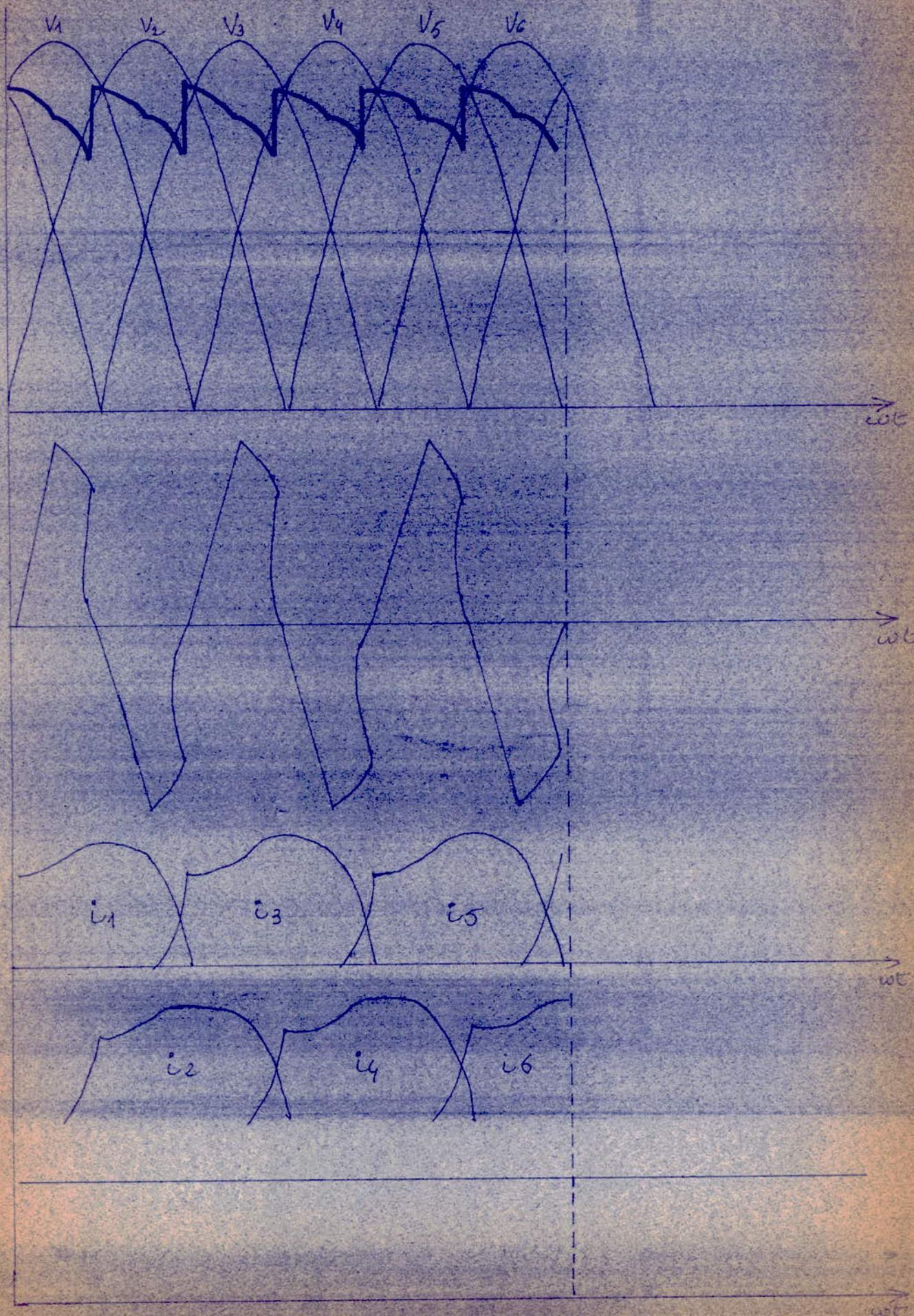
$$U_d = 0,827 V_m \cos \alpha - 3I_d X_a / 4\pi .$$

2) Tension inverse .

$$U_{im} = \begin{cases} \text{à vide} & U_{im} = 2,42 U_{dio} \\ \text{en charge} & U_{im} = 2,09 V_{dio} \end{cases}$$

Comme pour la tension redressée, la tension inverse présente une montée d'environ 15%, entre la marche sous intensité critique et celle rigoureusement à vide.

III-31 FONCTIONNEMENT d'un HEXAPHASE en CHARGE NORMALE



III-33 Etude des courants.

Si le primaire est en étoile il n'ya pas de force magnétomotrice résiduelle sur le circuit magnétique, car il s'agit de courant rectangulaire de durée $\pi/3$ et ne contenant pas d'harmoniques 3 et multiples de 3.

$$v_{py} = v_L = 3/\pi = 0,955 \quad (D_{py} = \pi/3 = 1,047)$$

Si le primaire est en triangle le courant de ligne se rapproche plus de la sinusoïde, que si le primaire était en étoile.

Mais le taux d'harmoniques reste le même.

III-4 Montage double Graëtz parallele.

Ce schéma est utilisé pour des tensions comprises entre 300 et 1200V et pour des courants continus forts.

Il présente un indice de commutation : $q=3$ et un indice de pulsation : $p=12$.

Principe de fonctionnement .

A vide la tension rigoureusement à vide est donnée par :

$$U_{dio} = V_p \cdot m(P/\pi) \sin \pi/P = (V_m \sqrt{3} 12/\pi) 0,259 = 1,72 V_m$$

A faible charge la tension continue est celle de l'un des montages Graëtz :

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

Dans ce cas la tension aux bornes de la bobine est de fréquence six fois ^{le} fondamentale .

Sa valeur maximale est : $U_{bmax} = 0,140 U_{dio}$,

Sa valeur efficace est : $U_b = 0,082 U_{dio}$

Si I_{do} est la valeur du courant critique, I_{om} la valeur maximale du courant magnétisant

alors on a l'égalité $I_{do}/2 = I_{om}$.

i_o , étant sinusoïdale, alors : $I_{do} = 2/\sqrt{2} I_o$,

Il est d'une fréquence sextuple.

-Les courants anodiques durent pendant $1/3$ de période comme si chaque pont débite seul.

-Seule, leur forme est modifiée par le courant magnétisant de la bobine d'absorption.

Par contre en charge normale on devra tenir compte des enpiètements anodiques.

La valeur moyenne de la tension continue est alors :

$$U_{di} = U_{dio} - \Delta U_x = (3\sqrt{3}/\pi) V_m - (I_d / 2) \cdot X_a / 3\pi$$

Et avec un retard à l'amorçage on aura :

$$U_d = (3\sqrt{3}/\pi) V_m \cos \alpha - I_d / 2 \cdot (X_a / 2\pi) \times 6 = (3\sqrt{3}/\pi) V_m \cos \alpha - I_d / 2 \cdot X_a / \pi$$

-La valeur maximale de la tension au borne de la bobine est la même que pour le fonctionnement à faible charge.

$$U_{bmax} = 0,140 U_{dio}.$$

-Sa valeur efficace dépend de l'angle d'empiètement par exemple :

$$\text{pour } \delta = 20^\circ, U_b = 0,125 U_{dio}.$$

III-41 Circuit magnétique .

Le déphasage de 30° entre les deux systèmes secondaires peut-être obtenu avec un seul circuit magnétique.

Par un seul primaire (ou deux demi primaire en parallele) alimentant un secondaire en étoile et un secondaire en triangle ou (deux secondaires zigzags).

1°) Deux secondaires (1 étoile "S1" et triangle "S2", 1 primaire) le courant de ligne est obtenu en ajoutant, les ampères tours fournis par les deux systèmes étoile et triangle sur un même noyau. Cela revient à ajouter les courants de ligne relatifs aux ponts de Graëtz simples avec primaire en étoile. D'après la figure III4(a) on peut écrire.

$$I'_L = I'_{py} = (1 + \sqrt{3}/2\sqrt{3}) I_d = 0,789 I_d, I'_{p,D} = (1 + \sqrt{3}/6) I_d = 0,455 I_d.$$

$$v_L = v_p = 6\sqrt{2}/\pi(\sqrt{3}+1) = 0,99 \quad D_p = 1,01$$

$$I_L = I_{py} = \pi(\sqrt{3}+1/6\sqrt{6}) I'_d U_d / U_L = 0,585 I'_d U_d / U_L.$$

$$I_{pD} = \pi(\sqrt{3}+1/18\sqrt{2}) I'_d U_d / U_L = 0,337 I'_d U_d / U_L.$$

Dans ce cas le facteur de dimensionnement du primaire et du secondaire sont voisins de l'unité. Donc le dimensionnement d'un tel transformateur ne differe pas de celui d'un réseau, à trois enroulements.

Si l'on a deux secondaires en zigzags on obtient les mêmes resultats que précédemment seulement le facteur de dimensionnement du secondaire est plus grand .

$$D_s = (\pi/3) \times 1,115 = 1,15.$$

2°) Deux demi primaires.

Chaque secondaire réagit indépendamment sur un demi-primaire, donc les relations donnant les courants sont les mêmes que pour un pont de Graëtz simple, seulement le courant est de $I_d/2$ au lieu I_d .

$$I'_{py} = I_d/\sqrt{6} = 0,408 I_d \qquad I'_{pD} = 1/\sqrt{3} I_d = 0,236 I_d$$

$$v_p = 3/\pi \approx 0,955 \qquad D_p = 1,047$$

$$I_{py} = (\pi/6\sqrt{3}) I'd U_d/U_L = 0,302 I'd U_d/U_L$$

$$I_{pD} = (\pi/18) I'd U_d/U_L = 0,174 I'd U_d/U_L$$

Quand au courant de ligne, il sera comme au (1^{er}).

III-5 Mise en parallele de deux montages hexasphasés double étoile avec bobine d'absorption.

C'est un schema a indice de commutation $q = 3$ et indice de pulsation $p = 12$.

Il peut-être utilisé pour l'alimentation des électrolyses car il procure une forte intensité et une tension continue faible (300V).

Il contient deux bobines génératrices de tensions d'harmoniques 6. Cette dernière est beaucoup plus réduite, et on peut dans certains cas s'en passer.

A vide la tension continue est telle que :

$$U_{dio0} = (V_m \cdot 12/\pi) \sin \pi/12$$

$$\text{A faible charge } U_{dio} = V_m(3/\pi)/\sqrt{3}/2 \Rightarrow U_{dio0}/U_{dio} = 1,19$$

Ce schema produit une élévation de tension à vide plus grande que pour le montage "double Graëtz parallele" pour lequel on a :

$$U_{dio0}/U_{dio} = 1,036$$

Le décalage entre tensions secondaires (30°) est obtenu de deux manières :

- 1°) Avec deux circuits magnétiques séparés, les deux primaires sont l'un couplé en étoile et l'autre en triangle.
- 2°) Avec deux secondaires couplés en zigzag.

- Le facteur de ligne s'approche plus de la sinusoïde dans le 1^{er} cas que dans le 2^{eme} cas.

IV Chute de tension d'un groupe redresseur.

Les impédances des éléments du montage redresseur et celle de son réseau d'alimentation réduisent la tension redressée moyenne U_{dio} au fur et à mesure que le courant continu I_d augmente.

La chute de tension totale se compose essentiellement de trois éléments :

- 1°) La chute due aux réactances.
- 2°) La chute due aux résistances.
- 3°) La chute due aux diodes.

IV-1 Chute inductive.

-Phénomène de l'empiètement.

Quand un redresseur devient puissant, le courant débité ne peut passer instantanément de 0 à I_d . Ceci est dû aux réactances qu'on suppose localisées dans les bras.

On dit qu'il y a commutation, entre phases (deux phases par exemple).

L'angle γ correspondant est appelé angle d'empiètement, celui-ci augmente avec la chute de tension inductive.

$$dX = U_{\gamma} / U_{dio} = (1 - \cos \gamma) / 2 .$$

La chute inductive est proportionnelle à l'inductance du circuit de commutation et au courant continu débité.

$$U_{\gamma} = X I_d / (2\pi/q) \implies dX = X I_d \cdot q / 2 U_{dio} \pi .$$

La formule précédente

peut être appliquée pour trouver la chute inductive de tension due au transformateur. Si le groupe redresseur de (g) ensemble se partageant le courant I_d et si chaque ensemble comporte s groupes commutants : alors.

$$dX_t = b \cdot s \cdot X_t I_d q / 2 U_{dio} \cdot g \cdot \pi$$

en supposant qu'il y a b groupes qui commutent simultanément:

$$\text{Avec } X = X_{v1} + X_{v2} / b ; \left\{ \begin{array}{l} X_{v1} \text{ et } X_{v2} \text{ sont les réactances côté primaires et} \\ \text{secondaires rapportées à la tension entre phase} \\ \text{commutantes : } U_{vo} . \end{array} \right.$$

Par exemple pour un montage Graëtz on a : $e_x = \sqrt{3} X_t I'_L / U_{vo} = \sqrt{2} X_t I_d / U_{vo}$

$$e_x = 6 X_t I_d / \pi U_{dio}$$

D'autre part : $b = 1$, $q = 3$, $s = 2$, $g = 1$.

$$d_{xt} = 3 X_t I_d / \pi U_{dio} \quad \Rightarrow \quad \boxed{d_{xt} = e_x / 2}$$

IV-2 Chute due aux résistances .

La diminution de la tension redressée due aux **résistances** se déduit de l'expression des pertes joules .

$$P_j = R_d I_d^2 \quad . \quad \Delta_2 U_d = R_d I_d = P_j / I_d \quad \text{enfin}$$

$$d_r = P_j / I_d U_{dio} .$$

IV-3 Chute de tension due aux diodes .

