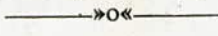


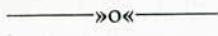
5/82

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم التطبيقية

الكلية

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

Ingénieur d'état en électrotechnique

Alimentation d'un Moteur à C.C (3 MW, 800v)
de Laminoir à Chaud Reversible

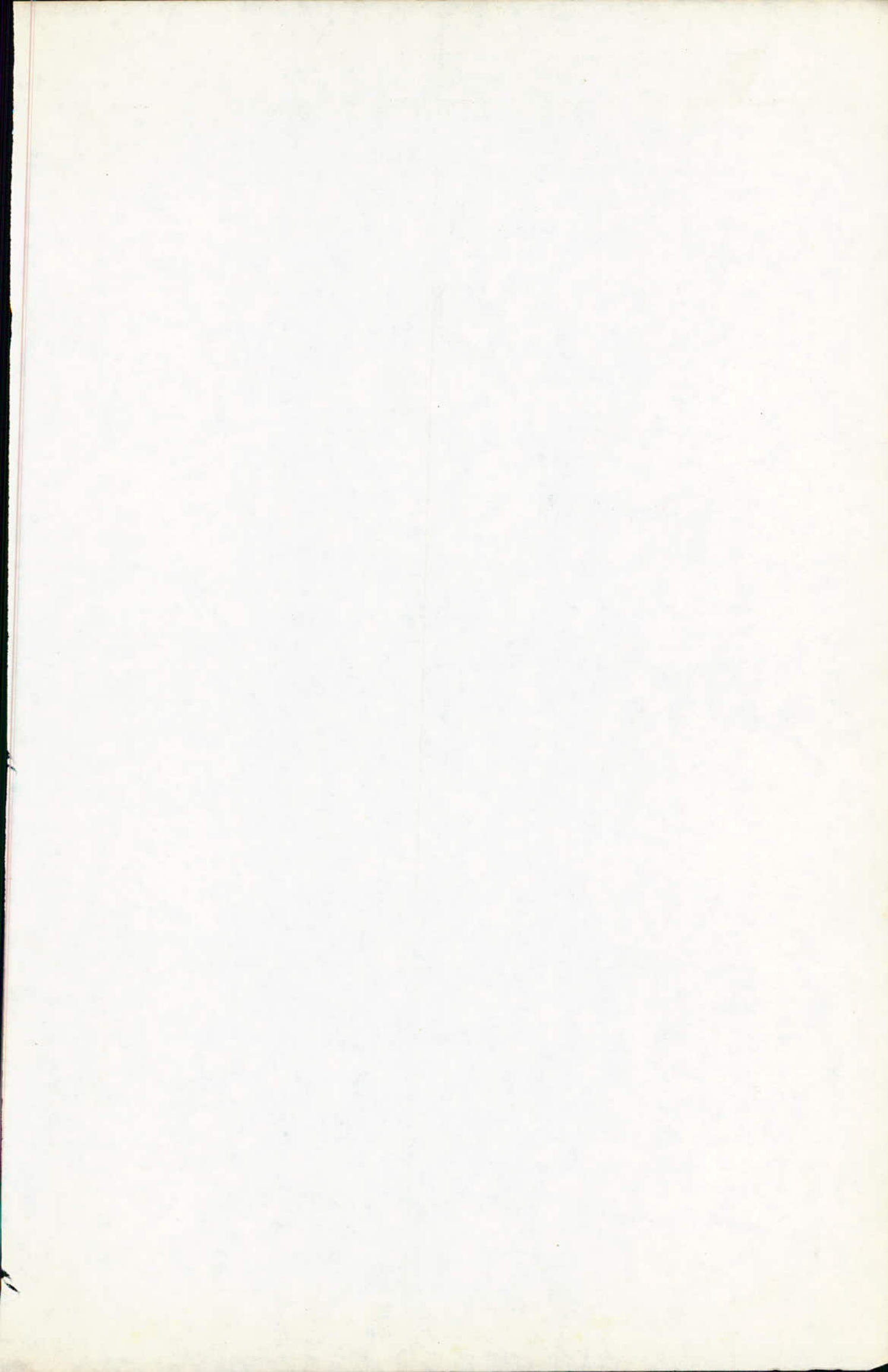
Proposé par :

Mr A. MAAZI

Etudié par :

Mr Mohamed BELKESSA
et
Mr Mouloud ADLI

Promotion Juin 1982



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

»O«

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

»O«

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

»O«

PROJET DE FIN D'ETUDES

Ingénieur d'état en électrotechnique

*Alimentation d'un Moteur à C. C (3 MW, 800v)
de Laminoir à Chaud Reversible*

Proposé par :

Mr A. MAAZI

Etudié par :

Mr Mohamed BELKESSA

et

Mr Mouloud ADLI

Promotion Juin 1982

— DEDICACE —

- A mes parents et
Grands-parents
- A mon oncle et sa famille
- à tous les amis et amies.

M'hamed

A mon frère et ami
IDIR.

Mulud



REMERCIEMENT

Nous tenons à remercier vivement tous les professeurs qui nous ont suivis durant notre scolarité et en particulier, Monsieur Hamid MAAZI, notre promoteur.

Que ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce modeste ouvrage trouvent notre profonde gratitude.

M'hamed et Mulud

Table des matières

Introduction	page 1
Chapitre I : Généralités	
1) Notions sur le laminoir et le laminage	
2) Système à étudier	3-4
3) Rappels sur la machine à courant continu	5
4) Rappels sur les semi-conducteurs - diodes - thyristors	11
Chapitre II : Convertisseurs statiques	
1) Convertisseurs alternatif-continu ou redresseur	19
2) Convertisseurs continu - alternatif ou onduleur	28
3) Commande des convertisseurs	32
4) Convertisseurs réversibles	37
Chapitre III : Contraintes sur le réseau	
1) Problème d'harmonique	42
2) Nécessité et obtention d'un indice de pulsation douze (12)	53
3) Problème de l'énergie réactive	55
Chapitre IV : Dimensionnement	
1) Bloc redresseur	61
2) transformateur	66
Chapitre V : Perturbations - Protections - Régulation	
1) surtensions	73
2) Sur-intensités	74
3) Principales perturbations	75
Protection	
1) Protections contre les surtensions	76
2) " " les surintensités	77
Régulation	
1) Transmittance du moteur	80
2) Régulation du courant	81
3) Régulation en cascade	82
CONCLUSION	84

INTRODUCTION

Le travail qui nous a été confié consiste en l'étude d'une alimentation de moteur à courant continu entraînant un laminoir à chaud réversible.

Dans notre étude, nous exposons un mode d'alimentation utilisant les convertisseurs statiques. Le type qui remplace le groupe tournant Ward-Léonard est le plus utilisé de nos jours.

Le plan d'étude adopté est le suivant:

- Chap. I : Généralités.
- Chap. II : Convertisseurs statiques.
- Chap. III : Contraintes sur le réseau.
- Chap. IV : Dimensionnement.
- Chap. V : Perturbations - Protections - Régulation

et enfin une Conclusion.

CHAPITRE I

GENERALITES

- 1) Notions sur le laminoir et le laminage
- 2) Système à étudier
- 3) Rappels sur la machine à courant continu
- 4) Rappels sur les semi-conducteurs - diodes - thyristors

1) NOTIONS SUR LE LAMINOIR ET LE LAMINAGE

1-1) Laminage à chaud:

C'est le passage d'un produit, porté initialement à une grande température (de l'ordre de 1200°C), entre deux cylindres tournants en sens inverse. Son but est l'obtention d'un lingot à des dimensions et formes voulues, ceci grâce au réglage de l'écartement entre les deux cylindres et à leurs poids très élevés. Outre la déformation, il en résulte aussi un allongement du produit.

1-2) Laminair à chaud:

On distingue deux types:

- Les trains dégrossisseurs (ou blooming, ou à demi-produit)
- Les trains finisseurs.

L'opération du dégrossissage consiste au laminage du produit ou bloom venant de la fonderie (ou aciérie) pour le ramener à des dimensions plus faibles et lui donner une forme homogène (ronde-polygonale.). Les trains finisseurs viennent généralement après les trains dégrossisseurs; aussi donnent-ils une forme d'utilisation (rail, en T, ...) aux produits sortants des bloomings.

2) SYSTEME A ETUDIER

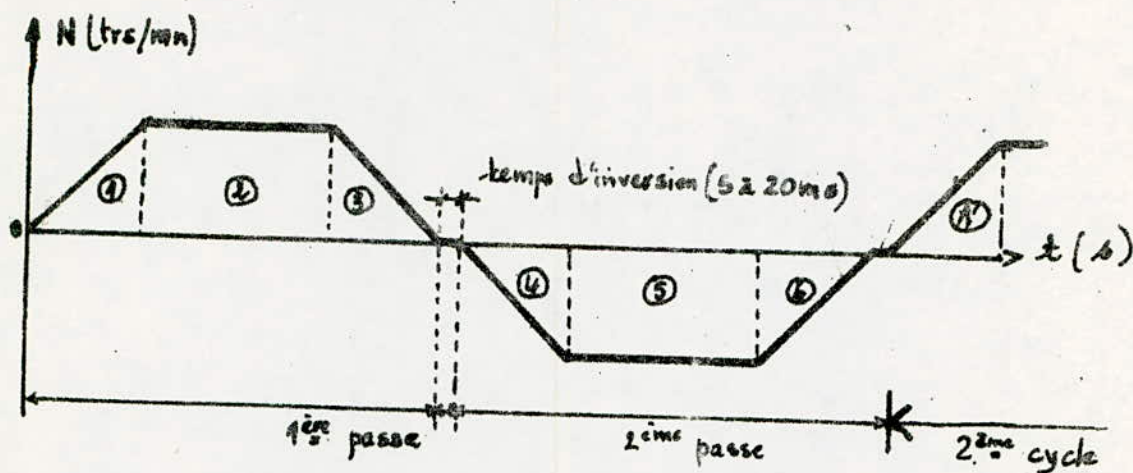
2-1) Fonctionnement général:

Notre système sera constitué seulement d'un train dégrossisseur (blooming) qui fonctionnera dans les deux sens (réversible). C'est à dire qu'il effectuera sur le lingot (ou bloom) deux passes.