Les pertes dissipées par les diodes s'expriment en fonction de l'intensité moyenne et efficace par :

$$P_c = n (U_{To} I_F + r_F I_{Fe}^2)$$

U_{To} : tension de seuil.

n : nombre totale de diodes.

r_F : résistance différentielle.

$$\Delta_3 U_c = P_c / I_d \quad \text{et} \quad d_c = P_c / I_d U_{dio}$$

IV-4 Chute de tension totale .

Sa valeur est :

$$d = d_{xt} + d_{xv} + d_{xL} + d_r + d_c + d_L .$$

d_{xt} : Chute de tension due au transformateur.

d_{xv} : Chute de tension due aux réactances entre transformateur et bloc redresseur.

d_{xL} : Chute de tension due aux réactances côté réseau.

d_r : Chute de tension due aux résistances.

d_c : Chute de tension due aux diodes.

d_L : Chute de tension due à la réactance du réseau.

$$U_{dio} = U_d + \sum dU_{dio}$$

$$U_{dio}(1 - \sum d) = U_d \implies U_{dio} = U_d / 1 - \sum d$$

d'ou la valeur de V_{vo} :

$$U_{vo} = U_d / 1 - \sum d$$

V-Pertes et rendement.

Le rendement d'un montage redresseur est :

$$n = U_d I_d / U_d I_d + \sum p \quad ; \quad \sum p \text{ étant la somme des pertes dans le groupe transformateur-redresseur.}$$

Ces pertes se composent essentiellement des :

- a) Pertes constantes (pertes dans le fer du transformateur, pertes dans le fer de la bobine d'absorption éventuelle, pertes dues au système de refroidissement.)
- b) Pertes proportionnelles au carré du courant débité, (pertes dans les enroulements dans les liaisons, dans les fusibles principaux etc.).
- c) Pertes proportionnelles au courant débité, (celle due à la tension de seuil des diodes, par exemple .)
- d) Pertes suivant une certaine loi quelconque.

Pour fixer l'ordre de grandeur prenons un exemple numérique :

Tension continue en charge : 1650 V ; courant continu : 3000 A .

- $U_d I_d = 4950 \text{ kW}$.

- $P_d = 12 \text{ W}$.

- $P_r = 500 \text{ W}$.

- Pertes dans les relais et accésaires : 2,5 kW .

- Pertes totales dans le bloc redresseur : 15 kW .

Transformateur

Pertes à vide : 8 kW

Pertes en cuivre: 35 kW

Total : 43 kW

- $\sum p = 60 \text{ kW}$

- Rendement à pleine charge :

$$n = 4950 / 4950 + 60 = 0,988 \text{ ou } 98,8\%$$

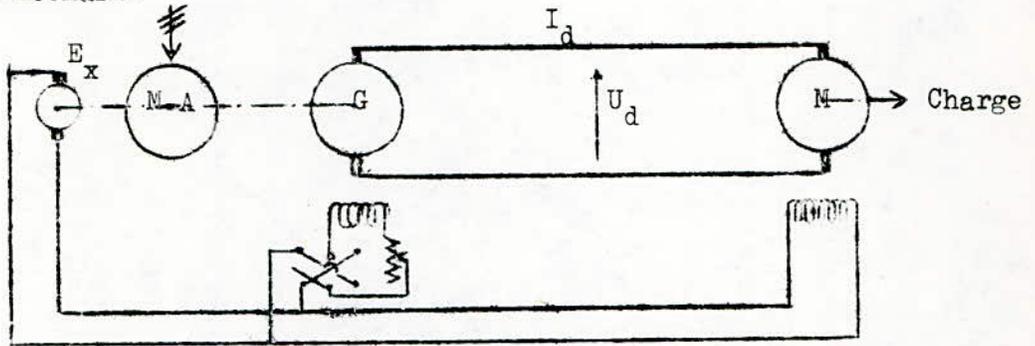
VI-Réglage de la vitesse.

I-Réalisation d'une tension continue variable.

Pour obtenir une tension continue variable nécessaire pour faire varier la vitesse d'un moteur on utilisait une autre machine à courant continu.

C'était le groupe Ward-Léonard.

I-1 Groupe Ward-Léonard.



Le moteur asynchrone M.1 alimenté par le réseau industriel triphasé entraîne une génératrice G qui débite sur le moteur dont on veut faire varier sa vitesse.

L'excitation de la génératrice permet la variation de U_d , donc la variation de la vitesse N du moteur. Pendant les phases de freinage, M fonctionne en génératrice, G en moteur et M.A en génératrice asynchrone débitant sur le réseau.

Il est maintenant plus avantageux d'utiliser un montage redresseur à thyristors qui fournit une tension continue moyenne, U_d variable.

Parmi les montages usuels on cite :

- Les montages homogènes à thyristors.
- Les montages à "ponts mixtes".

On se limitera à l'étude des ponts triphasés de Graëtz et leurs associations.

I-2 Montage homogène à thyristors.

-Pont de Graëtz.

Il est constitué par des thyristors commandés.

I-2a Tension redressée moyenne.

La valeur moyenne de la fonction $v = V_{pm} \cdot \cos x$ est entre x_2 et x_1 :

$$v_{\text{moy}} = \frac{V_{pm}}{2\pi} \int_{x_1}^{x_2} \cos x \, dx = \frac{V_{pm}}{2\pi} (\sin x_2 - \sin x_1)$$

I-30 Tension redressée.

Ce montage peut-être considéré comme 2 redresseurs triphasés en série. Le redresseur à diode fournit une tension redressée moyenne de $U_{dio}/2$. celui à thyristors fournit une tension redressée moyenne réglable $(U_{dio}/2) \cos \alpha$.

D'où une tension redressée moyenne fournie par le pont de:

$$U_{dio} \alpha = U_{dio}/2 + U_{dio} \cos \alpha / 2 . \quad U_{dio} \alpha = U_{dio}(1 + \cos \alpha) / 2 .$$

I-31 Difficulté pour obtenir une tension moyenne nulle.

Contrairement au cas précédent, il est possible pour ce type de montage de dépasser $\alpha = \pi/2$ et d'obtenir théoriquement une tension redressée moyenne nulle. Il suffit de prendre $\alpha = \pi$, alors $(U_{dio}) \pi = 0$.

Mais physiquement, on ne peut atteindre la valeur π et la tension redressée moyenne est toujours positive. Il faut donc laisser une marge suffisante entre α et π .

En effet l'impulsion de déblocage envoyée sur un thyristor trouve celui-ci avec une tension positive tant que α est inférieur à π . Pour α supérieur à π , la tension au borne de ce redresseur devient négative et le thyristor ne peut s'amorcer. D'autre part la commutation entre deux bras n'est pas instantanée et donne un angle d'empatement.

Le temps pendant lequel la tension aux bornes d'un thyristor reste négative est appelé temps de blocage et vaut $:\pi - \alpha / \omega$. Ce temps doit au moins être égal au temps de recouvrement des thyristors, temps au bout duquel, ceux ci, sont capables de retrouver leur pouvoir de bloquer des tensions directes.

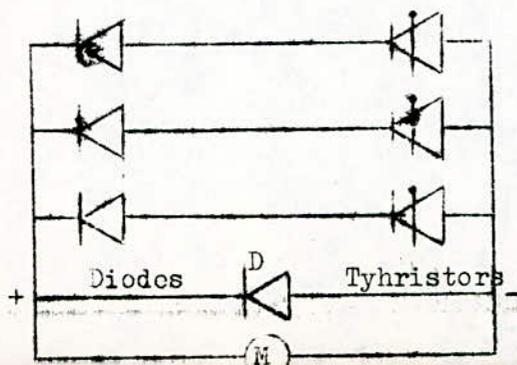
$$\omega t_B = \pi - \alpha = \gamma + r .$$

γ : angle d'empatement .

r : angle de recouvrement .

I-32 Dispositif de roue libre.

Dans le cas où le bloc redresseur débite sur un moteur, on pourra obtenir une tension nulle en connectant une diode au borne du moteur. Ce dispositif, de roue libre permet



de diminuer $b = \pi - \alpha$ car il n'ya plus de commutation entre phase successives.

Il permet aussi de protéger le moteur contre les surtensions provoquées par une survitesse.

Lorsque le circuit présente une grande inductance. (cas d'un moteur de grande puissance). La tension redressée moyenne entre $\alpha - \pi/p$ et $\alpha + \pi/p$ vaut :

$$U_{dio} \alpha = V_{pm} (P/\pi) \sin (\pi/P) \cos \alpha$$

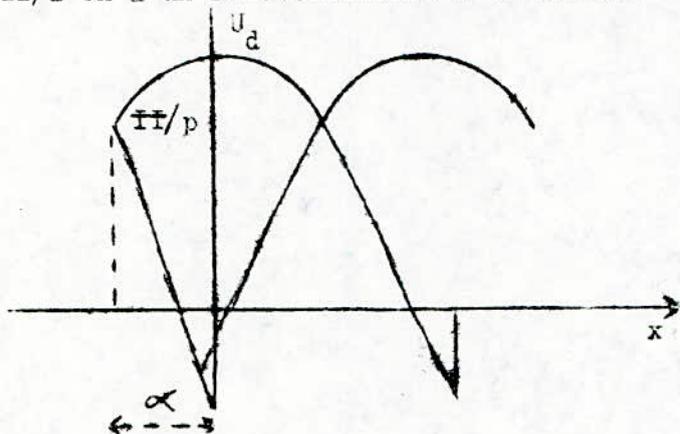
$$U_{dio} \alpha = U_{dio} \cos \alpha$$

La marche en redresseur n'est valable que pour α inférieur à $\pi/2$.

Tant que α est inférieur à $\pi/2 - \pi/p$. La tension redressée est positive.

Si $\pi/2 - \pi/p < \alpha < \pi/2$ la tension redressée est négative, car le circuit continu présente une inductance mais dans les deux cas, la valeur moyenne de la tension redressée est positive.

Pour $\alpha > \pi/2$ on a un fonctionnement en onduleur.



En charge; $U_d \alpha = U_{dio} \alpha - d U_{dio}$ où d représente la chute de tension relative.

$$U_d \alpha = U_{dio} (\cos \alpha - d)$$

On remarque que pour avoir une tension redressée nulle on devrait avoir :

$$\cos \alpha - d = 0 \text{ ou } \cos \alpha = d > 0 .$$

Ce que signifie que α doit être légèrement inférieur à $\pi/2$.

Les courants dans les enroulements primaires et secondaires dans la ligne d'alimentation sont les mêmes que dans le cas où l'angle de retard est nul? Il y'a simplement un décalage de α .

Les facteurs de puissance sont multipliés par $\cos \alpha$.

I-3 Montages en ponts mixtes.

Pour obtenir un tel montage, il suffit de remplacer dans un montage Graëtz à diodes l'un des groupes commutants par un groupe commutant à thyristors .

I-4 Autres montages.

On pourra associer en série ou en parallèle deux ponts mixtes ou bien deux ponts, l'un homogène et l'autre mixte. La dernière combinaison s'appelle "survolteur dévolteur". Cependant l'emploi de la diode "roue libre" ne sert qu'à limiter les surtensions provoquées par une vitesse du moteur. Pour diminuer l'angle α on peut :

II-Influence du réglage de phase.

L'amorçage retardé diminue le facteur de déphasage et le facteur de puissance.

Celui-ci varie sensiblement suivant la valeur $\lambda = \lambda_0 \cos \alpha$.

Les harmoniques de la tension redressée sont augmentés et leurs amplitudes sont multipliées par le terme.

$\sqrt{n^2 \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha}$, c'est-à-dire que l'on :

$$U_n \alpha / U_{n0} = \sqrt{n^2 \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha} = \cos \alpha \sqrt{n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha + 1}$$

$$U_n \alpha = U_{\text{dio}} (\cos \alpha / 2n^2 - 1) \sqrt{n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha + 1}$$

Pour les harmoniques de rang élevé on a : n grand \Leftrightarrow

$$U_n \alpha \approx U_{n0} \cdot n \operatorname{tg} \alpha$$

On note aussi, qu'un retard à l'amorçage diminue la durée de commutation puisqu'il augmente la différence entre phases commutantes. Une diminution du temps de commutation entraîne donc une augmentation de l'amplitude des courants de ligne.

Dans le cas d'une installation de forte puissance les deux effets du réglage de phase : diminution du facteur de puissance et augmentation des amplitudes des harmoniques entraînent des perturbations sur le réseau, le bloc redresseur et même la charge.

D'où la nécessité de limiter ces inconvénients.

- En limitant les amplitudes des harmoniques par une augmentation de l'indice de plusation.
- En limitant l'angle de retard par l'emploi d'autotransformateur à prises, de régulateur d'induction etc...
- En limitant les pertes sur le réseau et le primaire causées par la diminution du facteur de puissance. (Mise en série de ponts redresseurs.).

III-211 Etude des tensions.

a-Tension redressée à vide.

$$U_{dio} = V_m(qs/\Pi) \sin \Pi/q. \quad (q = 3, s = 2).$$

$$U_{dio} = 3/\sqrt{3} V_m/\Pi.$$

b-Tension redressée en commutation entraînée avec un retard à l'amorçage α .

$$U_{dio \alpha} = 1/\Pi/3 \int_{-\Pi/6 + \alpha}^{\Pi/6 + \alpha} \sqrt{3} V_m \cos \theta d \theta = (3/\sqrt{3} V_m / \Pi) \cos \alpha \quad \boxed{U_{dio \alpha} = U_{dio} \cos \alpha}$$

c-Tension redressée en commutation non instantanée et avec un retard à l'amorçage.