Le moteur d'entraînement des deux cylindres tournera donc dans les deux sens. L'engagement du lingot entre les deux cylindres se fera à très faible vitesse après on pourra l'augmenter. Pour la deuxième passe, l'écartement des cylindres sera réduit par abaissement du cylindre

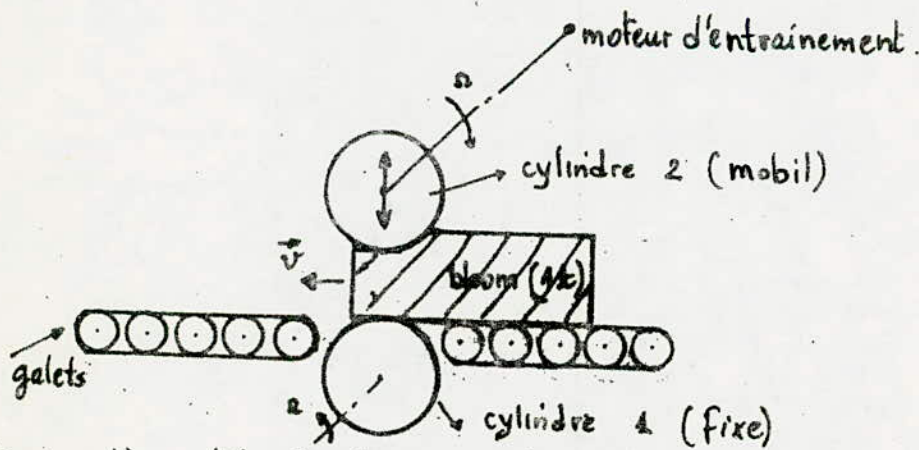
supérieur. A la fin de cette opération, le cycle reprendra avec un autre bloom.

Ce type de laminoir dit laminoir réversible se trouve généralement en début de chaîne. Cette chaîne comprend plusieurs autres trains de laminoirs en aval du blooming. Aussi son bon fonctionnement est-il souhaité pour l'obtention d'un rendement élevé pour toute l'installation.



(fig. 1-1-a) cycle de travail du laminoir

- ① zone d'approche du lingot au laminoir (moteur)
- ② phase de travail (1^{ère} passe)
- ③ freinage par récupération d'énergie (génératrice)
- ④ démarrage moteur et approche du lingot dans l'autre sens
- ⑤ phase de travail dans l'autre sens (2^{ème} passe)
- ⑥ récupération d'énergie lors du freinage.



(fig. 1-1-b) schématisation d'un laminoir

3) RAPPELS SUR LA MACHINE A COURANT CONTINU :

Comme toute machine électromagnétique, la machine à courant continu est réversible ; c'est à dire qu'elle peut fonctionner en moteur et en génératrice. Elle est à inducteur fixe (stator) et induit mobile (rotor).

3-1) principe de fonctionnement :

Le bobinage d'induit tournant dans le flux fixe produit par le bobinage d'inducteur est le siège de f.e.m alternatives.

$$\vec{e} = \vec{v} \wedge \vec{B} L \quad (1-3-1)$$

\vec{e} : f.e.m induite
 \vec{v} : vitesse d'induit
 \vec{B} : induction magnétique
 L : longueur du conducteur.

Le couple électromagnétique d'une machine à courant continu est basé sur la formule.

$$\vec{f} = \vec{i} \wedge \vec{B} L \quad (1-3-2)$$

\vec{i} : courant d'induit (d'un conducteur)

Ce couple est moteur pour un fonctionnement en moteur et résistant pour un fonctionnement en génératrice.

Le collecteur monté en bout d'arbre avec l'induit permet à chaque instant d'additionner toutes les f.e.m (ou f.c.e.m.) de même signe et d'obtenir une f.e.m (ou f.c.e.m.) pratiquement constante.

3-2) moteur à excitation indépendante alimenté sous tension variable :

Pour pouvoir faire varier de façon continue la vitesse d'un moteur à courant continu entre zéro et sa valeur nominale N_{nom} , et pouvoir développer le couple nominal en régime permanent à toutes les vitesses de rotation, il faut alimenter l'induit sous tension variable. L'excitation doit être indépendante afin d'assurer un flux maximum et donc un couple de démarrage élevé. L'élargissement de cette gamme de vitesse est assuré par le réglage de flux.

3.2-1) équations et caractéristiques :

a) excitation I constante et tension d'induit U variable :

* Couple électromagnétique C_e :

$$C_e = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{p}{a} \cdot m \cdot \Phi \cdot I_a \quad (1-3-3)$$

p : nbre de paires de pôles d'inducteur.
 a : " " " de voies // d'induit.
 m : " " conducteurs d'induit.
 Φ : flux en charge.
 I_a : courant d'induit.

* Couple utile C_u :

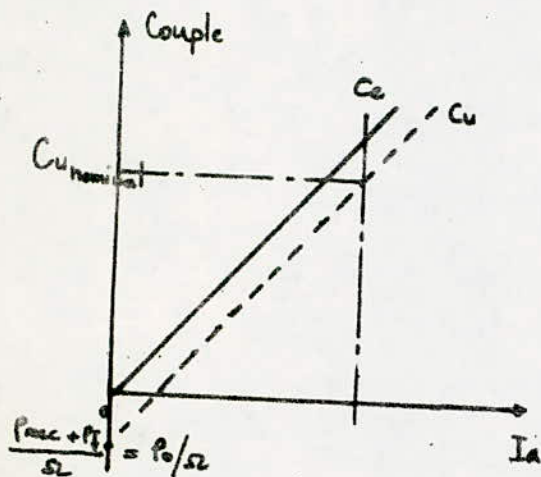
$$C_u = C_e - \frac{P_{mec} + P_{fer}}{\omega} = C_e - \frac{U I_{a0}}{\omega} \quad (1-3-4)$$

U : tension d'induit
 I_{a0} : courant à vide
 P_{mec} : pertes mécaniques
 P_{fer} : " dans le fer
 ω : vitesse de rotation [rd/s].

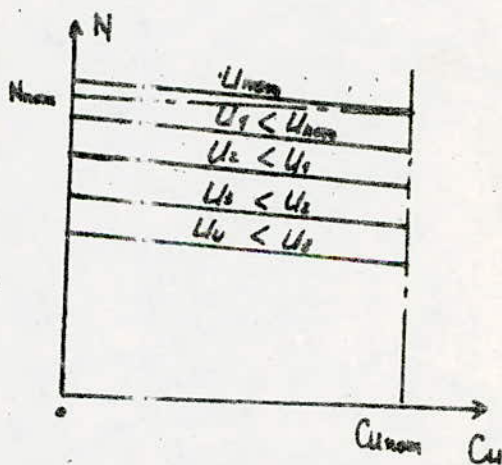
Le flux est pratiquement constant. En charge, il est légèrement inférieur qu'à vide à cause de la réaction magnétique d'induit.

Si on suppose les pertes mécaniques et fers fonction linéaire de la vitesse de rotation; alors le couple C_u utile est obtenue par translation du couple électromagnétique C_e .

Le couple (utile ou électromagnétique) varie linéairement avec le courant d'induit I_a et diminue légèrement quand la vitesse augmente.



(fig. 1-2-a)



(fig. 1-2-b)

* Vitesse à vide N_0 :

$$N_0 = \frac{U}{\frac{p}{a} \cdot m \cdot \Phi_0} \quad (1-3-5)$$

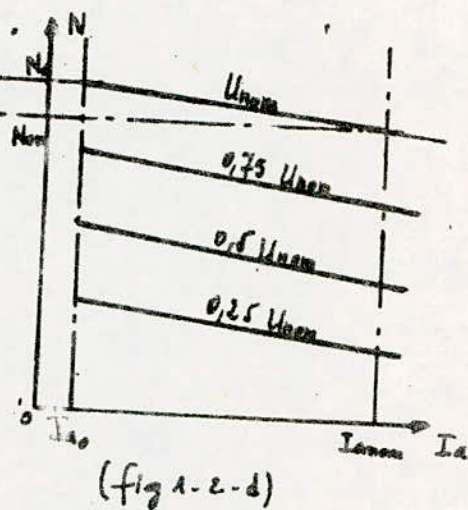
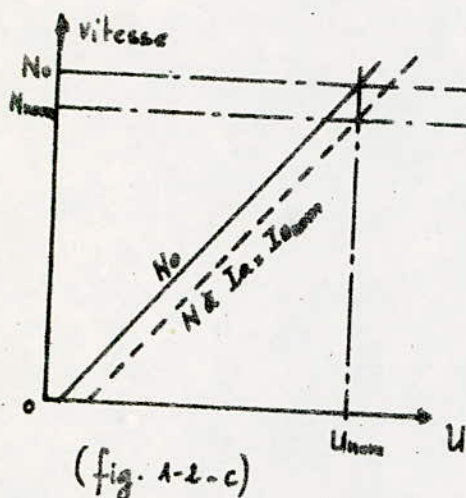
E_0 : f_{cem} à vide
 N : vitesse de rotation [trs/s]
 Φ_0 : flux à vide

vitesse en charge N :

$$N = \frac{U - R_a I_a + h_m}{\frac{p}{a} n \Phi} \quad (1-3-6)$$

R_a : résistance d'induit
 h_m : réaction magnétique d'induit.
 Les autres paramètres sont définis plus antérieurement.

La chute de tension $(-R_a I_a + h_m)$ n'altère pas beaucoup la tension U .
 La vitesse sera donc proportionnelle à U et diminuera légèrement quand le courant I_a augmentera.



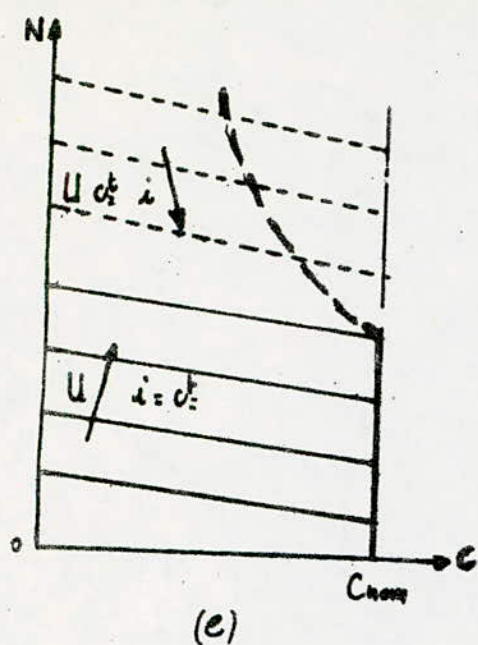
Par la variation de la tension U , on varie la vitesse sans toutefois dépasser la valeur nominale (fig. 1-2-c). Sur la (fig. 1-2-b), on voit que le moteur peut développer un couple nominal aux faibles vitesses sans dépasser le courant nominal. Ceci est nécessaire pour l'approche du lingot devant les cylindres du laminoir afin d'éviter les coups de "béliet", donc des surcharges accentuées.

Le fonctionnement du moteur à I_a donné et flux constant est dit fonctionnement à couple constant $0 < N < N_{nom}$

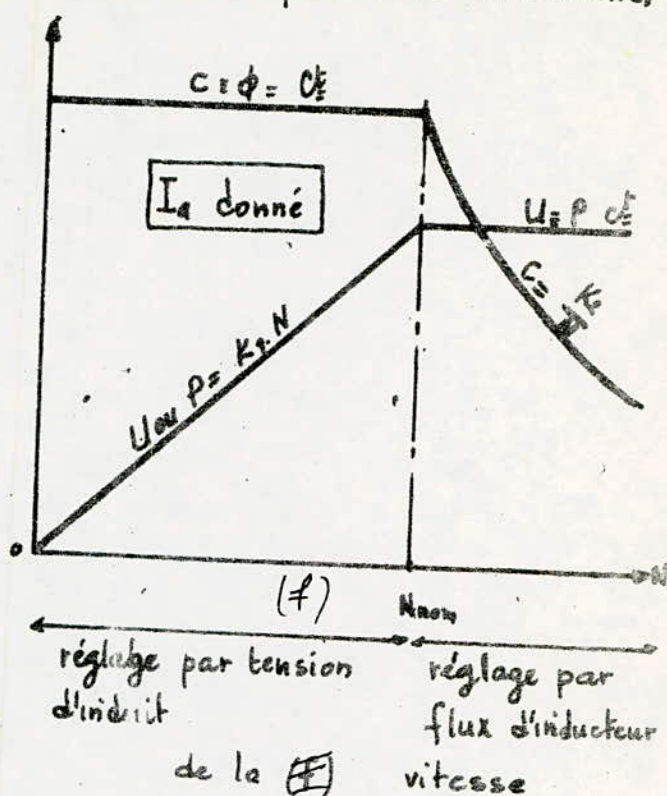
b) tension d'induit U constante et excitation J variable:

Ce type de fonctionnement est une extension au précédent. Si on envisage de faire tourner le moteur à une vitesse supérieure à celle correspondant à U_{nom} , on réduit le flux. La gamme de vitesse se trouve ainsi agrandie.

Si le flux est réduit, le couple l'est aussi à I_a donné (voir 1-3-3).
 Mais la puissance est dans ce cas constante.
 Un tel fonctionnement est dit fonctionnement à puissance constante,



(e)



(f)

(fig- 1-2)

8-2-2) Comparaison des deux modes de réglage de vitesse:

a) réglage par flux:

- Il ne permet que l'augmentation de la vitesse par rapport à la vitesse nominale.
- Le flux ne peut diminuer au delà du tiers du flux nominal d'où une vitesse maximale atteinte par ce réglage est $3 N_{nom}$.
- A couple constant, si $\Phi \downarrow$ alors $I_a \uparrow$, d'où échauffement du moteur dont on tiendra compte lors du dimensionnement.
- Nécessite seulement un rhéostat de champ.

b) réglage par la tension d'induit:

- nécessite un variateur de tension (compliqué et coûteux)
- Il permet seulement de diminuer la vitesse par rapport à N_{nom} .
- rendement élevées à toutes les vitesses car il n'y a pas de rhéostats où l'énergie sera dissipée.

3-2-3) réalisation de la tension variable:

a) utilisation d'un convertisseur tournant:

Pendant de nombreuses années, on a fait appel au montage dit de Ward-Léonard. Le montage de base comporte:

- un moteur asynchrone triphasé alimenté par le réseau alternatif.
- une génératrice à courant continu.
- une excitatrice.

La tension continue est délivrée par le dynamo et sa variation à l'aide de l'excitation de celle-ci. Le groupe tournant est évidemment réversible, son réglage souple mais il est très coûteux, encombrant et exige un entretien. Par ailleurs son rendement est plus faible que pour un convertisseur statique.

b) emploi d'un convertisseur statique:

De nos jours, on utilise toujours un montage redresseur-onduleur commandé, électronique. Ses avantages sont nombreux (précision, fiabilité, faible consommation d'énergie pour la commande, rendement élevé, non encombrant, n'exige pas d'entretien.)

Pour assurer la réversibilité dans l'autre sens de rotation, il est nécessaire d'utiliser deux montages "redresseur-onduleur" montés en parallèle inverse (voir chapitre II, § 3).

Le temps d'inversion du couple est de l'ordre de 5 à 20 ms.

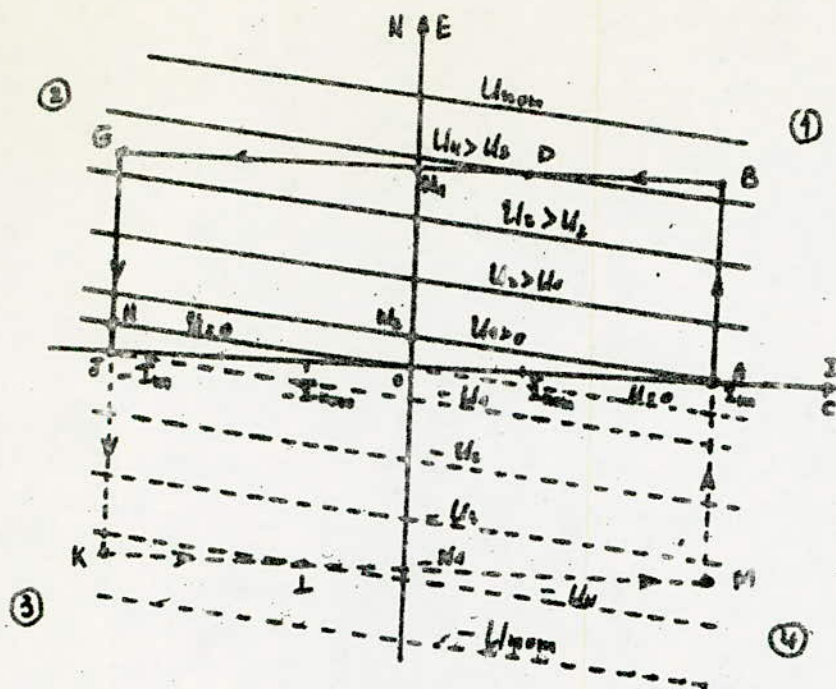
3-2-4) démarrage - freinage - inversion du sens de rotation:

(fig. 1-5)

Le démarrage s'effectue sans rhéostat par élévation progressive de la tension U et à courant constant égal à $I_M (> I_n)$. Un dispositif limiteur de courant règle la vitesse de montée de la tension U .

Le point de fonctionnement décrit le trajet AB puis va en D correspondant à l'égalité couple moteur - couple résistant (demandé par la charge).

Pour freiner avec récupération, donc faire fonctionner le moteur en génératrice, il suffit de diminuer U . Le courant diminue, s'annule pour $U = E$ et devient négatif (pour $E > U$) sans dépasser $|I_M|$ (limiteur d'intensité) trajet DC.



(fig. 1-3)
caractéristiques
mécaniques

De G à H, on a un freinage à couple constant par diminution rapide de la tension U (en H, $U=0$). Pour un arrêt total, il est obtenu pour U nulle. Pour inverser le sens de rotation, il faut inverser la tension en H rapidement (trajet HJ).

De J, on démarre en sens inverse à $|I|=|I_m|$ donc à couple constant (trajet JK). En K, on a la vitesse voulue par exemple $-N_1$.

Le point de fonctionnement K va vers L correspondant à l'égalité couple moteur - couple résistant.

Pour freiner, on augmente U et le courant s'annule pour $-U=-E$. Il devient positif et atteint I_m en M.

De M, une augmentation rapide de la tension à courant limité entraîne une diminution de la vitesse jusqu'à s'annuler et augmenter dans l'autre sens (trajet MB) et on reprend le cycle.

AB et JK : démarrages du moteur dans les deux sens.

BD et KL : stabilisation du moteur en D et L.

DGJ et LMA : freinage par récupération du moteur.

D et L : points de fonctionnement du moteur en régime permanent

4) RAPPELS SUR LES SEMI-CONDUCTEURS - DIODES - THYRISTORS:

4-1) Semi-conducteurs solides:

4-1-1) Semi-conducteur pur:

Ce sont des éléments qui sont situés au milieu du tableau de classification de Mendeleïev entre les conducteurs et les isolants. Le silicium et le germanium sont les plus usuelles.

4-1-2) Semi-conducteur type P:

C'est un semi-conducteur pur dopé par diffusion ou par alliage. L'élément de dopage est électropositif et donc les trous sont majoritaires. La conduction est assurée par eux.

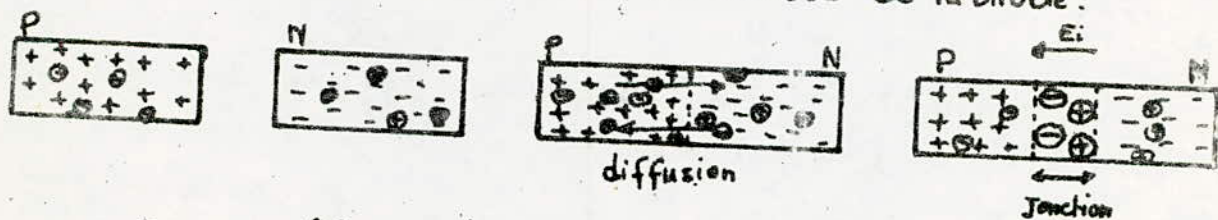
4-1-3) Semi-conducteur type N:

L'élément de dopage est électronégatif et par conséquent les électrons sont majoritaires. Les derniers assurent la conduction.

4-2) Diodes:

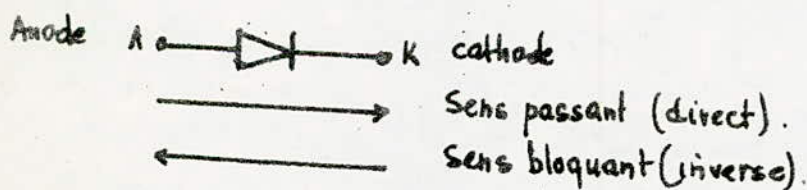
4-2-1) Définition:

Une diode est un semi-conducteur à deux couches P et N. Au contact des deux couches, on assiste à une diffusion de majoritaires de part et d'autre. Au niveau de la jonction naît une barrière de potentiel qui arrêtera la diffusion. La couche P formera l'anode et N la cathode de la diode.