Quand $\delta \neq 0$, la valeur moyenne de la tension redressée diminue à cause de la commutation. On aura :

$$U_{dio \alpha \delta} = U_{dio} \left[\cos \alpha + \cos (\alpha + \delta) \right] / 2$$

D'autre part le courant de commutation i_c est donnée par:

$$i_c = (\sqrt{3} V_m / 2X_a) (\cos \alpha - \cos \theta). \quad \text{quand} \quad \begin{matrix} i_c = I_d \\ \theta = \alpha + \delta \end{matrix}$$

$$\text{Donc } I_d = (\sqrt{3} V_m / 2X_a) (\cos \alpha - \cos (\alpha + \delta)).$$

Enfin sachant que $U_{dio} = 3/\sqrt{3} V_m / \Pi$. on aura :

$$U_{dio \alpha \delta} = U_{dio} \cos \alpha - 3/\Pi X_a I_d.$$

La caractéristique $U_d = f(I_d)$ représente une série de droites, de même pente négative.

VI-Commande de la vitesse d'un moteur à courant continu.

Parmi les redresseurs utilisés pour régler la vitesse d'un moteur on cite les redresseurs asservis.

Les moteurs à courant alternatif se pretent mal à des variations de vitesse importantes, c'est la raison pour laquelle on utilise des moteurs à courant continu à excitation séparée.

La vitesse d'un moteur à courant continu peut varier soit par variation de la tension d'induit soit par variation du flux inducteur. Voir fig. (VI).

VI-1 Circuit d'asservissement.

On considère l'exemple d'un asservissement d'un variateur de vitesse avec limitation prioritaire du courant. Un tel variateur comprend essentiellement :

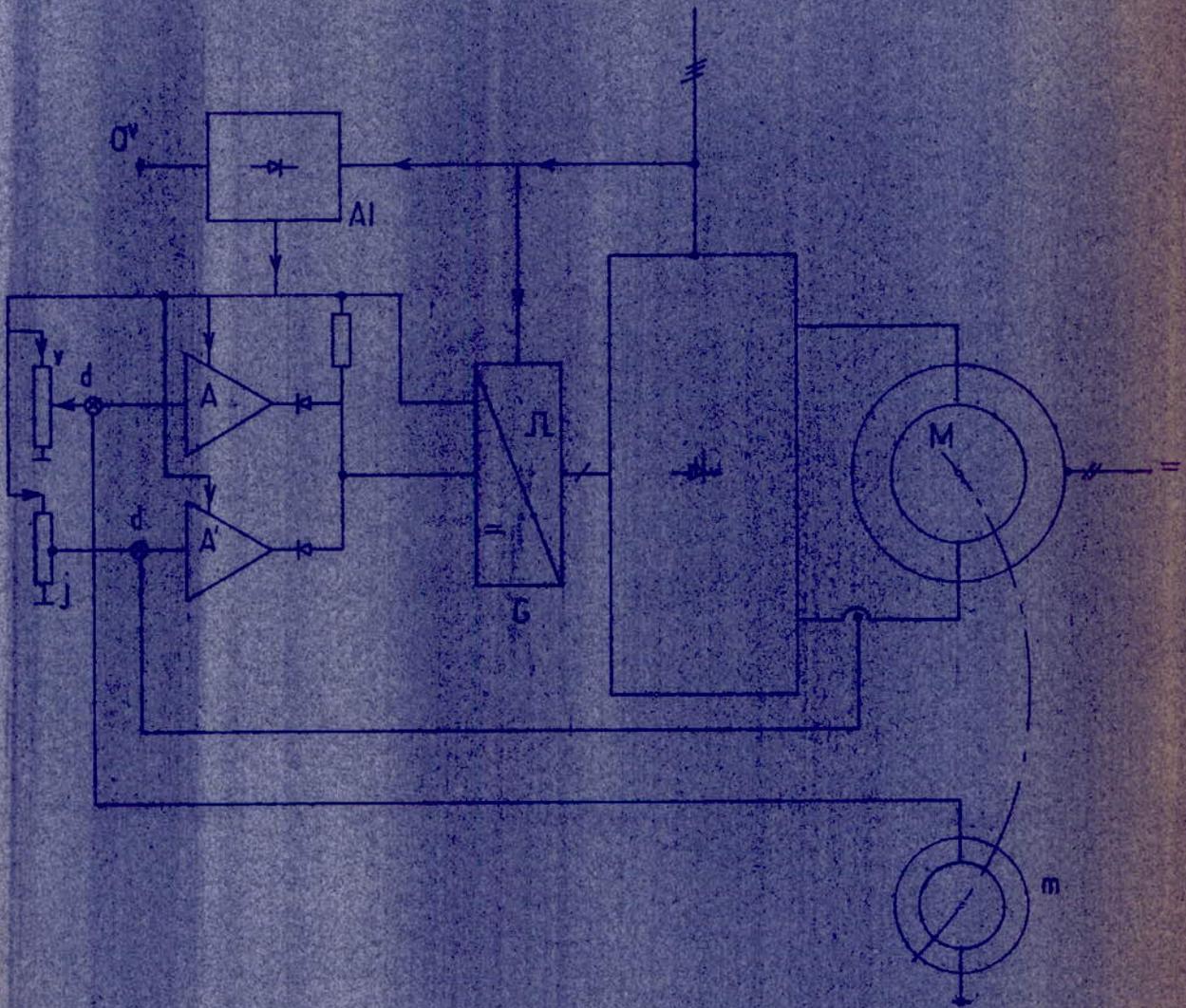
- Un moteur à excitation indépendante.
- Un convertisseur statique, très fréquemment constitué par un redresseur commandé en pont triphasé alimentant, sous tension variable, l'induit du moteur précédent. Des organes d'entrée permettent l'inscription de la vitesse variable souhaitée pour le moteur et l'introduction de la valeur maximale admissible du courant d'induit :
- Des capteurs de mesure de la vitesse et du courant.
- Des amplificateurs et éléments associés d'asservissement et de commande du redresseur.
- Une alimentation stabilisée.

La figure (VI-2) montre :

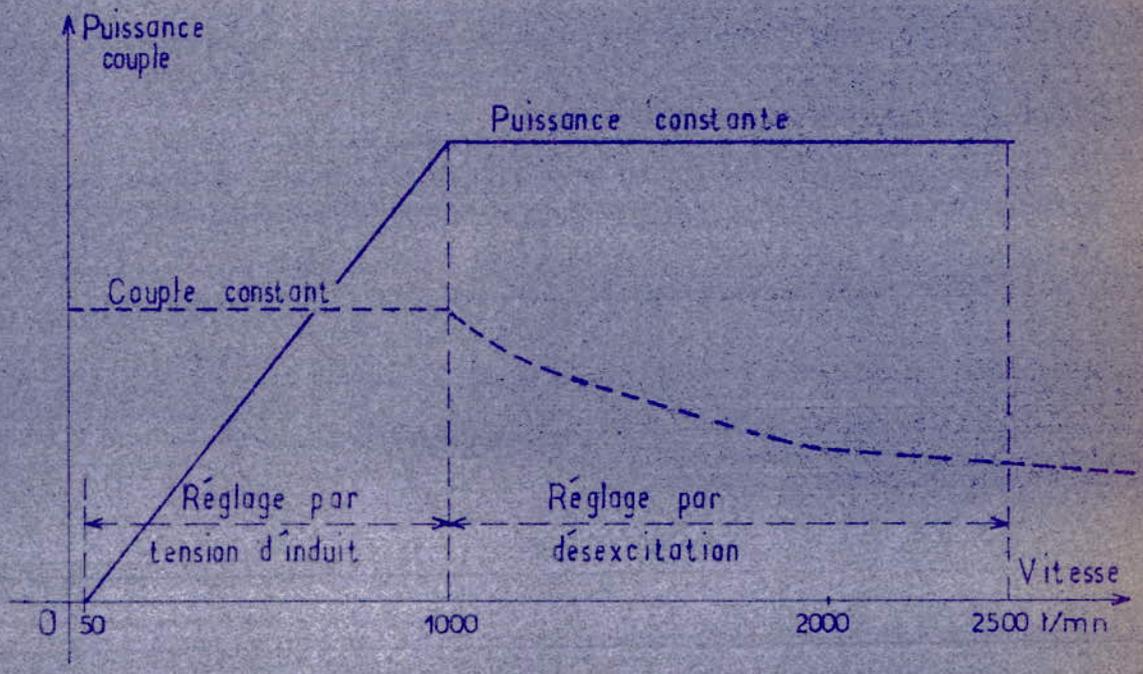
- Un asservissement principal.
- Une boucle interne de courant.

VI-2 Fonctionnement.

Le montage redresseur MR alimente l'induit du moteur M la vitesse de celui-ci mesurée par capteur tachymétrique est comparée à la vitesse de référence donnée par le potentiomètre v. L'écart est amplifié par l'amplificateur A avant d'être envoyé vers le générateur d'impulsions G. A cette boucle de vitesse on ajoute une boucle de courant: un capteur de mesure de courant (Shunt) donne une tension proportionnelle à I_d appliquée à l'entrée de l'amplificateur.



VI-2 SCHEMA de PRINCIPE d'un VARIATEUR de VITESSE.



VI Caractéristique mécanique d'un moteur à courant continu.

j est un potentiomètre d'inscription du courant.

Le déphasage α des impulsions de déblocage des thyristors est fonction de la tension de commande U_d .

VII Caractéristiques de transformateurs.

Tension la plus élevée haute-tension (kV)	Tension nominale à vide B.T (V)	Puissance nominale U.T.E (kVA)	Pertes à vide (kw)	Courant à vide (%)	Pertes dues à la charge $\cos \phi = 0,75$ (kw)	Tension de court-circuit (%)	Chute de tension à $\cos \phi = 1$ (%)	Chute de tension à $\cos \phi = 0,8$ (%)	Rendement à $\cos \phi = 1$ (%)	Rendement à $\cos \phi = 0,8$ (%)	Isolant huile masse (kg)	Isolant Pyralène masse (kg)
≤ 23	370/800	2500	4,5	1,8	28	7	1,36	5,15	98,72	98,40	5865	6890
	"	3150	5,4	1,7	34	7	11,32	5,13	98,76	98,46	7170	8430

-Réglage de-tension:

- Réglage hors tension plus au moins 25% par commutateur de prise raccordé à l'enroulement haute tension

-Refroidissement :

Naturel, à bain d'huile ou d'askarel. Radiateur démontable.

-Circuit magnétique :

En toles à cristaux à faible perte avec noyaux à gradins fretés.

-Enroulement:

En cuivre de type concentrique réalisé en couches ou en bobine. Des canaux de circulation d'huile ménagés dans les enroulements assurant un excellent refroidissement.



H A P I T R E : IV

*_**

---PERTURBATIONS ET PROTECTIONS---

=====

- I. Surintensités
- II. Courts-circuits
- III. Choix de fusibles
- IV. Surtensions
- V. Harmoniques
- VI. Types de refroidissement

PERTURBATION, PROTECTIONS

Nous considérons les perturbations suivantes:

surintensités, court-circuits, surtensions, harmoniques et, échauffements.

IV-1 Surintensités.

Si les débits continu dépassent les conditions normales et les valeurs nominales coté calculées pour les groupes redresseurs, on dit qu'il ya surintensité ou surcharge

Pour la protection contre les surintensités on peut employer :

-Des relais à caractères inverses.

-Des relais à caractères thermiques associés avec des relais électromagnétiques constants.

IV-2 Court-Circuits.

Les court-circuits qui apparaissent dans les montages redresseurs peuvent avoir une origine externe ou interne. Dans le premier cas l'augmentation du courant redressé provient d'un court-circuit dans le réseau d'utilisation. Dans le deuxième cas une ou plusieurs soupapes peuvent cesser l'effet redresseur.

On distingue donc deux types de court-circuits: les court-circuits externes et les court-circuits internes.

IV-2a Courts-Circuits Externes.

a) Protection

Pour se protéger contre une telle perturbation on peut utiliser soit/

-Un disjoncteur coté alternatif dont le temps coupure est compris entre 60 et 100 ms

-Coupe-circuits à fusible situés coté utilisation ou alimentation. Ils peuvent être associés avec le disjoncteur de surcharge.

b) Détermination des courants de courts-circuits externes.

b1) Régime symétrique.

-Le courant de courts-circuits d'alimentation sera déterminé par la tension de courts-circuits lorsque les bornes secondaires du transformateur sont reliés, le courant d'alimentation est I_L .

$$I_{LK} = I_L / e_Z \text{ en valeur efficace.}$$

$$I_{Km} = \sqrt{2} I_L / e_Z \text{ en valeur maximale}$$

A la sortie du transformateur on aura pour le montage à double voie:

$$I_{vK} = (1/n) \cdot I_L / e_Z = (1/n) \cdot (I_d / e_Z) \cdot (I_L / I_d)$$

où n désigne le nombre de systèmes en parallèle.

Le courant dans un bras du bloc redresseur est $\sqrt{2}$ fois moins que I_{vK} :

$$I_K = (I_d / n \sqrt{2} e_Z) \cdot (I_L / I_d) \text{ en valeur efficace}$$

$$I_{Km} = (I_d \sqrt{2} / n \cdot e_Z) \cdot (I_L / I_d) \text{ en valeur maximale}$$

$$I_{eK} = (\sqrt{2} I_d / \pi n e_Z) \cdot (I_L / I_d) \text{ en valeur moyenne}$$

Le courant continu dans le court-circuit est :

$$I_{dK} = b I_{eK} = (b \sqrt{2} I_d / \pi n e_Z) \cdot (I_L / I_d), U_L = U_{vo}.$$

Le rapport I_L / I_d peut-être déterminé pour chaque montage par exemple :

$$I_L / I_d = (1 / v_l) \cdot (U_{dio} / \sqrt{3} U_{vo}) \text{ pour une alimentation triphasée double voie,}$$

v_l étant le facteur de déformation.