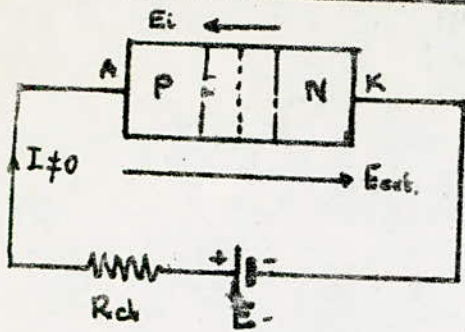


(fig. A-5)

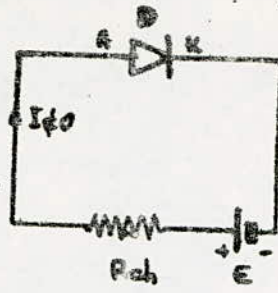
Symbole:



4-2-2) Polarisation en direct d'une diode:



(a) (fig 4-6)



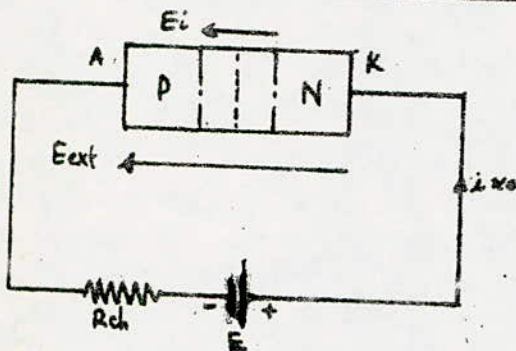
(b)

E: fem
Rch: Résistance de charge

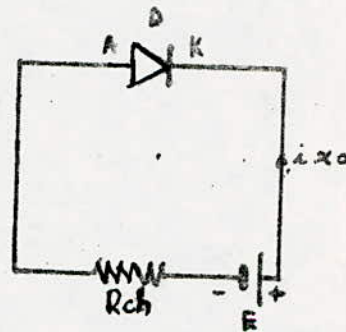
Si on applique à l'anode d'une diode une tension positive par rapport à la cathode, on crée un champ extérieur E_{ext} opposé au champ interne de la diode E_i .

- Si la tension E est suffisante, c'est à dire $E_{ext} > E_i$, les porteurs majoritaires franchiront la barrière de potentiel. La diode conduira.
- Si la tension E est insuffisante, c'est à dire $E_{ext} < E_i$, les majoritaires seront arrêtés: La diode restera bloquée.

4-2-3) Polarisation en inverse d'une diode:



(a) (fig 4-7)



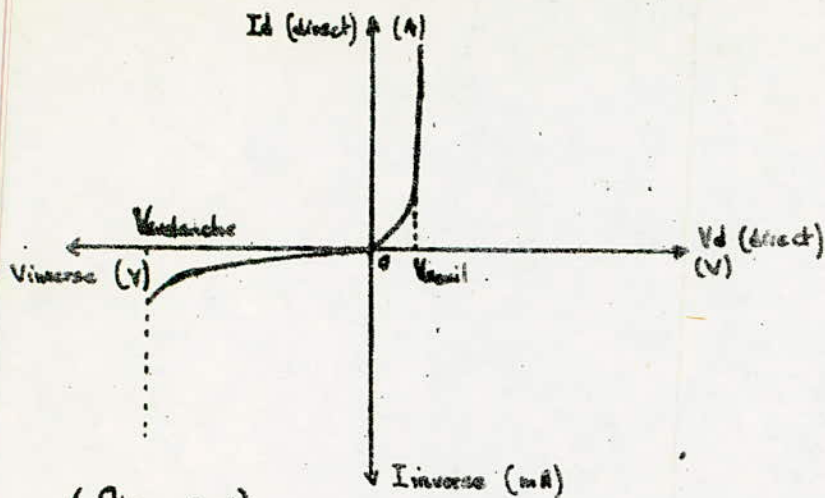
(b)

Une tension négative à l'anode par rapport à la cathode augmente au contraire la barrière de potentiel car le champ externe E_{ext} est de même sens que le champ interne E_i . La diode est bloquée.

Pendant il existe un courant de fuite créé par les porteurs minoritaires que favorisent ce champ résultant.

Au dessus d'une certaine valeur de tension E dite d'avalanche, la diode se détériore.

4-2-4) Caractéristique statique d'une diode:



V_s : tension de seuil
(0,6 - 2V)

V_a : tension d'avalanche

(fig. 1-8)

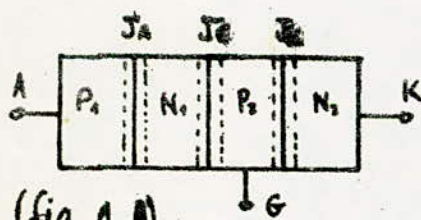
4-3) Thyristors:

4-3-1) Structure et symbole:

C'est un semi-conducteur solide au silicium réalisé par une juxtaposition de quatre couches alternées P et N formant ainsi trois jonctions.

Les couches extrêmes (P et N) forment les électrodes principales respectivement l'anode et la cathode (A et K).

Il est également muni d'une électrode de commande dite "gâchette" pour l'amorçage. (fig 1-9)



(fig 1-9)

Symbole:



P_1 : couche d'anode

N_1 : couche de blocage. Elle est faiblement dopée et elle est la plus épaisse.

P_2 : couche de commande mince pour faciliter la diffusion des e^- de K vers N_1 .

N_2 : couche de cathode

J_A : jonction d'anode

J_E : jonction de commande (transition) épaisse car elle supporte seule la tension directe

J_K : jonction de cathode

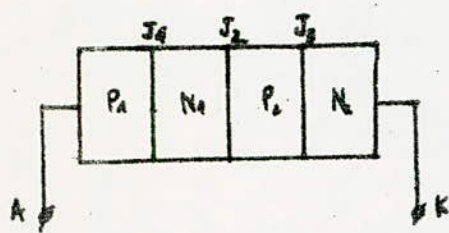
4-3-2) principe:

Les états dont dispose le thyristor sont:

- bloqué en polarisation inverse
- bloqué ou conducteur en polarisation directe selon qu'il est amorcé ou non.

4-3-3) polarisation d'un thyristor: (sans gâchette ou gâchette "en l'air")

Le thyristor peut se comparer à des diodes montées en opposition (fig. 1-90)



(fig. 1-90)

Si l'on polarise ce dispositif en direct, les diodes D_1 et D_3 seront conductrices mais D_2 sera bloquante. Néanmoins, pour une tension V_{AK} suffisante le thyristor s'amorce ($V_{AK} = V_{00}$). V_{00} : tension directe d'amorçage sans gâchette. Si au contraire, la polarisation est inverse seule D_2 est conductrice. Par conséquent, la tension inverse pour rendre le thyristor conducteur sera supérieure à la tension directe d'amorçage mais c'est une tension qui détériore le dispositif.

4-3-4) Amorçage d'un thyristor:

a) par courant de gâchette:

C'est le plus utilisé. Lorsque l'impulsion arrive sur la gâchette, la couche P_2 est très positive par rapport à la couche N_2 , donc on aura un déplacement d'électron vers la couche P_2 . Ils créent une faille dans la jonction de commande J_3 et provoquent par phénomène cummulatif l'avalanche dans J_3 .

b) par dépassement de V_{00} :

Un thyristor polarisé en direct par une tension positive V_{AK} a ses jonctions extrêmes passantes et sa jonction centrale bloquante. Néanmoins il existe un courant de

fuite qui traverse cette jonction centrale. Une augmentation de V_{AK} jusqu'à une valeur appelée V_{BO} rend ce courant de fuite important donc capable de provoquer l'avalanche dans la jonction bloquante. Le thyristor s'amorce à partir de cette tension V_{BO} dite de retournement.

c) Amorçages intempestifs:

Par gradient de tension dV/dt : Une jonction PN a une capacité C qu'on charge par un courant $i_c = C \cdot dV_m/dt$. Si l'on accroit donc brusquement la tension V_{AK} , i_c sera important et s'ajoutera au courant de fuite pour provoquer l'avalanche avant que V_{BO} ne soit atteinte.

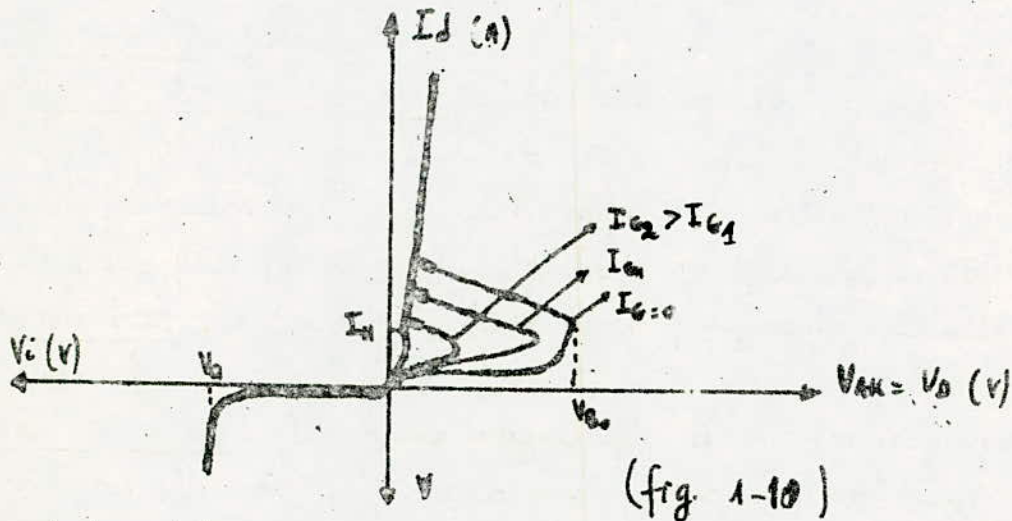
Par la température. Le courant de fuite inverse augmente quand la température augmente.

Par courant parasites. Un champ magnétique \vec{B} variant rapidement induit un courant qui selon son importance peut provoquer l'amorçage.

4-3-5) Caractéristiques d'un thyristors:

a) statique:

C'est la caractéristique donnant le courant d'anode en fonction de la tension anode-cathode du thyristor.



I_u : courant de maintien.

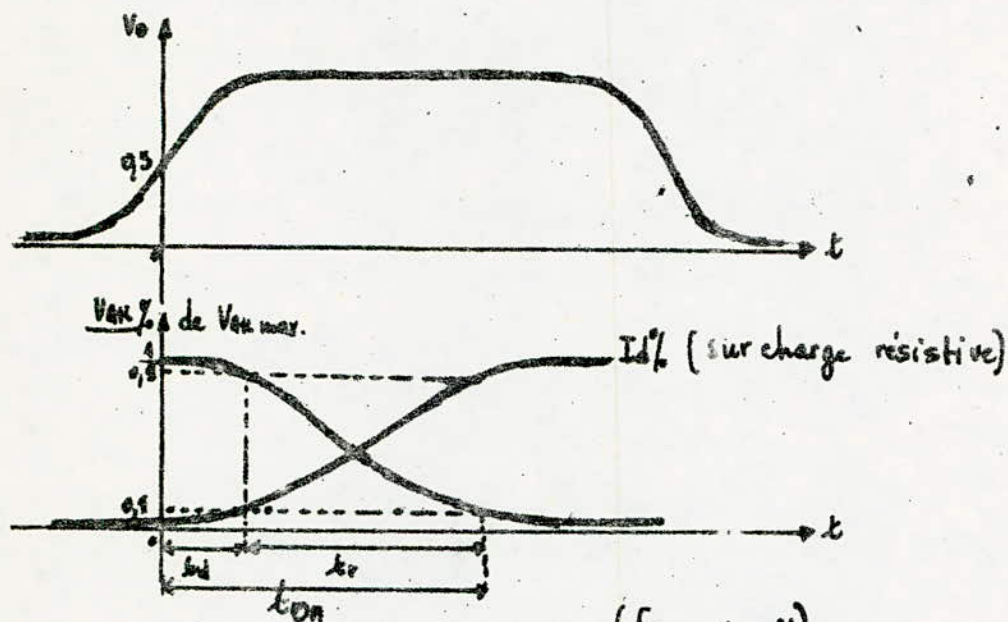
V_{BO} : tension de retournement.

V_a : tension d'avalanche.

b) dynamiques:

Les caractéristiques décrivent l'allure du courant d'anode et la tension anode-cathode du thyristor en fonction du temps lors de l'amorçage ou du désamorçage.

* à l'amorçage:

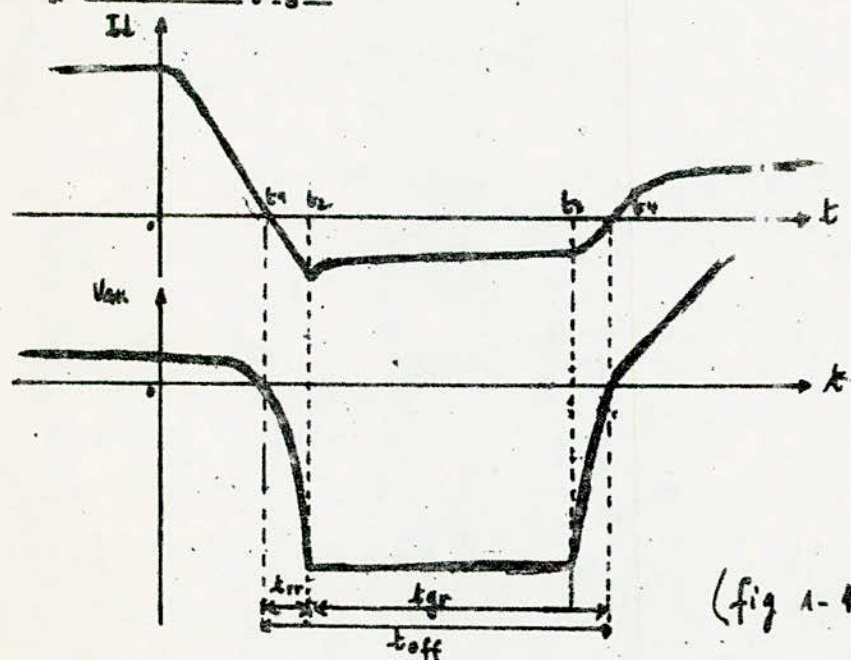


(fig 1-12)

t_d : temps de déclenchement ou de préconditionnement s'écoulant entre le moment où $V_0 = 50\% V_{0max}$ et le moment où V_{0max} chute de 10%.

t_r : temps de croissance ou de montée. Durée pendant laquelle I_d passe de 10% à 90% de sa valeur maximale.

* au désamorçage:



t_{gr} : temps de récupération.

t_{err} : temps de recouvrement.

(fig 1-13)

4-4) Définitions générales :

Bras d'un montage redresseur: c'est une portion de circuit possédant un élément redresseur et qui constitue un trajet de redressement. Assemblés à d'autres, il formera un groupe commutant.

Commutation: C'est le transfert de l'état de conduction entre deux bras consécutifs d'un même groupe commutant.

Groupe commutant: c'est un groupe de bras commutants cycliquement et indépendamment.

indice de commutation q : c'est le nombre de commutations ayant lieu dans un groupe commutant pendant une période de la tension d'alimentation.

bloc redresseur: c'est l'ensemble d'éléments redresseurs formant un ou plusieurs groupes commutants.

groupe redresseur: c'est une unité comprenant un ou plusieurs blocs redresseurs et transformateurs avec tous les équipements nécessaires à la conversion d'énergie alternative en énergie continue.

montage redresseur: c'est un ensemble d'éléments redresseurs disposés en schéma bien définie et caractérisé par les indices de commutation et pulsation.

montage à une voie: montage où le courant est unidirectionnel dans les connexions d'alimentation du bloc redresseur.

montage à double voie: montage où le courant est bidirectionnel dans les connexions d'alimentation du bloc redresseur.

indice de pulsation p : c'est le nombre de commutations non simultanées qui se produisent dans les montage redresseurs pendant une période de la tension d'alimentation.

CHAPITRE II

CONVERTISSEURS STATIQUES

- 1) Convertisseurs alternatif-continu ou redresseur
- 2) Convertisseurs continu-alternatif ou onduleur
- 3) Commande des convertisseurs.
- 4) Convertisseurs réversibles.

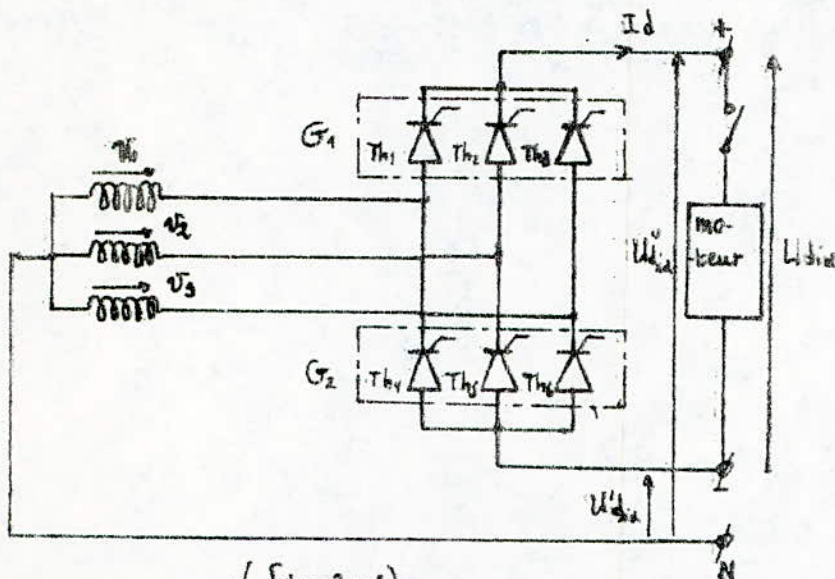
4) CONVERTISSEURS ALTERNATIF-CONTINU OU REDRESSEUR :

4-1) Définitions :

Les redresseurs assurent la conversion de courant alternatif en courant continu à l'aide de soupapes (diodes, thyristors, ...).

4-2) Montage en pont de Graëtz avec thyristors :

4-2-1) Schéma - description :



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

$$v_2 = V_m \cdot \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_3 = V_m \cdot \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

(fig. 2-1)

Le montage dit en pont de Graëtz est le plus utilisé. IL est obtenu par la mise en série de deux montages simple en étoile triphasé, l'un polyanodique (Th_1, Th_2, Th_3), l'autre polycathodique (Th_4, Th_5, Th_6). Les cathodes réunies du groupe G_1 forment le pôle positif (+) et les anodes réunies du groupe G_2 le pôle négatif (-). (fig 2-1).

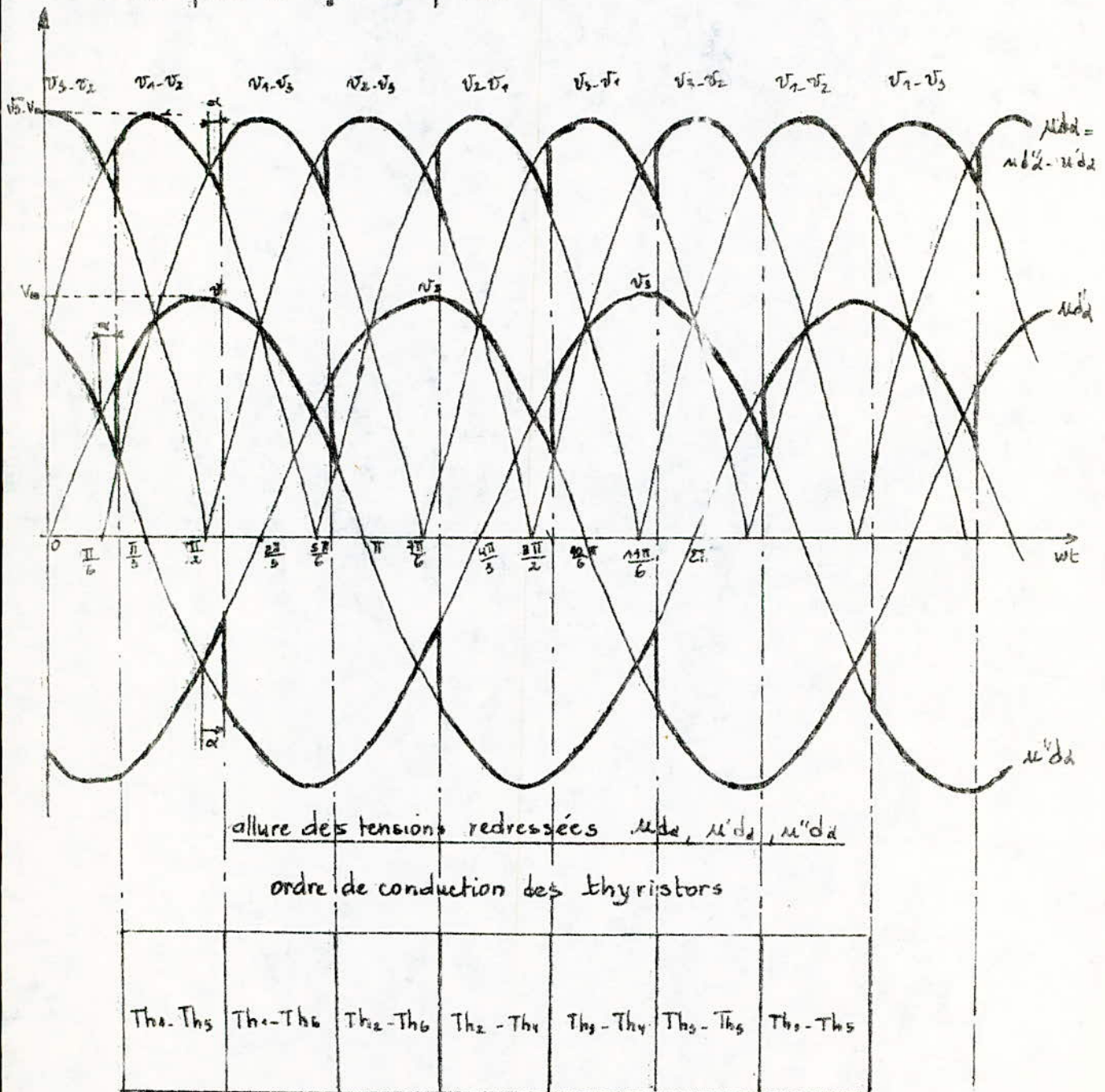
Les deux groupes qui sont dits groupes commutants sont alimentés par un transformateur spécial dont les couplages au primaire et secondaire peuvent être en étoile (λ) ou en triangle (Δ).