Exemple : montage double Graëtz en parallèle

Ces valeurs sont valables lorsqu'on a un seul primaire. Elles sont à augmenter de 3,5 % si on considère deux primaires.

$$\frac{U_{dio}}{U_{vo}} = \frac{1}{0,74}, \quad n = 2$$

$$\left. \begin{array}{l} I_{vK} = 0,4 \\ I_K = 0,28 \\ I_{Km} = 0,56 \\ I_{eK} = 0,18 \\ I_{dK} = 1,07 \end{array} \right\} \times I_d / e_Z$$

b-2 Régime asymétrique.

Ce régime caractérise la valeur crête du courant de court-circuit nécessaire pour déterminer la contrainte de la diode.

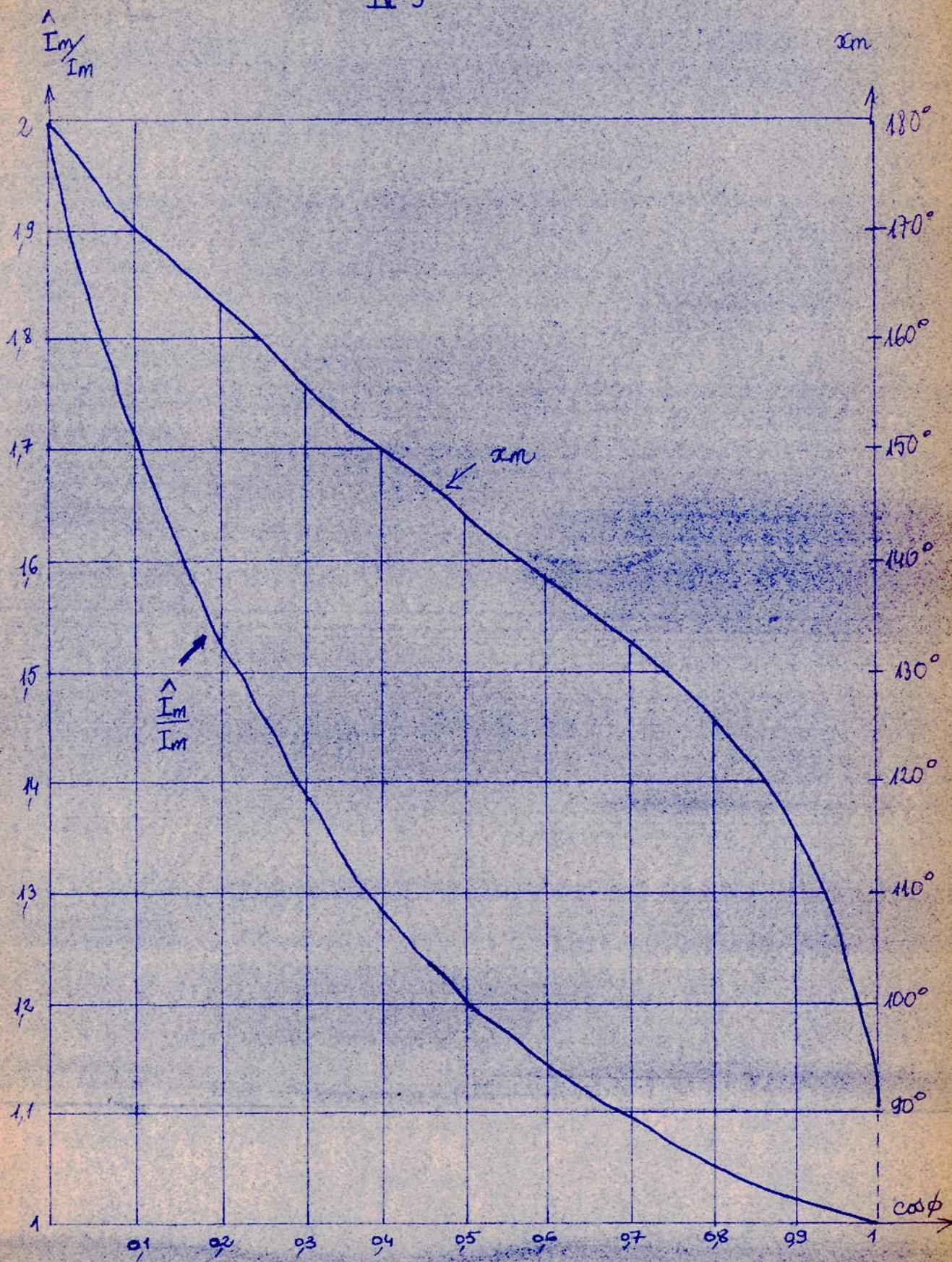
Dans les circuits de résistance nulle ou négligeable on a :

$\hat{I}_{Km} = I_{Km}$. Dans le cas où la résistance de circuit n'est nulle le rapport \hat{I}_m / I_m est

donné en fonction du $\cos \phi$ par le graphe IV 3.-

Valeur de \hat{I}_m/I_m et de X_m en régime asymétrique en fonction de $\cos \phi$

IV-3



IV-21 Courts-Circuits Interne

Il s'agit de court-circuit interne lorsque l'effet de redressement cesse dans un bras de montage. Et dans ce cas des courts-circuits successifs s'établissent entre le bras avarié et les bras sains. Les courants dans le bras sain prennent une grande valeur, ces courants s'ajoutent pour donner un courant inverse énorme traversant la soupape avariée. Ces courants sont plus grands que ceux dus aux courts-circuits externes.

On peut assurer les deux protections externes et internes par des fusibles.

La protection externe est aussi assurée par un court-circuiteur disposé en amont du bloc redresseur. Il permet de supprimer l'alimentation du défaut dans le bloc.

IV-3 Choix des Fusibles

IV-31 Définition

IV-310 Courant de court-circuit présumé

- C'est la valeur du courant obtenu en remplaçant le fusible par une liaison d'impédance nulle.

- Les fusibles sont caractérisés par des courbes reliant la valeur maximale atteinte et la valeur efficace du courant présumé. $I_m = f(I_{pf})$. Voir fig (IV-310)

IV-311 Durée totale de fonctionnement.

C'est la somme de la durée de préarc et la durée d'arc. La durée de préarc est le temps qui s'écoule entre le moment, où il apparaît un courant suffisant pour faire fondre un fusible et le moment où un arc commence à apparaître.

La durée d'arc et le temps qui s'écoule entre le moment où l'arc commence à se former et le moment où le circuit est coupé.

IV-312 Durée Virtuelle.

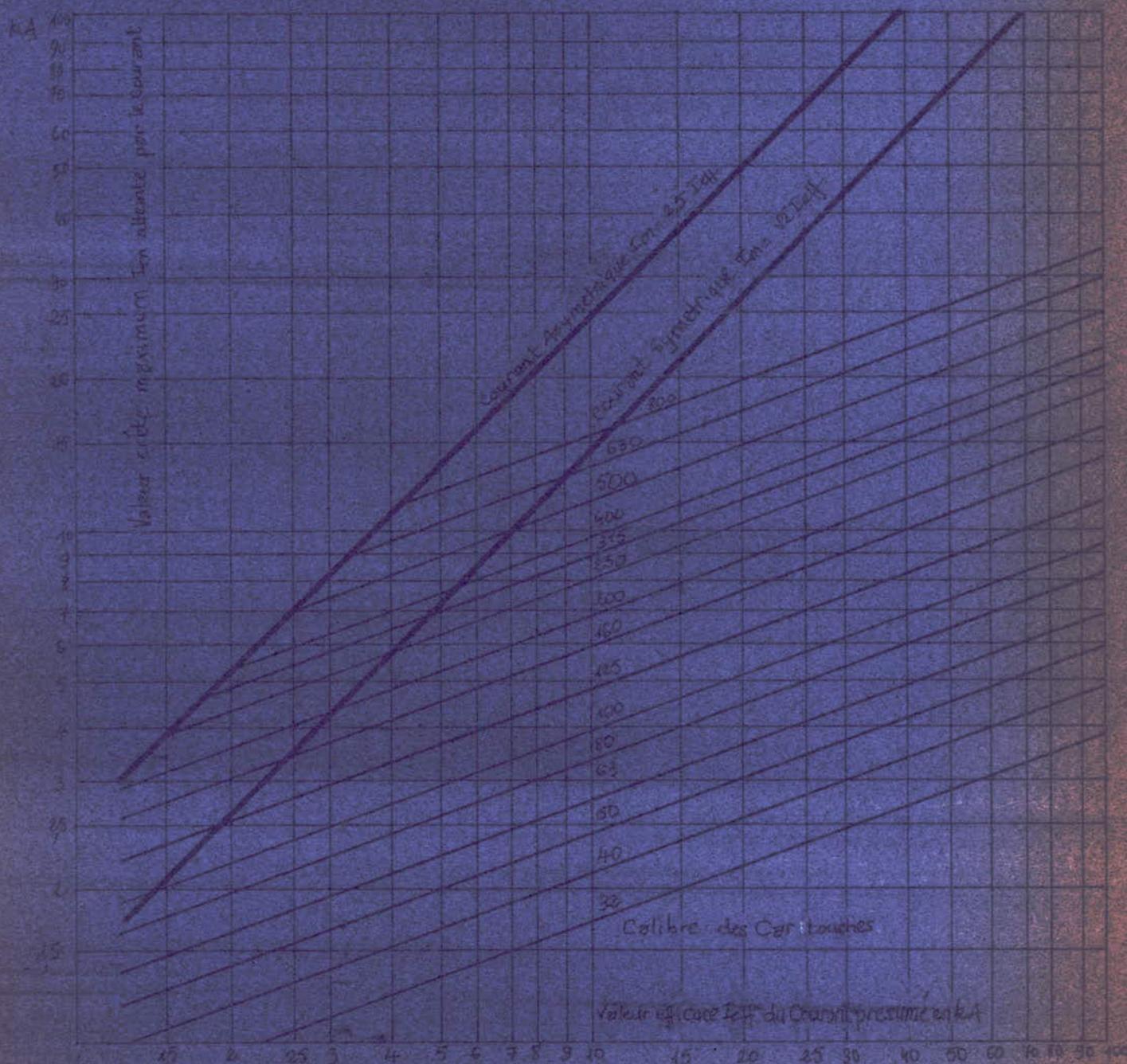
C'est le temps pendant lequel un courant continu constant égal au courant de court-circuit présumé, devrait traverser une résistance constante R pour produire la même énergie que celle produite par le courant réel pendant la période de fonctionnement du fusible.

IV-310 CARACTERISTIQUE DU COURANT COUPE

Courant de limitation de coupe circuit L.F.

... 50 Hz, type R, tension nominale 500 V, courants nominaux de 32 à 800 A.

(Document Sté. FERRAZ.)



$$RI^2_{pf} T_v = \int_{t_1}^{t_2} Ri^2 dt$$

I_{pf} = courant présumé

T_v = durée virtuelle

i = courant réel instantané

t_1, t_2 = instants du début et fin du phénomène

Les durées de préarc et totale sont :

$$T_{vp} = \int_{t_0}^{t_2} i^2 dt / I^2_{pf} \quad \text{et} \quad T_{vt} = \int_{t_0}^t i^2 dt / I^2_{pf}$$

IV-32 Courbe de fusion du fusible

Les fabricants du fusible fournissent deux courbes, durée virtuelle de préarc et totale en fonction du courant de court-circuit présumé. Généralement ces courbes sont données en fonction du multiple de l'intensité nominale. Voir fig. (IV-32).

A l'aide de ces deux courbes on détermine le fusible de façon qu'il ne fonde pas dans les conditions de services prévues (on ne doit pas dépasser 60% du courant minimum de préarc de la courbe de fusion AA') et qu'il fonde dans le cas d'un court-circuit de telle façon que les diodes supportent le courant de court-circuit (Voir la courbe BB').

Pendant un court-circuit, la diode peut supporter le courant de surcharge accidentel (I_{FSM}) une seule fois pendant une demie-onde sinusoidale à 50 Hz.

$$(R_{th} \int_0^{0,01} i^2 dt) \times 0,9 = R_{th} (I_{FSM} / \sqrt{2})^2 \times 0,01 \times 0,9 .$$

Avec une réduction de 0,9 on peut supposer qu'il n'ya aucun échange de chaleur avec l'extérieur . On tire le $I^2 t$ de la diode. La condition de protection est : $I^2 t_{diode} > I^2 t_{fusible}$ ou $(I_{FSM}^2 / 200) \times 0,9 > I^2_{pf} \cdot T_{vt}$

IV-33 Protection contre les courts-circuits externes et internes.

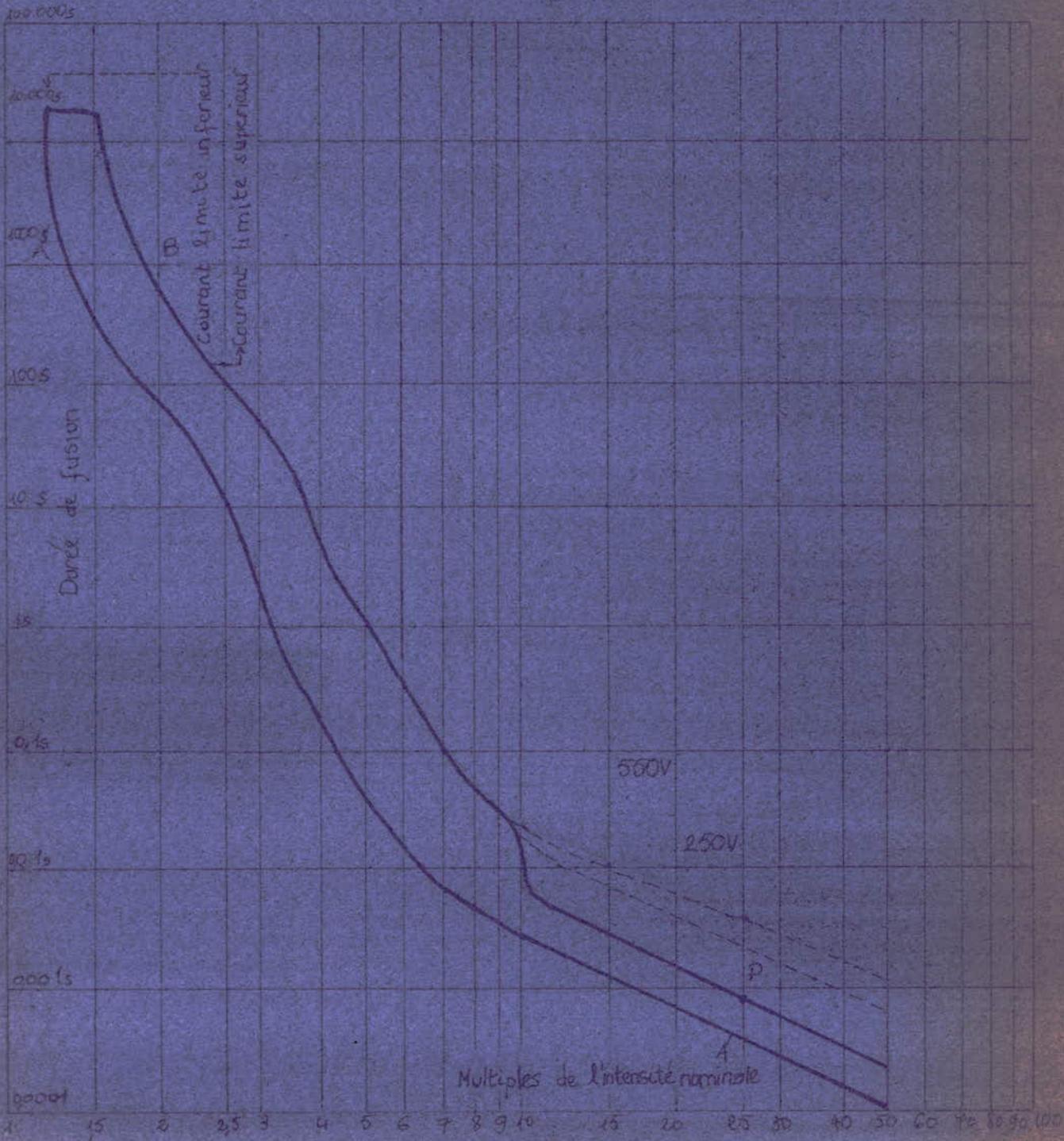
L'inéquation ci-dessus doit-être vérifiée dans les deux cas. On utilise cette solution dans le cas de groupes de faible puissance.

IV-34 Protection contre les courts-circuits internes.

Le courant présumé en valeur efficace ne doit pas dépasser 60% du courant de préarc ensuite on procédera d'après le $I^2 t$ diode et fusible.

IV-32. COURBE DE FONCTIONNEMENT DE FUSIBLES TYPE RE ALT 50Hz

Tension nominale 500 V, courant nominal de 20 à 400 A



Basés sur l'effet thermique le calcul de fusible est très délicat. Bien qu'il soit rapide et que son prix soit moindre, le choix d'un fusible est très délicat. Une petite erreur entraîne de graves dégâts dans les autres constituants du groupe.

IV-4 Surtensions.

Il est très bien connu que les semi-conducteurs peuvent être détériorés par des surtensions qui dépassent leur tension d'avalanche, même si ce dépassement ne dure que quelques secondes.

Parmi les causes multiples de surtensions on cite :

- Les surtensions dues au régime transitoire dans les montages redresseurs.
- Les surtensions d'origine atmosphériques.
- Les surtensions du côté continu.
- Les surtensions internes.

IV-41 Surtensions dues au régime transitoire dans les montages redresseurs.

Les régimes transitoires dues aux coupures de circuits d'alimentation et d'utilisation provoquent des surtensions dangereuses.

- Coupure d'une charge inductive en dérivation sur l'alimentation des soupapes exemple (courant magnétisant du transformateur d'alimentation, inductances du relais contacteur en dérivation.)
- Coupure de batteries, de condensateurs ou de lignes à vide.
- Coupure du circuit continu inductif avec inductance série dans le circuit alternatif.
- Mise sous tension du transformateur d'alimentation.

Calcul des surtensions créées par l'énergie magnétisante du transformateur.

L'enclenchement d'un transformateur à vide et le déclenchement de celui-ci en charge provoquent une surtension ^{qui} peut atteindre deux fois la valeur de la tension normale coté secondaire. On ne prévoit pas dans ce cas de protection car le facteur deux est inférieur au coefficient k qui est adopté pour déterminer le nombre de diodes et leur caractéristiques.

Au contraire, la libération de l'énergie magnétisante du transformateur fonctionnant à vide crée une surtension beaucoup plus importante.

A vide la coupure du courant magnétisant qui est totalement réactif, peut conduire à une surtension de l'ordre de 3 à 5 .

Pour écouler cette énergie magnétisante on prévoit des condensateurs placés coté alternatif ou coté continu. Lorsque il s'agit d'une forte puissance on prévoit des condensateurs électrolytiques coté continu. L'énergie magnétisante libérée par les trois phases d'alimentation vaut :

$$W_L = 1/2 (LI_{oL}^2 + 2L (I_{oLm} / 2)^2) = 3/4 (LI_{oLm}^2) = (3/2) LI_{oL}^2$$

L désigne l'inductance du transformateur à vide ramenée à une phase du réseau.

C'est-à-dire qu'on a :

$$U_L = \sqrt{3} L (2\pi f) I_{oL} \text{ d'ou } LI_{oL}^2 = (U_L I_{oL} / \sqrt{3} (2\pi f)) I_{oL}$$

$$\text{Donc } W_L = (\sqrt{3}/2) U_L (I_{oL} / (2\pi f))$$

L'énergie emmagasinée dans le condensateur sera de la forme :

$$W_C = (1/2) C (U_S^2 - U_{mo}^2).$$

U_S = valeur maximale de la tension côté continu lors de la surtension.

U_{mo} = valeur maximale de la tension à vide sans surtension.

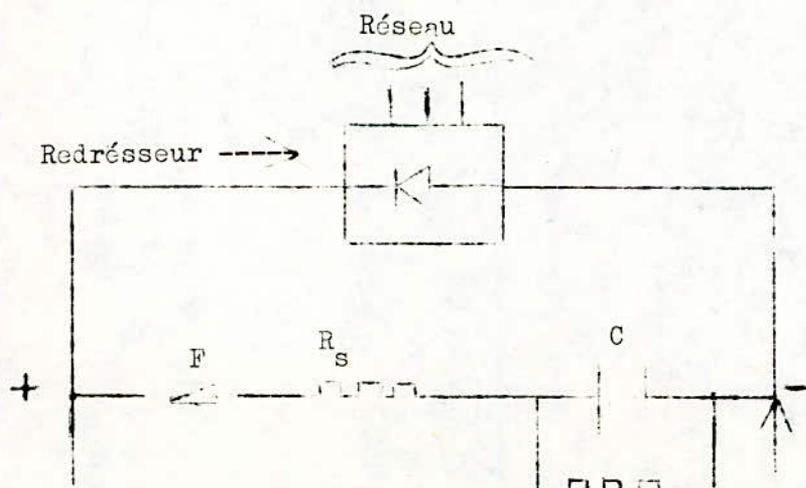
On peut admettre que l'énergie libérée, lors de la coupure du courant magnétisant à vide, est supérieure d'environ 30% à l'énergie libérée lorsque les inductances sont parcourues par un courant maximum.

$$W_C = 1,3 W_L ; \text{ après calcul on trouve } C = 1,3 \sqrt{3} U_L I_{oL} / 2\pi f (U_S^2 - U_{mo}^2)$$

Pour un montage Graëtz ; $U_S = k U_{iom}$, $U_m = \sqrt{2} U_{vo}$.

$$\text{Donc } C = 1,3 \sqrt{3} U_L I_{oL} / 2\pi f (k^2 U_{iom}^2 - 2U_{vo}^2)$$

-Schéma du système de protection /



- F est un fusible .

- R_s est une résistance limitant le courant de charge.

- R_p est une résistance de décharge tel que $R_p C = 1s$

IV-42 Surtensions d'origine atmosphérique.

Ce genre de surtensions peuvent apparaître du côté alternatif ou continu si l'alimentation ou l'utilisation utilise des lignes aériennes. L'énergie écoulee lors d'une surtension de ce genre est de l'ordre de 5 Kj, on prévoit donc des parafoudres dont le pouvoir d'écoulement d'énergie est très supérieur au pouvoir d'écoulement d'un condensateur placé côté continu. Ce condensateur peut écouler une énergie :

$$W_C = C (U_s^2 - U_{no}^2) / 2 .$$

Le rapport entre la valeur de la crête de la tension d'amorçage et celle de la tension de service est de l'ordre de 1,5 pour les parafoudres.

IV-43 Surtensions du côté continu.

Ce genre de surtensions peuvent aussi apparaître lors de la distribution par lignes aériennes, On peut citer :

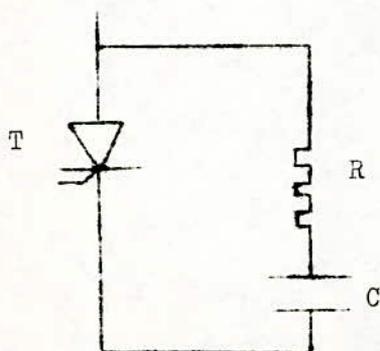
- La réaction de moteurs à courant continu. (variation rapide du champ.)
- Manoeuvre de commutations sur le circuit.

IV-44 Surtensions internes.

Ces surtensions apparaissent aux bornes des diodes et bornes des fusibles.

Il est nécessaire de protéger les soupapes contre les surtensions inverses, qui peuvent entraîner une destruction des fonctions, et contre les surtensions directes qui entraînent une surcharge en courant direct.

Pour cela on a utilisé des résistances non linéaires, des diodes Zener. Mais actuellement il semble que l'emploi d'un condensateur en série avec une résistance s'est généralisé. La résistance R est de l'ordre d'une dizaine d'ohms, C est de l'ordre de 0,1 μ F par diode.



La fusion d'un fusible peut entraîner des surtensions ayant un facteur de l'ordre de 2,5. On tiendra compte de ce facteur lors du choix d'un fusible.

IV-5 Harmoniques.

On considère les :

- Harmoniques de la tension continue.
- Harmoniques du courant continu.
- Harmoniques du courant de ligne.
- Harmoniques irréguliers.
- Influences de la commutation.
- Influences du retard à l'amorçage.
- Influences de l'inductance de lissage.
- Perturbations causées par les harmoniques.
- Remèdes contre ces perturbations.
- La tension redressée peut-être considérée comme la somme d'une tension continue U_d et d'une tension alternative, celle-ci est constituée par une série d'harmoniques
- Les harmoniques de tension engendrent des courants dans les circuits d'utilisation à courant continu.
- D'autre part un redresseur d'indice de pulsation p se comporte vis à vis du réseau comme un générateur de courants d'harmoniques.

IV-5o Harmoniques de la tension continue.

Les valeurs numériques des harmoniques de la tension redressée peuvent-être calculées en décomposant la tension redressée en série de Fourier .

$$U_{nm} = \sqrt{U'_{nm}^2 + U''_{nm}^2}$$

U_{nm} : Valeur maximale de l'harmonique de rang n .

U'_{nm} : Valeur maximale de l'harmonique de rang n de la série de sinus .

U''_{nm} : Valeur maximale de l'harmonique de rang n de la série de cosinus .

En supposant la commutation non instantanée on trouve :

$$U_{nm} / U_{dio} = (2 / (kp)^2 - 1) \cdot \sqrt{1 + k^2 p^2 \operatorname{tg}^2 \alpha} \cdot U_{di\alpha} / U_{dio}$$

Pour $\alpha = 0$: on a $U_{nm} / U_{dio} = 2 / k^2 p^2 - 1 = 2 / n^2 - 1$

Avec $n = kp$.

$$\text{Pour } n > 10, \text{ alors } \begin{cases} U_{nm} / U_{dio} = 2 / n^2 & \text{pour } \alpha = 0 \\ U_{nm} / U_{dio} = 2 / n & \text{pour } \alpha = \pi / 2 \end{cases}$$

$$\text{Pour } n \text{ très grand, alors } \begin{cases} U_{nm} / U_{dio} = 2 / n \sin \alpha \end{cases}$$

Ces harmoniques ne sont pas gênants par eux mêmes mais par les courants qu'ils créent dans le circuit d'utilisation continue .

IV-51 Harmoniques du courant continu .

Un harmonique de valeur efficace U_n et de rang n correspond un courant :

$$I_n = U_n / \sqrt{(n \omega L)^2 + R^2}$$

L et R sont l'inductance et la résistance en circuit .

IV-52 Harmoniques du courant de ligne .

Les courants harmoniques que peut générer un redresseur dans un réseau sont :

- de rang $n = kp \pm 1$.
- d'amplitude $I_n = I_1 / n$.

I_1 : représente l'amplitude du fondamental. Sa fréquence est celle du réseau.