4-2-2) fonctionnement de l'ensemble :

La tension redressée instantanée u_{da} aux bornes de la charge se décompose en $u'd_a$ et u''_d_a . La première citée ($u'd_a$) est produite par les tensions simples

v_1, v_2, v_3 en liaison avec la conduction des thyristors du groupe G_2 . Le thyristor conduisant est celui qui a le potentiel le plus positif à son anode à condition qu'il ait reçu l'impulsion de commande sur sa gâchette.

L'instant d'entrée en conduction est fixé par l'angle de retard α qui est compté à partir de l'instant où doit avoir lieu normalement la commutation naturelle. La tension $u'd_d$ est produite par les tensions simples v_1, v_2, v_3 en liaison avec la conduction des thyristors du groupe G_1 . Le thyristor conduisant est celui qui a le potentiel le plus négatif à sa cathode à condition qu'il ait reçu l'impulsion.



(fig. 2-2)

1-2-3) Valeurs moyenne et efficace de la tension redressée u_{da} :

La tension redressée instantanée n'est pas constante mais variable d'une manière périodique. Sa période est de $\frac{2\pi}{6}$. (fig. 2-2)

a) valeur moyenne $U_{di,d}$ (à vide idéale) :

$$U_{di,d} = \frac{1}{2\pi/6} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} (v_1 - v_2) \cdot d(\omega t) \quad (2-1-1) \quad ; \quad v_1 - v_2 = \sqrt{3} \cdot V_m \cdot \cos(x - \pi/3)$$

$$x = \omega t$$

$$U_{di,d} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cdot \cos \alpha \quad (2-1-1)$$

Si les thyristors fonctionnent en diodes cad $\alpha = 0$, $U_{di0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$ (2-1-2)

d'où :

$$U_{di,d} = U_{di0} \cdot \cos \alpha \quad (2-1-3)$$

U_{di0} : tension redressée maximale.

De la formule (2-1-3), on voit qu'on peut faire un réglage de tension avec un montage à thyristors et ceci grâce au réglage de phase α .

$\cos \alpha = \frac{U_{di,d}}{U_{di0}}$ (2-1-4) est dit coefficient de réglage.

b) valeur efficace $U_{di,d \text{ eff}}$:

$$U_{di,d \text{ eff}}^2 = \frac{1}{2\pi/6} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} (v_1 - v_2)^2 \cdot dx \quad ; \quad \text{après calcul on obtient :}$$

$$U_{di,d \text{ eff}} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot V_m \cdot \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\alpha} \quad (2-1-5)$$

c) facteur de forme F_d et taux d'ondulation β_d associés à la tension :

c-1) facteur de forme F_d :

Il est défini comme étant le rapport de la valeur efficace sur la moyenne.

$$F_d = \frac{U_{di \text{ eff}}}{U_{di,d}}$$

$$F_d = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\cos \alpha} \cdot \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\alpha} \quad (2-1-6)$$

c-2) taux d'ondulation: β_d

Il est égal à :

$$\beta_d = \sqrt{F_d^2 - 1} \quad (2-1-7)$$

β_d diminue quand l'indice de pulsation augmente.

1-2-4) Réglage de tension par réglage de phase:

Le réglage de phase permet de régler de façon souple et précise la tension redressée. (fig 2-4)

$$U_{di} = U_{di0} \cdot \cos \alpha$$

Mais il présente d'autres effets; entre autres :

- diminution du facteur de puissance du convertisseur et par suite de l'installation (voir chapitre III § 3)
- augmentation de l'amplitude des harmoniques de courant de ligne. (voir chap. III § 4).

1-2-5) Commutation:

Pour l'étude de la commutation, on fera deux hypothèses :

- inductance de charge L_d très grande \Rightarrow courant redressé I_d lisse.
- " de court-circuit L_c finie ; empêche les sauts de courant dans le circuit de commutation.

a) phénomène d'empiettement anodique:

Précédemment nous avons considéré que la commutation d'un thyristor à un autre se faisait instantanément. En réalité, lors du transfert de l'état de conduction d'un bras à un autre, il s'écoule un temps t_c dit de commutation, à partir duquel on définit l'angle de commutation $\mu = \omega t_c$.

b) détermination approximative de μ :

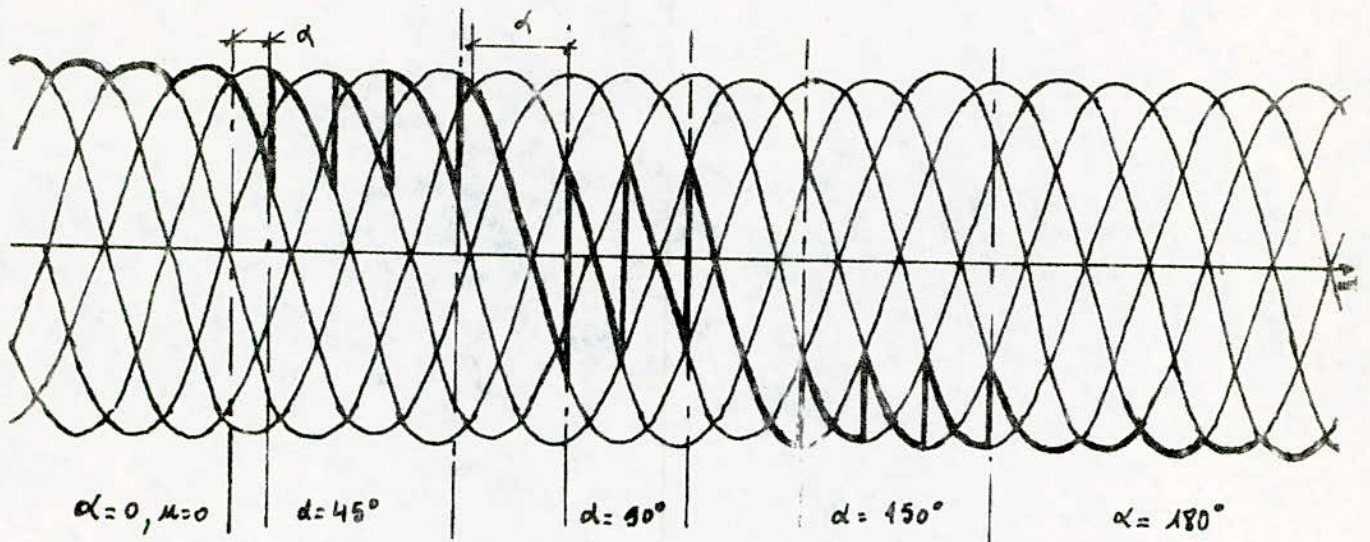
Soit un pont de Graetz alimenté par un système de tensions triphasées

sinusoïdales

$$v_1 = V_m \cdot \cos(\omega t + \pi/3)$$

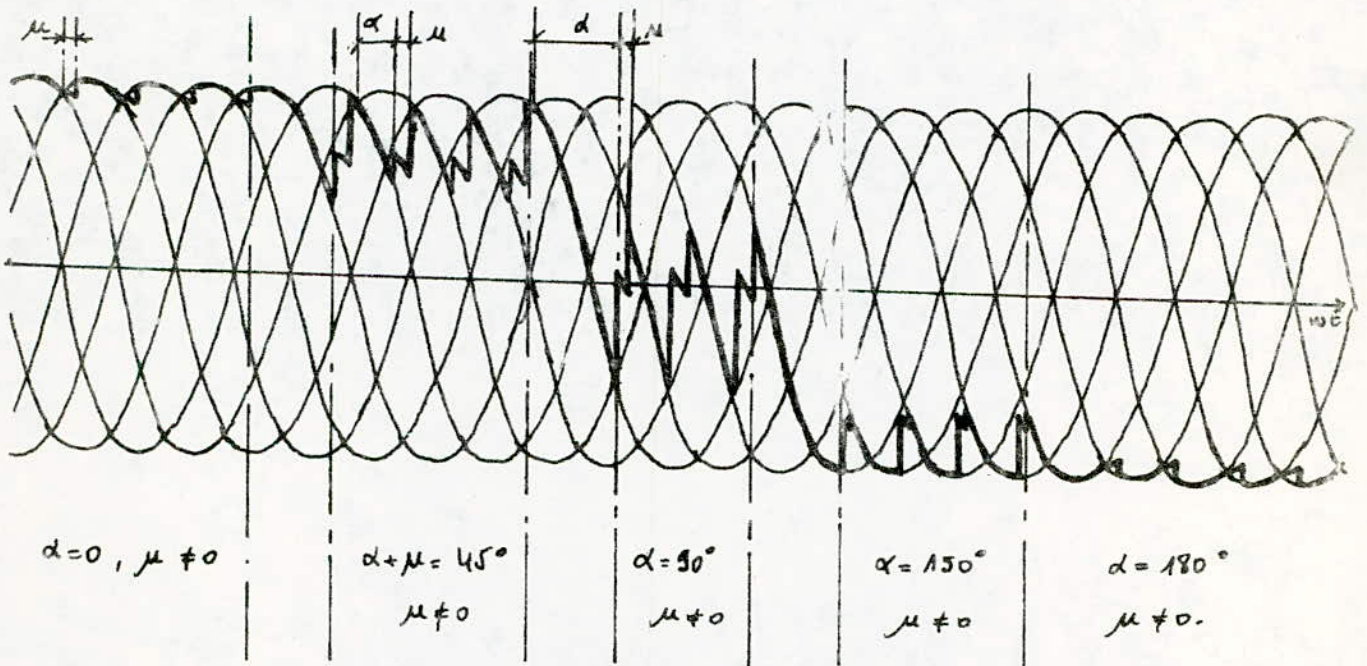
$$v_2 = V_m \cdot \cos(\omega t - \pi/3)$$

$$v_3 = V_m \cdot \cos(\omega t - \pi)$$



(fig. 2-3)

allure de la tension redressée en fonction de α avec un empilement anodique $\mu = 0$