On remarque^{que} pour des redresseurs usuels p est multiple de 3, il en résulte que des harmoniques de courant de ligne ne comportent pas des harmoniques 3 et multiples de 3. Les harmoniques de la tension redressée étant de rang $n = kp$, sont cadrés par les harmoniques de courant de ligne de rang $n = kp \pm 1$.

IV-53 Harmoniques irréguliers.

En plus des harmoniques réguliers de la tension redressée au borne du circuit continu il peut apparaître des harmoniques irréguliers.

Si le transformateur est alimenté par des tensions équilibrées, la composante directe U_d de la tension fournit les mêmes harmoniques que celle réguliers alors que la composante inverse U_i fournit des harmoniques réguliers de rang $n = kp \pm 2$

Si $n = kp + 2, (k \geq 0)$ $U_{nm} / U_{dio} = (1 / n-1) \cdot U_i / U_d$.

Si $n = kp - 2, (k \geq 0)$ $U_{nm} / U_{dio} = (1 / n+1) \cdot U_i / U_d$.

Parmi les harmoniques, le plus important est celui d'ordre 2 .

$$U_{2n} / U_{dio} = U_i / U_d$$

Harmoniques provenant des tensions alternatives.

Prenons deux exemples : l'hexaphasé et le dodécaphasé.

- Pour un hexaphasé les harmoniques pairs du réseau rajoutent dans la tension redressée des harmoniques multiples impairs de 3.
- Pour un dodécaphasé les harmoniques 5 et 7 du réseau rajoutent dans la tension redressée des harmoniques multiples impairs de 6.

IV-54 Influence de la commutation .

Dans le cas d'une commutation non instantanée, c'est-à-dire lorsqu'il ya une chute inductive, le rang des harmoniques des courants de ligne n'est pas modifié mais les amplitudes décroissent au fur et à mesure que l'empîement anodique est plus grand .Les rangs sont limités à :

$n=5,7,11,13,17,19,23,25$ valables pour $p = 6$ et à :

$n=11,13,23,25$ valables pour $p = 12$.

L'angle d'amorçage étant nul.

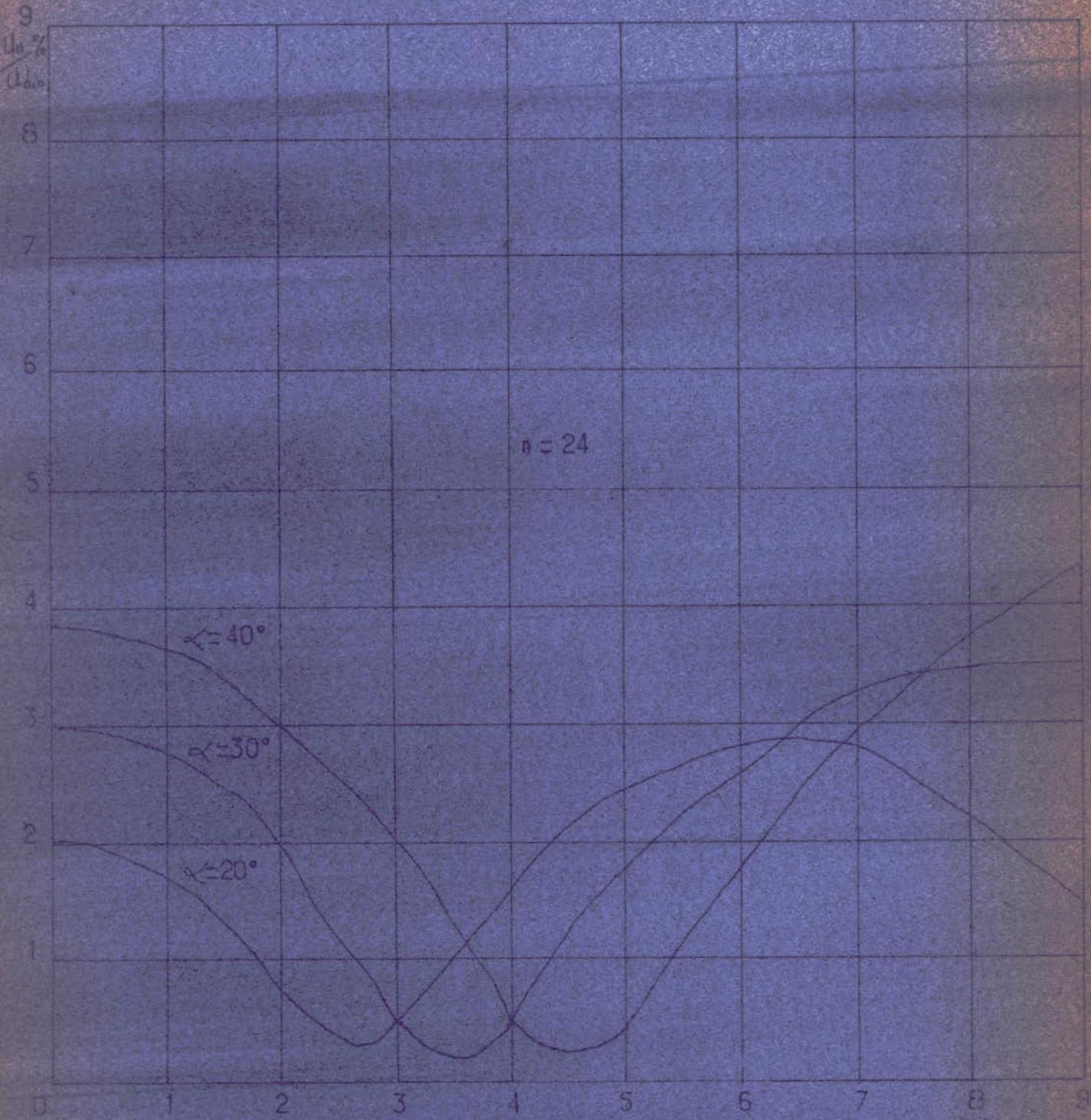
L'influence de la chute inductive sur les harmoniques de la tension redressée est illustrée par la fig. (IV-5a')

IV-55 Influence du retard à l'amorçage .

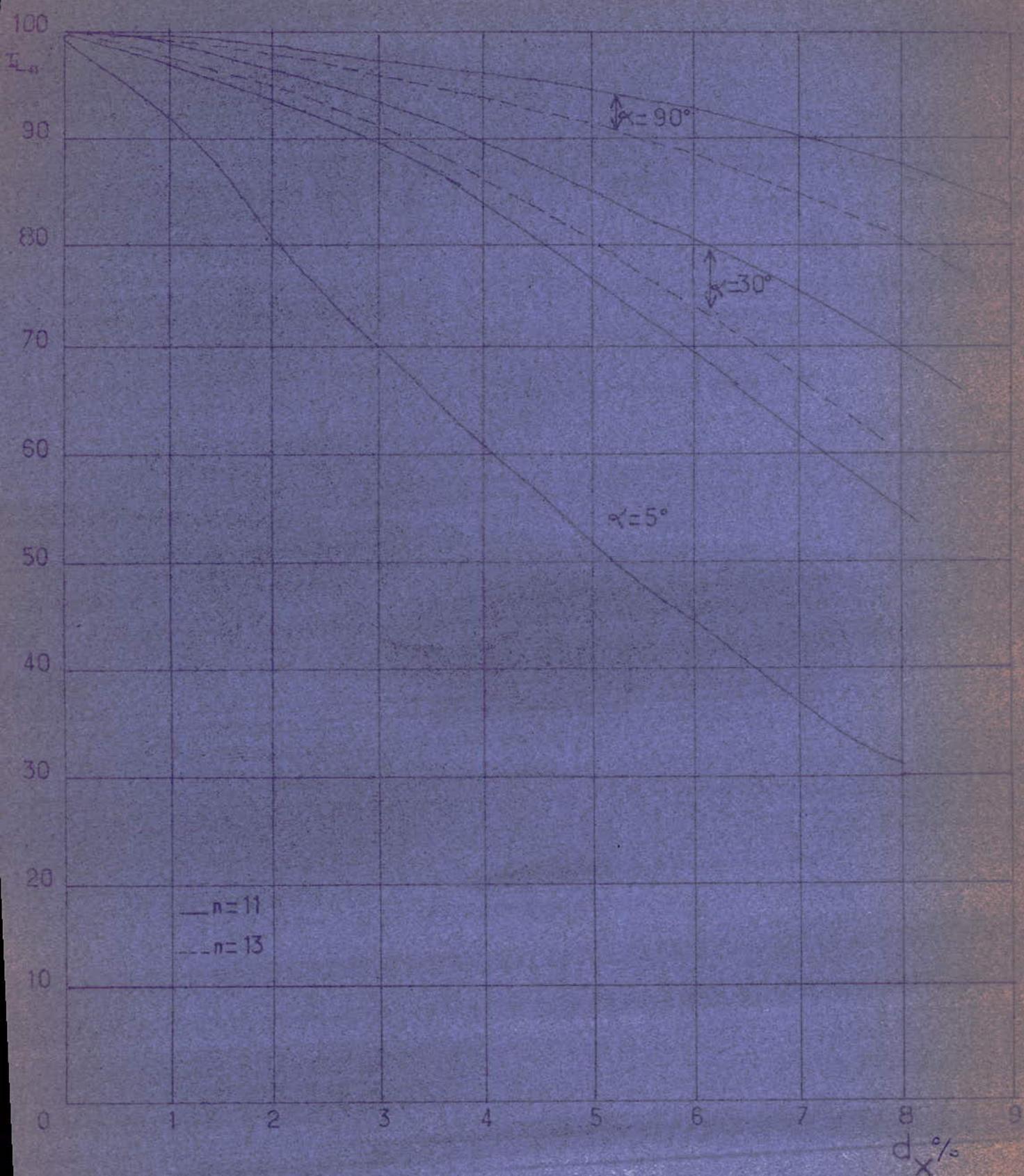
Les harmoniques de la tension redressée et du courant de ligne ont des valeurs notablement modifiées par le retard à l'amorçage, celui-ci augmente l'amplitude des harmoniques. La figure (IV-52a et IV-52b) donnent respectivement la valeur efficace de la tension redressée et du courant de ligne en fonction de la chute inductive d_x et de l'angle de retard .

IV-56 Influence de l'inductance de lissage.

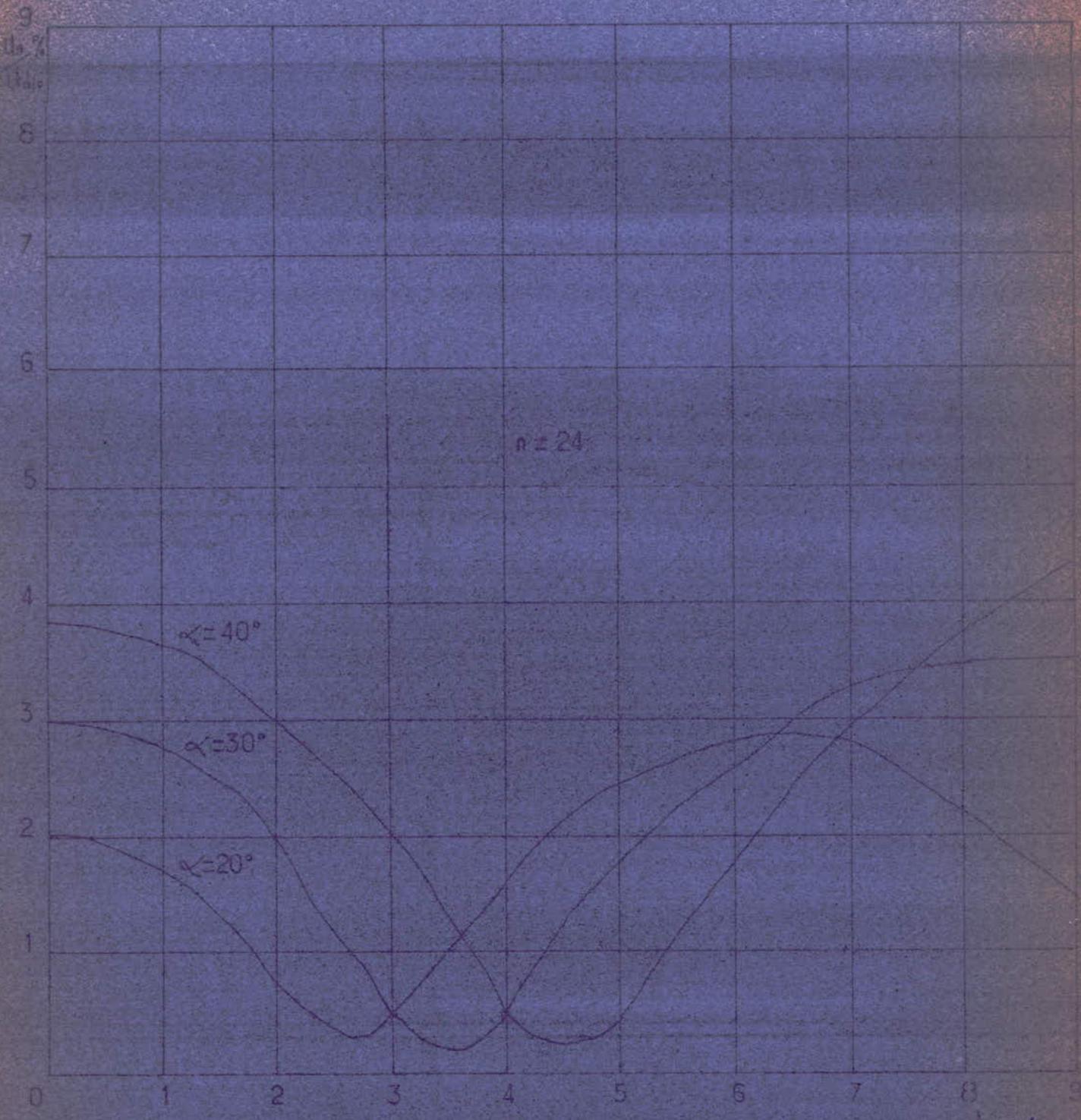
Le lissage du courant redressé, peut-être obtenu par une inductance en série avec l'induit du moteur si celui-ci constitue la charge du redresseur. Il n'ya pas d'introduction de nouveaux harmoniques, mais certains harmoniques du courant de ligne ont leurs amplitudes modifiées. En effet lorsque le courant redressé est parfaitement lissé, le courant alternatif prend une forme rectangulaire, ce qui augmente les harmoniques de rang élevé.



IV-51 b Amplitude des harmoniques de tension redressée en fonction de la chute inductive et de l'angle de retard à l'amorçage.



IV-51 a Harmoniques des courants de ligne en fonction de la chute inductive et de l'angle de retard à l'amorçage



IV-51 b Amplitude des harmoniques de tension redressée en fonction de la chute d % inductive et de l'angle de retard à l'amorçage

IV-57 Perturbations causées par les harmoniques .

Les harmoniques des courbes de courants primaires et de ligne dans les réseaux alimentant le redresseur provoquent un échauffement complémentaire des enroulements des transformateurs et de ligne de transport. Ils peuvent perturber les commandes à distance transmises par les lignes : éclairage des rues, changement de tarif des compteurs, etc;.

IV-58 Remèdes contre ces perturbations .

Du fait que les harmoniques du courant de ligne ont des rangs de la forme $kp \pm 1$, on constate que l'augmentation du terme p , élimine tous les harmoniques dont l'ordre est inférieur à $kp-1$. Ainsi, une première solution est d'augmenter l'indice de pulsation des installations puissantes.

On diminue aussi l'amplitude des harmoniques par l'emploi de filtres résonnants, accordés à la fréquence de l'harmonique à éliminer.

Ces filtres peuvent-être placés directement aux bornes de l'alimentation.

La condition de résonance du filtre est pour un harmonique d'ordre n :

$$L_n \omega = 1 / C_n \omega \Rightarrow L C n^2 \omega^2 = 1 .$$

IV Echauffement et type de refroidissement.

En fonction de la puissance et des conditions locales trois types de constructions qui diffèrent principalement par le mode de refroidissement, sont adoptés.

Il est en effet impératif d'évacuer le plus complètement possible les calories engendrées par les pertes dans les diodes et dans les fusibles.

IV 61 Refroidissement naturel.

C'est le type d'appareil le plus simple et robuste, entièrement statique et silencieux ne nécessitant aucune source auxiliaire d'énergie ni entretien ou surveillance. S'il présente l'inconvénient de nécessiter un nombre relativement élevé de diodes par rapport à la puissance délivrée et à un encombrement relativement grand, il est particulièrement résistant aux surcharges de courte durée et aux courts-circuits son rendement est élevé du fait que la charge des diodes est faible.

Il convient aux sous-stations non gardiennées, à charge fluctuante (traction, force-motrice, fractionnée).

IV 62 Refroidissement par air pulsé.

D'un encombrement, réduit, à performances élevées, il est recommandé dans tous les cas où la place fait défaut.

En contre partie il nécessite une source auxiliaire constante de réfrigération contrôlée. En raison du nombre restreint de diodes utilisées, il est sensible aux surintensités importantes de faible durée et aux courts-circuits. Dans un grand nombre de cas son calibre est déterminé par ces surcharges et court-circuit. De ce fait le nombre de diodes nécessaires est supérieur à celui correspondant à la charge nominale. De plus il est parfois nécessaire de disposer des filtres sur l'arrivée d'air, afin d'éviter l'encastrement des radiateurs dont les ailettes sont rapprochées. Ce type de refroidissement convient aux installations surveillées à charge importante mais constante, sans risque de surintensités. (Force-motrice centralisée, électrolyse de moyenne puissance etc...)

IV 3- Refroidissement par fluide.

Dans le cas où le redresseur doit débiter une très forte intensité sous un volume restreint il est indiqué de recourir à un fluide (huile, pyralène, eau pure) pour refroidir les diodes. Celles-ci sont alors fixées sur des profilés métalliques creux parcourus par un fluide à circulation forcée par moto-pompe. Ce fluide est lui-même refroidi par un échangeur de température alimenté en eau perdue ou recyclée. On peut aussi utiliser un aéro-refroidisseur à air pulsé. Le refroidissement par échangeur est particulièrement indiqué dans le cas d'une atmosphère polluée (station d'électrolyse, de chlore, d'aluminium). Comme le type à refroidissement à air pulsé ce type de redresseurs convient particulièrement aux utilisations à intensité constante sans risque de court-circuit.

Il nécessite une source relativement importante pour le refroidissement mais présente l'avantage de pouvoir être placé à l'extérieur à proximité immédiate des transformateurs. Il y a donc amélioration du rendement et du facteur de puissance. Ce type de refroidissement convient aux installations dont la puissance est supérieure à 10.000 KW.

 H A P I T R E : V

==EXEMPLE NUMERIQUE==
=====

- I. Choix du montage
- II. Bloc redresseur
- III. Diodes et fusibles
- IV. Transformateur
- V. Bobine d'absorption
- VI. Choix du transformateur et du moteur à courant continu
- VII. Pertes et rendement

Exemple numérique;

Alimentation : triphasé 17,5 kV $\pm 5\%$, 50 Hz , puissance de court circuit:1000 MVA.

Utilisation:Tension 800 V,courant permanent 4000 A,surcharge 60%,2mn,toutes les heures.

I Choix du montage.

Vue la puissance du groupe(3200 kw)on choisira un montage à 12 phases de manière à diminuer les amplitudes des harmoniques.Parmi ces montages on préfère le montage "double graëtz parallele"avec bobine d'absorption car il convient bien à la tension d'utilisation 800 V.

Le primaire sera réalisé en demi-éléments pour que les deux unités hexasphasés (1600 kw)seraient indépendants encas de court circuit interne.

II Bloc redresseur;

Vue la variation de tension de 0 à 800 V;on est conduit à utiliser un montage à deux ponts triphases mixtes en parallele.

1 Tension idéale à vide.

on pourra admettre une chute de tension de 7%.

On aura donc: $U_{dio} \simeq U_{do} = U_d / 1-d = 800/1-0,07 = 862 \text{ V.}$

Cette tension aura une caractéristique dodécaphasée avec un taux d'ondulation égal à 1 pratiquement

2 Tension d'alimentation du bloc.

$$U_{vo} = 0,74 U_{dio} = 0,74 \times 862 = 638 \text{ V}$$

3 Tension inverse sur un bras pour 17,5 kV + 5% .

$$U_{iom} = U_{im} = 1,05 U_{dio} \times 1,05 = 950 \text{ V.}$$

4 Valeur moyenne du courant dans un bras .

$$I_a = I_d / gq = 4000/6 = 666 \text{ A .}$$

5 Valeur efficace du même courant .

$$I_{eff} = I_d / g\sqrt{q} = 4000/2\sqrt{3} = 1154 \text{ A .}$$

6 Courant d'alimentation du bloc : $I_v = \sqrt{2} I_d / g\sqrt{q} = 1626 \text{ A.}$

Ces courants sont subis d'une surcharge de 60%,2mn,chaque heure.

III Diodes et fusibles.

1-Courants de service.

Si n_p est le nombre de files de diodes ou thyristors par bras en parallele et avec la condition de marche avec une diode ~~chaquée~~, nous devons avoir :

$$n_p - 1 \geq I_a / kI_F ; \text{ (k tient compte de la surcharge).}$$

Si on suppose un déséquilibre de 10%, dans les courants la condition devient :

$$n_p - 1 \geq 1,10 I_a / kI_F.$$

I_F est le courant direct que peut supporter une soupape. On prendra des soupapes de courant direct 300A munis de radiateurs soufflés par air .

Avec une surcharge de 60%, 2mn/h on aura $k = 0,625$.

$$n_p - 1 \geq 1,10 \cdot 500 / 0,625 \times 300 = 3,93$$

$$n_p - 1 \geq 3,93 ; n_p \geq 4,93 ; n_p \geq 5 .$$

Thyristors	{	$I_F = 300 \text{ A} .$
		$U_{RSM} = 1000 \text{ V} .$
		$I_{FSM} = 6300 \text{ A} .$

2-Courant de court circuit externe dans un bras .

Vue la chute de tension, choisie, ($d_x = 7\%$) on peut admettre 14 % pour la tension de court circuit totale (e_z).

-Valeur efficace en régime symétrique .

$$I_K = 1,035 \times 0,28 \times I_d / e_z = 7243 \text{ A} .$$

-Valeur maximale en régime symétrique .

$$I_{Km} = 1,035 \times 0,56 \times I_d / e_z = 16560 \text{ A} .$$

-Valeur maximale en régime asymétrique.

$$\hat{I}_{Km} = 1,4 I_{Km} = 23183 \text{ A} .$$

-Valeur efficace en régime asymétrique .

$$\hat{I}_K = 0,83 I_{Km} = 13743 \text{ A} .$$

-Valeur efficace pendant la conduction .

En régime symétrique ($\frac{1}{2}$ période) : $I_K (\frac{1}{2}) = \sqrt{2} I_K = 10241 \text{ A} .$

-En régime asymétrique ($\frac{3}{4}$ période) : $\hat{I}_K = \sqrt{4/3} I_K = 15866 \text{ A} .$

-Courant moyen dans le court-circuit externe.

$$I_{dK} = 1,035 \times 1,07 \times I_d / e_z = 31633 \text{ A} .$$

3-Courant de court-circuit interne dans un bras.

a) Dans le bras en défaut.

-Valeur maximale en régime synétrique

$$\text{comme pour le court-circuit externe : } I_{1m} = I_{Km} = 16550 \text{ A} .$$

-Valeur efficace pendant une période.

$$I_1 = 0,58 \times I_{Km} = 9579 \text{ A} .$$

-Valeur efficace pendant la conduction.

$$(2/3 \text{ période}) : I_1 (2/3) = \sqrt{3/2} I_1 = 11731 \text{ A} .$$

-Valeur maximale en régime asymétrique.

$$\hat{I}_{1m} = 1,2 \hat{I}_{Km} = 27813 \text{ A} .$$

b) Dans les bras sains .

-Valeur maximale en régime asymétrique.

$$I_{2m} = I_{3m} = \sqrt{3/2} \times I_{Km} = 14305 \text{ A} .$$

-Valeur efficace sur une période .

$$I_2 = I_3 = 0,38 I_{Km} = 6277 \text{ A} .$$

-Valeur efficace pendant la conduction .

$$(5/12 \text{ d'une période}); I_2 (5/12) = I_3 (5/12) = \sqrt{12/5} I_2 = 9746 \text{ A} .$$

Ces valeurs sont inférieures à celles calculées pour le court-circuit externe et aussi à celles calculées dans le bras en défaut. Les diodes et thyristors doivent être déterminés pour supporter la contrainte due au court-circuit externe. La contrainte due au court-circuit interne est inférieure à la première .

3-Courant nominal des fusibles (en fonction de n_p).

Si I_N désigne le courant nominal du fusible et n_p le nombre de soupapes par files en parallèle par bras, on aura :

$$a) \text{ Régime permanent : } I_N > I/n_p = 1154/n_p$$

En surcharge de 60%, 2mn/h:

La valeur efficace sur une période sera: $I/n_p \times 1,6 = 1846 \text{ A} / n_p$.

Et pendant la conduction ($1/3$) de période):

$$(1846/n_p)/\sqrt{3} = 3197/n_p .$$

Avec un fusible rapide (R) nous lisons sur la courbe (IV-32) de fusion pour 2mn un courant minimal de préarc de $1,8 I_N$. pour éviter le risque de fusion imtenpestive il faut réduire le coefficient $1,8$ de 40% .

$$1,8 - 1,8 \times 40/100 = 1,8 (1-0,4)=1,08.$$

Ce qui donne pour une période.

$$I_N \geq 1846 / 1,08 n_p = 1709 \text{ A} / n_p :$$

Pour $1/3$ de période soit 7ms environ la même courbe donne un courant de préarc de $7,7 I_N$ qui sera réduit à : $7,7 \times 0,6 I_N = 4,6 I_N$ d'ou l'inéquation :

$$I_N \geq 3197 \text{ A} / 4,6 n_p .$$

a) En court circuit externe .

Valeur efficace sur 5 périodes (temps d'ouverture du disjoncteur):

$$I_{aK}/n_p = 7242/n_p .$$

Et pendant la conduction ($\frac{1}{2}$ période):

$$(7242 \text{ A}/n_p) / \sqrt{2} = 10241 \text{ A} / n_p .$$

D'après la courbe précédente, le courant de préarc pour 5 périodes (100ms) est de $5I_N$ et en tenant compte du coefficient $0,6$ on obtient :

$$I_N \geq 7242/0,6 \times 5n_p = 2414 \text{ A}/n_p .$$

Et pendant la conduction :

$$I_N \geq 10218/0,6 \times 7n_p = 2438 \text{ A}/n_p .$$

(La même courbe donne un coefficient de 7 pour $\frac{1}{2}$ période soit 10 ms).

4-Détermination du nombre n_p de files en parallele en fonction des possibilités de la diode.

On a vu que $n_p \geq 5$ du point de vue courant de service et pour la tenue au court-circuit interne.

Pendant la première période le $I^2 t$ de la soupape doit être au moins égal à celui donné par le courant de court-circuit. Celui-ci dure en régime dissymétrique 0,015s.