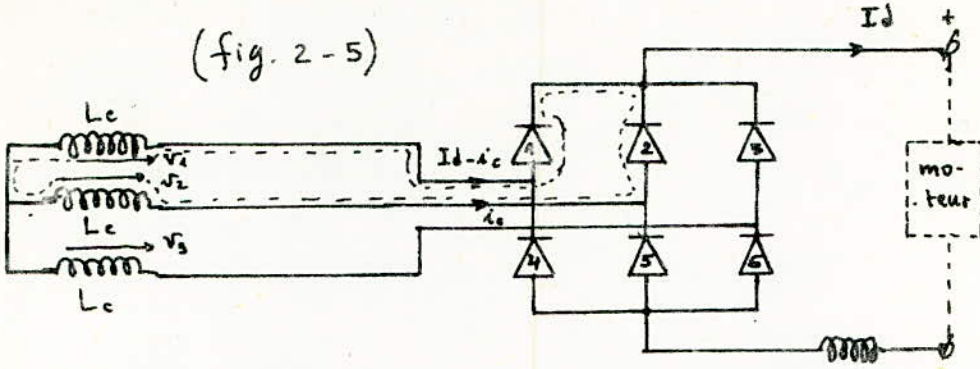


allure de la tension redressée en fonction de α avec un empilement anodique $\mu \neq 0$.

(fig 2-4)

exemple de commutation entre Th₁ et Th₂ :

(fig. 2-5)



en écrivant la loi des mailles pour la maille en pointillé, on obtient :

$$v_2 - L_c \frac{di_c}{dt} + L_c \frac{d(I_d - i_c)}{dt} - v_1 = 0$$

comme I_d est supposé constant, donc $L_c \frac{dI_d}{dt} = 0$

$$v_2 - 2L_c \frac{di_c}{dt} - v_1 = 0 \quad \text{on sait que } v_2 - v_1 = \sqrt{3} \cdot V_m \cdot \sin \omega t$$

en intégrant :

$$i_c = \frac{1}{2L_c} \int (v_2 - v_1) \cdot dt = - \frac{\sqrt{3} \cdot V_m}{2L_c \omega} \cos \omega t + A$$

A l'instant $\omega t = \alpha$, c'est à dire juste avant l'arrivée de l'impulsion sur Th₂, $i_c = 0$.

On en déduit la constante d'intégration A :

$$A = \frac{\sqrt{3} \cdot V_m}{2L_c \omega} \cos \alpha \quad \text{et donc} \quad i_c = \frac{\sqrt{3} \cdot V_m}{2L_c \omega} [\cos \alpha - \cos \omega t] \quad (2-1-8)$$

La valeur crête de i_c vaut :

$$I_{c \max} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_m}{2L_c \omega} \quad (2-1-9)$$

A l'instant où $\omega t = \alpha + \mu$ Th₁ se bloque $I_d - i_c = 0$
 Th₂ conduit seul $i_c = I_d$

En injectant $\omega t = \alpha + \mu$ et $i_c = I_d$ dans (2-1-8), on aura :

$$I_d = I_{c \max} \cdot [\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu)]$$

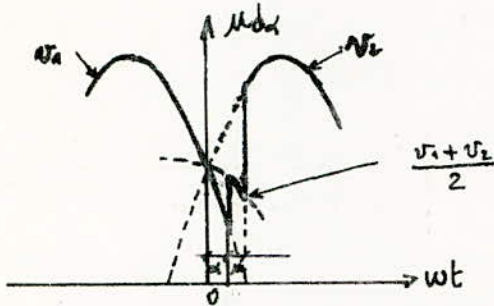
$$\Rightarrow \boxed{[\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu)] = \frac{I_d}{I_{c \max}} = \frac{2 \cdot L_c \omega \cdot I_d}{\sqrt{3} \cdot V_m}} \quad (2-1-10)$$

Si $\alpha = 0$

$$\boxed{1 - \cos \mu = \frac{I_d}{I_{c \max}} = \frac{2L_c \omega \cdot I_d}{\sqrt{3} \cdot V_m}} \quad (2-1-11)$$

c) calcul de la chute de tension inductive due à l'empiettement :

C'est une diminution de la tension redressée moyenne U_{di} . Durant la commutation, les deux anodes débitant simultanément sont au même potentiel supposé égal à la moyenne des tensions instantanées, $v = \frac{v_1 + v_2}{2}$



(fig. 2-6)

$$v_1 = V_m \cdot \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$v_2 = V_m \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$$

La chute de tension instantanée est égale à : $v_2 - \frac{v_1 + v_2}{2} = \frac{v_2 - v_1}{2}$

On a 6 commutations pour une période de 2π .

La chute de tension inductive est :

$$Dx = \frac{1}{2\pi/6} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \frac{\sqrt{3} \cdot V_m}{2} \sin x \cdot dx = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)] \quad (2-1-12)$$

(2-1-12) combiné à (2-1-10) nous donne :

$$Dx = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot V_m \cdot \frac{I_d}{I_{cmax}}$$

ou

$$Dx = \frac{6}{2\pi} L_c \cdot \omega \cdot I_d \quad (2-1-13)$$

La chute inductive relative : dx

$$dx = \frac{Dx}{U_{di0}} = \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)}{2} \quad (2-1-14) \quad U_{di0} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot V_m$$

d) Résistance interne d'un convertisseur de courant R_i :

La chute de tension inductive lors de la commutation provoque une chute de tension proportionnelle au courant redressé I_d .

$$R_i = \frac{6}{2\pi} \cdot L_c \cdot \omega \quad (2-1-15)$$

Bien que la chute soit causée par une inductance, la résistance interne équivalente est une résistance ohmique.

Néanmoins elle est fictive car elle n'induit pas de pertes actives.

e) autres chutes de tension:

- * chute due aux résistances ohmiques des enroulements du transformateur, connexions... Elles sont proportionnelles au courant redressé I_d .
- * chute due aux tensions directes des thyristors. Elles présentent au début un seuil de tension et après une variation selon une résistance différentielle R_{diff} .

1-2-6) tension continue en charge $U_{d\alpha}$:

Si l'on tient compte de la chute inductive, la valeur moyenne de la tension continue en charge $U_{d\alpha}$ du convertisseur est:

$$U_{d\alpha} = U_{di\alpha} - D_x \quad (2-1-1b)$$

(2-1-1b) combiné avec (2-1-3) et (2-1-14) donne:

$$U_{d\alpha} = U_{dio} \cdot \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu)}{2} \quad (2-1-17) \quad U_{d\alpha} = U_{dio}(1-d) \quad (2-1-18')$$

Cette formule (2-1-17) nous montre l'influence du réglage de phase α et le l'empilement anodique μ sur la tension redressée $U_{d\alpha}$.

1-3) contraintes sur le thyristor:

On distingue deux contraintes principales. A l'état bloquant, le thyristor subit une contrainte en tension et à l'état passant une contrainte en courant.

1-3-1) contrainte en tension:

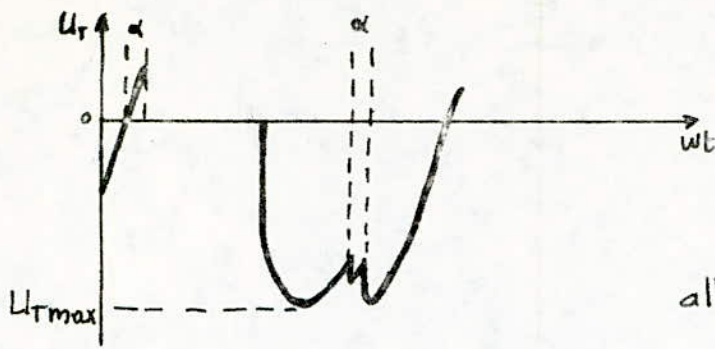
A un certain instant, Th_1 et Th_5 conduisent (fig. 2-1); à leurs extrémités existe une tension très faible (≈ 0) mais aux bornes des autres (ex. Th_2), c'est la tension composée U_T qui existe.

$$U_T = v_1 - v_2 = \sqrt{3} \cdot V_m \cdot \cos(\omega t - \pi/3) \quad (2-1-18)$$

La valeur crête est: $U_{Tmax} = \sqrt{3} \cdot V_m \quad (2-1-19)$

a) fonctionnement en redresseur:

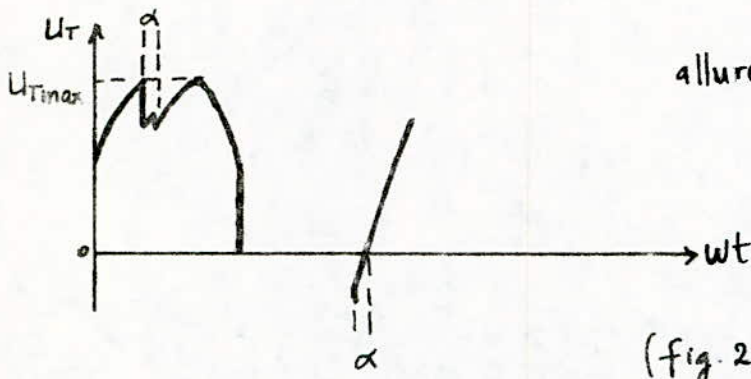
Dans ce cas la tension est négative et elle est dite tension inverse. Le Thyristor doit pouvoir la supporter sans qu'il y ait destruction de celui-ci.