Le thyristors supporte un courant $I_{FSM} = 6300A$ en une demie onde sinusoïdale.

La condition devient $I_K (3/4) = 15865 A$.

$$(I_{FSM}^2/200) \cdot 0,9 \geq (15865A/n_p)^2 \times 0,015$$

$$178605 \geq 3758671/n_p^2$$

$$n_p \geq \sqrt{3758671/178605} = 4,5 ;$$

Ce qui conduit à $n_p \geq 5$.

Il faut aussi, pendant la durée maximale d'ouverture du disjoncteur, ^{que} les thyristors soient capables de supporter le court-circuit externe.

Le thyristors TB 470 admet une contrainte de 5 demies-ondes à 50 Hz de 4800A.

Avec n_p thyristors en parallèle et avec une irrégularité de 10% dans les courants

$$\text{on aura : } n_p \cdot 4800/1,10 \geq I_{Km} = 16518 A.$$

$$n_p \geq 16518 \times 1,1 / 4800 = 3,84 . \text{ On prendra } n_p = 5$$

5 Caractéristiques des fusibles .

On a vu que l'on devait avoir pour le courant nominal du fusible : $I_N \geq 2438/n_p A$.

Soit avec $n_p = 5$, $I_N \geq 2438/5 = 488 A$.

Pour éviter le risque de fusion intempésive on prendra

$$I_N = 700 A$$

Le courant de court-circuit présumé dans le bras avarié dans le cas d'un défaut interne est de 9579 A d'ou le rapport au courant nominal du fusible: $9579/700=13,6$. D'après la courbe (IV-32), au coefficient 13,6 correspond un temps de fusion total (virtuel) :

$$T_{vt} = 0,02 s = 20 ms .$$

A ce temps correspond un courant de préarc de $(6I_N)$ soit :

$$6 \times 700 = 4200 A.$$

La valeur efficace pendant la conduction, avec 10% de déséquilibre, est sur un bras sain : $(9579/5) \cdot 1,1 = 1915 A$.

Il n'ya donc aucun risque de fusion de fusibles sur les bras sains. Le pouvoir de coupure sera telque : $P_c \geq I_1 (2/3) = 1731 \text{ A}$.

On prendra : $P_c = 15.000 \text{ A}$.

La tension nominale est telle que : $U_N \geq U_{vo}$; $U_N \geq 638 \text{ V}$.

On prendra $U_N = 750 \text{ V}$.

6 Détermination du nombre n_s de thyristors en série:

Le thyristor choisi présente une tension inverse maximale de 1000 V. Si on prend

$n_s = 2$, soit deux thyristors par file on aura: $2U_{RSM} \geq kU_{iom}$; $2000 \geq k.950$.

$$k \leq 2000/950 = 2,1$$

Un coefficient 2 est acceptable à condition de prévoir des protections contre les surtensions :

-On connecte en parallele sur chaque thyristor un condensateur de 1 μ F

-On prévoit un système de protection contre les surtensions provoquées par l'énergie magnétisante de transformateur.

Le nombre total d'éléments redresseurs est:

$$n_t = 12 n_p n_s = 12 \times 5 \times 2 = 120$$

$$n_t = 120$$

7 Système amortisseur des surtensions dues au courant magnétisant .

On placera deux dispositifs identiques entre les sorties + et - de chaque pont simple

En admettant que la puissance magnétisante $\sqrt{3} U_L I_{OL}$ représente 1% de la puissance

délivrée côté continu soit $0,01 \times U_d I_d$ à repartir par moitié sur chacun des deux

dispositifs. La capacité C sera déterminée par: $C = 0,5 \times 1,3 \times 0,01 \times U_d I_d / w (k^2 U_{iom}^2 - U_{vo}^2)$

$$U_d I_d = 800 \times 4000, w = 314, k U_{iom} = 2,1 \times 950 ; U_{vo} = 638 \text{ V}.$$

On obtient $C = 204 \text{ F}$

La résistance de décharge sera choisie telle que : $CR_p = 1 \text{ s}$;

ce qui donne : $R_p = 47,5 \text{ k} \Omega$.

La consommation du système sera : $P = 2U_{dio}^2 / R_p = 30 \text{ W}$

On prévoit aussi une résistance R_s qui limitera le courant de charge à 40 A.

$$R_s = \sqrt{2} U_{vo} / 40 = 23 \Omega$$

IV-Transformateur de redresseur .

1- Courant d'alimentation côté réseau .

$$\sqrt{3} U_L I_L \cos \varphi = U_d I_d$$

$$\cos \varphi = \cos \varphi' - 1/3 I_{Lo}/I_L .$$

$\cos \varphi' = 1 - 0,9 d_x$ est le facteur de déphasage calculé sans tenir compte du courant magnétisant du transformateur celui-ci est de 1,8% et $d_x = 7\%$.

$$\cos \varphi = 1 - 0,9 d_x - (1/3)(0,018)$$

$$\cos \varphi = 0,943$$

$$I_L = 0,585 \frac{I_d U_d}{\cos \varphi \cdot U_L} \text{ avec } \begin{cases} I_d = 4000 \text{ A.} \\ U_d = 800 \text{ V.} \\ U_L = 17,5 \text{ kV.} \end{cases}$$

$$I_L = 113 \text{ A.}$$

2-Transformateur .

L'alimentation sera sous 23 kV $\pm 5\%$, 50Hz .

Il possède deux demi-primaires découplés connectés en étoile .

$$- I'_L = 113 \times 17,5 / 23 = 86 \text{ A.}$$

- Courant dans chaque primaire .

$$I_{py} = 0,302 \frac{I_d U_d}{\cos \varphi \cdot U_L} = 0,302 \times 4000 \times 800 / (0,943 \times 23000) = 44,5 \text{ A.}$$

- Tension de sortie entre phase : $U_{vo} = 638 \text{ V.}$

- Courant de sortie sur chaque pont : $I_v = 1626 \text{ A.}$

- Les secondaires sont l'un en étoile, l'autre en triangle afin d'obtenir un déphasage de 30° .

- Courant dans l'enroulement étoile : $I_{sy} = I_v = 1626 \text{ A.}$

- Courant dans l'enroulement triangle $I_s = I_v / \sqrt{3} = 938 \text{ A.}$

V -Bobine d'absorption ;

Le montage utilisé comporte une bobine d'absorption assurant l'indépendance des deux montages Graetz en parallèle. Sa fréquence est sextuple soit $f = 300 \text{ Hz.}$

La tension fluxmétrique est par définition 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.

Soit U_ϕ cette tension et U_b la tension efficace correspondante .

d_x	U_b / U_{dio}	U_ϕ / U_{dio}
0	0,083	0,0784
1,7%	0,115	0,116
3%	0,125	0,136
6%	0,136	0,149
6,7%	0,134	0,149
8%	0,125	0,145
10%	0,120	0,135

Ce tableau donne les valeurs de U_b et U_ϕ en fonction de la chute inductive et sans retard à l'amorçage .L'angle $\alpha = 90^\circ$ rend U_ϕ / U_{dio} maximal.Ce rapport vaut:

$$U_\phi / U_{dio} = 0,62 \text{ pour } d_x = 7 \%$$

La puissance de dimensionnement de la bobine vaut donc :

$$P_D = (3,3/12 U_\phi) \cdot I_d / 2 = (3,3/12) 0,62 U_{dio} \cdot I_d / 2 = 293 \text{ kVA.}$$

- Flux maximal dans le circuit magnétique .

$$\phi_M = \sqrt{2} U_\phi / 6w = \sqrt{2} \times 0,62 U_{dio} / 6 \times 314 = 0,4 \text{ Wb .}$$

VI-Choix du transformateur et du moteur à courant continu.

VI-1 Choix du transformateur.

On choisira le transformateur de 3150 kVA dont les caractéristiques sont présentées sur le tableau qui se trouve à la fin du chapitre III(N° VII).

VI-2 Choix du moteur.

Pour tenir compte des réductions possibles de la tension d'alimentation et pour disposer d'un surréglage nécessaire lors des régimes transitoires, on est conduit à adopter une tension d'induit nominale inférieure de 13% à la tension maximale fourni par le redresseur. Pour une tension d'alimentation de 638V et une tension redressée à vide 862V, on devra choisir une tension d'induit' de l'ordre de :

$$U_n = 862 - 862 \times 13 / 100 ; U_n = 750V .$$

On choisira donc le moteur suivant : (Revue Brown Boveri) .

Puissance : 2550 kW ; tension nominale : 750V ; vitesse nominale : 70 tr/mn ;
vitesse limite : 150 tr/mn ; couple nominal : 34,4 mt ; couple limite : 100 mt ;
poids : 71 tonnes ; courant nominal : 4000A ; courant maximal : 11000A

(pendant une courte durée).

VII Pertes et rendement du bloc redresseur.

Comme exemple, on calculera le rendement en charge pour le courant continu nominal.

Pertes à vide dans le transformateur : $P_{ot} = 5,4 \text{ kW}$.

Pertes dans la bobine d'absorption : $P_{ob} = 1 \text{ kW}$.

Pertes dans les protections et relais : $P_{op} = 0,6 \text{ kW}$.

Pertes dans les thyristors : $P_T = 450 \times 120 = 54 \text{ kW}$.

Pertes cuivre dans le transformateur : $P_{rt} = 30 \text{ kW}$.

Pertes cuivre dans la bobine : $P_{rb} = 3 \text{ kW}$.

Pertes dans les fusibles :

$I_{fn} = 700 \text{ A}$; $P_{fn} = 60 \text{ W}$; $I_f = 200 \text{ A}$; $P_f = n P_{fn} (I_f/I_{fn})^2 = 0,88 \text{ kW}$.

Pertes dans les liaisons : $P_l = 0,5 \text{ kW}$.

Pertes par ventilation : $P_v = 1 \text{ kW}$.

Somme des pertes : $\sum p = 96,38 \text{ kW}$.

Tension continue : $U_d = 800 \text{ V}$.

Puissance délivrée : $U_d I_d = 3200 \text{ kW}$.

Rendement en % : $n = U_d I_d / U_d I_d + \sum p = 3200 / 3200 + 96,38 = 97,07\%$.

CONCLUSION

Il résulte, d'après l'étude qu'on vient de faire, que les montages redresseurs à thyristors ont remplacé économiquement presque tous les convertisseurs statiques anciens.

Dans certains cas, pour rendre très court le temps de remplacement, on peut conserver les autres parties de l'installation. Cependant, pour assurer l'avenir de l'installation complète, on devra prendre en considération les autres parties de celle-ci (commande, régulation, transformateur, etc..).

Bien qu'il présente beaucoup d'avantages, le thyristor ne possède pas la possibilité de surcharge de l'ignitron et du mutateur.

Les montages redresseurs, destinés à faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu, introduisent des perturbations dans le réseau d'énergie électrique. Celles-ci dépendent énormément des caractéristiques du réseau, qui sont souvent mal connues et sont variables en fonction de la charge, et du niveau de sensibilité des éléments perturbés. La connaissance imprécise de ces paramètres rend indispensable non seulement l'emploi d'éléments qui réduisent l'influence des perturbations, mais l'amélioration de l'immunité des éléments perturbés.../..

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

Préface	2
Introduction	3
Chapitre : I "Caractéristiques des thyristors"	
I. Semi-conducteurs	5
II. Thyristors	8
III. Commandes des thyristors	12
IV. Caractéristiques de quelques thyristors	15
Chapitre : II "Caractéristiques des moteurs à courant continu à excitation séparée et systèmes de freinage"	
I. Caractéristiques des moteurs à courant continu à excitation séparée	16
II. Systèmes de freinage	18
II-1 Régime de freinage dynamique	18
II-2 Régime de freinage par contre courant	20
Chapitre : III "Transformateur et montages redresseurs"	
I. Quelques définitions	27
II. Transformateur	29
II-1 Fonction d'un transformateur	30
II-2 Tension secondaire	30
II-3 Courants secondaires	30
II-4 Facteur de puissance secondaire	30
II-5 Facteur de dimensionnement du secondaire	31
II-6 Circuit magnétique	31
II-7 Courant primaire	32
II-8 Facteur de puissance primaire, facteur de déformation	33
II-9 Facteur de dimensionnement du primaire	33
II-10 Courant côté réseau	33

III. Montages redresseurs	
III-1 Montages à commutation parallele	33
III-2 Montages à commutation parallele double	35
III-3 Redresseur triphasé avec bobine d'absorption	41
III-4 Montage double Graëtz parallele	45
III-5 Mise en parallele de deux montages hexaphasés double étoile avec bobine d'absorption	47
IV. Chute de tension d'un groupe redresseur	48
IV-1 Chute inductive	48
IV-2 Chute due aux résistances	49
IV-3 Chute de tensions due aux diodes	49
V. Pertes et rendement	50
VI. Réglage de la vitesse	51
I- Réalisation d'une tension continue variable	51
II- Influence du réglage de phase	54
III- Etude des tensions	55
IV- Commande de la vitesse d'un moteur à courant continu	56
VII. Caractéristiques de transformateurs	60
Chapitre : IV "Perturbations et protections"	
IV-1 Surintensités	61
IV-2 Courts-circuits	61
IV-3 Choix des fusibles	64
IV-4 Surtensions	68
IV-5 Harmoniques	71
IV-6 Echauffement et types de refroidissement	78

Chapitre : V " Exemple numérique"	
I- Choix du montage	80
II- Bloc redresseur	80
III- Diodes et fusibles	81
IV- Transformateur de redresseur	86
V- Bobine d'absorption	86
VI- Choix du transformateur et du moteur à courant continu	88
VII- Pertes et rendement	89
Conclusion	90
Bibliographie	91
Tables des matières	92