(fig. 2-7)
allure de la tension inverse

b) fonctionnement en onduleur :

la tension à laquelle est soumis le thyristor est positive et elle est dite tension directe. Le thyristor doit pouvoir la supporter sans qu'il s'amorce.



allure de la tension inverse

(fig. 2-8)

1-3-2) contrainte en courant :

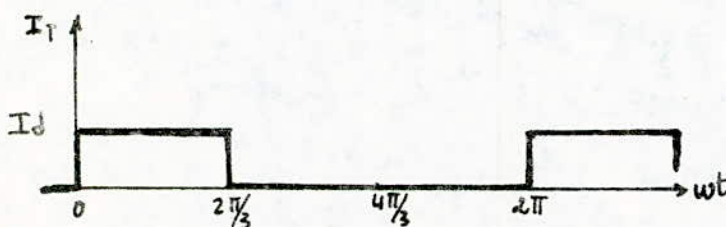
la contrainte en courant ne se manifeste qu'à l'état passant du thyristor. Chaque thyristor est parcouru par le courant redressé I_d pendant un tiers de période de la tension d'alimentation (en négligeant la commutation).

La valeur moyenne du courant circulant dans le thyristor est donc :

$$I_{Tmed} = \frac{I_d}{3} \quad (2-1-20)$$

Sa valeur efficace est :

$$I_{Teff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_d^2 \cdot d(\omega t)} \Rightarrow I_{Teff} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \quad (2-1-21)$$



(fig. 2-9)
allure du courant direct dans un thyristor.

2) CONVERTISSEUR CONTINU-ALTERNATIF ou ONDULEUR :

L'onduleur qu'on étudiera ici est non-autonome ; appelé aussi onduleur assisté ou piloté ; car il sera utilisé pour récupérer de l'énergie lors des phases de freinage. Cette énergie est restituée au réseau qui impose donc sa fréquence à l'onduleur.

2-1) Définition et description :

A l'inverse du redresseur, l'onduleur est un convertisseur de courant continu en courant alternatif.

Les groupes de convertisseurs sont souvent onduleurs-redresseurs et ceci grâce au réglage de phase α . Nous rappelons que le principe de réglage est basé sur la formule (2-1-3)

$$U_{di\alpha} = U_{di0} \cdot \cos \alpha$$

$$0 < \alpha < \frac{\pi}{2} \quad 0 < U_{di\alpha} < U_{di0} \quad (\text{puissance active } > 0) \quad \text{redresseur.}$$

$$\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi \quad -U_{di0} < U_{di\alpha} < 0 \quad (\text{puissance active } < 0) \quad \text{onduleur.}$$

L'étude faite pour le redresseur est valable pour l'onduleur assisté ; néanmoins, il y a certaines précautions à prendre lors du fonctionnement en onduleur.

Le phénomène d'empiettement comporte des problèmes spécifiques au fonctionnement en onduleur. La contrainte sur le thyristor devient ici critique en ce qui concerne le temps de désamorçage t_q à respecter. Le phénomène implique une limitation du domaine admissible de variation de l'angle de retard d'allumage α .

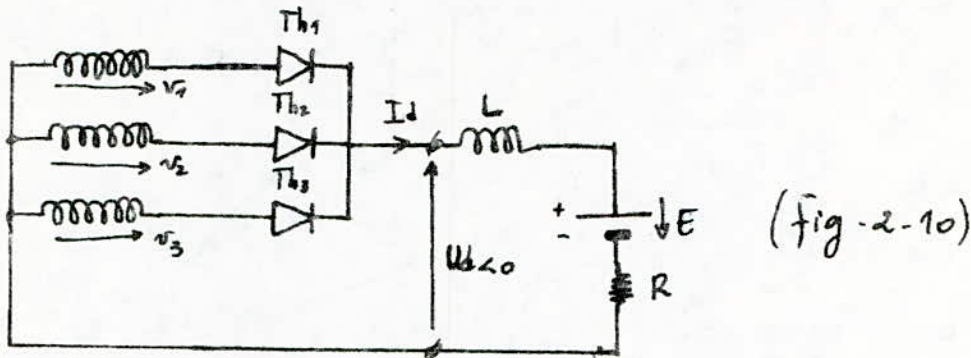
2-2) précautions à prendre :

En onduleur on fait passer le courant dans une phase secondaire quand la tension est négative. Il faut donc veiller à ce que le débit des redresseurs ne leur soit pas imposé par leurs tensions anodiques.

2-2-1) la commande doit être énergique :

Comme on l'a vu au § 1, la tension inverse supportée par le thyristor est positive en fonctionnement en onduleur. Il faudrait donc s'assurer que celle-ci ne dépasse jamais la tension seuil d'amorçage V_{B0} du thyristor. Dans le cas contraire, on aura un amorçage prématuré et donc un court-circuit.

Pour illustrer cela, prenons par exemple un onduleur 3A (fig 2-10) et désignons par $E, R, (L$ supposée infinie), les caractéristiques du générateur monté en M et N.



L'inductance L absorbe les fluctuations de la tension redressée U_d . Pour les valeurs moyennes, on aura :

$$R I_c = E + U_d \quad U_d < 0 \text{ peu différent de } -E.$$

Suivant l'importance du générateur de courant continu, donc de son rendement $R I_c$ varie entre 0,1 et 0,01 E .

Si l'on perd la commande des redresseurs (amorçage prématuré) U_d devient positive et sa valeur est voisine de E , le courant I_d prend une valeur très supérieure à celle que débiterait le générateur mis directement en court-circuit. De même le courant dans les thyristors devient égal au courant de court-circuit majoré de celui débité par la fem E ; ce débit n'étant limité que par la résistance R du générateur et r_2 des bobinages secondaires.

En conclusion, le dispositif de commande des convertisseurs doit être tel qu'il interdise tout amorçage prématuré.

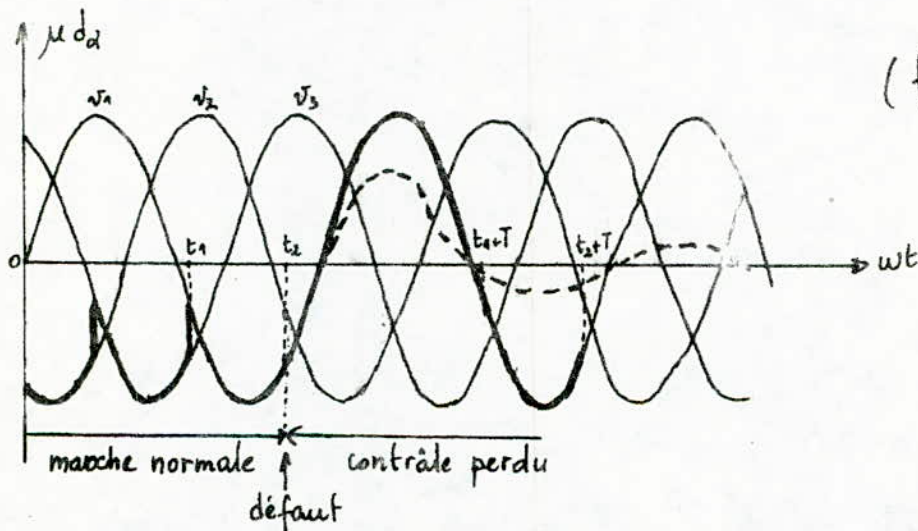
Inversement, l'entrée en conduction de chaque thyristor doit être assurée lorsqu'on applique le signal de déblocage sur la gâchette. Si une impulsion est sans effet, on perd le contrôle de l'onduleur.

Reprenons le cas précédent (fig. 2-10) et supposons qu'à l'instant t_2 (fig. 2-11) où Th_1 conduisait, on veut que Th_2 se substitue à lui. Le signal envoyé à ce dernier n'entraîne pas son entrée en conduction, Th_1 continue donc à conduire. A t_3 où Th_3 reçoit l'impulsion, U_d est supérieure à $v_3 \Rightarrow Th_3$ ne conduit pas et l'impulsion est perdue. Celle qui arrive sur Th_1 en t_1+T est inutile car Th_1 conduit déjà. Celle arrivant sur Th_2 en t_2+T est :

- soit insuffisante et alors on reprend le même cycle décrit plus haut.
- soit efficace et alors, on reprend théoriquement la marche normale.

En fait, la tension U_d ne suit pas la sinusoïde v_1 (trait fort) mais elle est atténuée par le courant unidirectionnel très élevé et donc à l'instant t_2+T , Th_2 ne peut reprendre la marche normale malgré l'efficacité de l'impulsion. La tension anodique ne se trouve plus > 0 .

En conclusion: Quand on perd même brièvement le contrôle de l'onduleur le thyristor en conduction reste passant et l'intensité du courant qui le traverse est très importante.



2-2-2) angle de garde (mort, extinction):

Le rendement d'un onduleur étant d'autant plus élevé que le retard α est plus voisin de π . On serait à priori tenter de travailler le plus près de π mais plus la différence $\pi - \alpha$ est petite plus le fonctionnement est dangereux. A cause de ce grand angle de retard d'allumage α , la tension inverse est positive la plus part du temps (fig. 2-12). Elle n'est négative que pendant

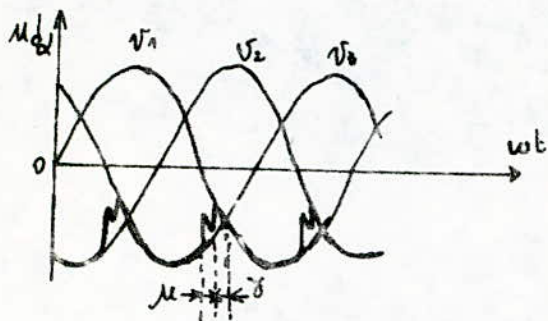
une durée correspondant à $u_s \cdot t_g = \pi - \delta$ δ : angle de garde.

t_g doit être supérieur à t_q : temps de désamorçage.

D'ordinaire à $f = 50$ Hz fréquence industrielle, on prévoit un angle mort de 10° qui correspond à $t_g = 555 \mu s$.

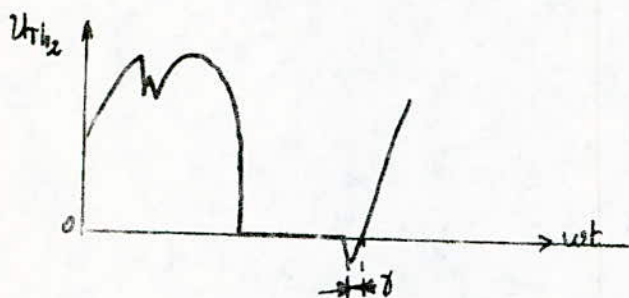
t_q varie entre 100 et 200 μs pour les thyristors industriels.

En conclusion: Le dispositif générateur d'impulsions de commande doit avoir une butée qui limite α à $\pi - \delta$.



(fig. 2-12)

caractéristique de tension redressée U_{d2} en fonctionnement en onduleur.



(fig. 2-13)

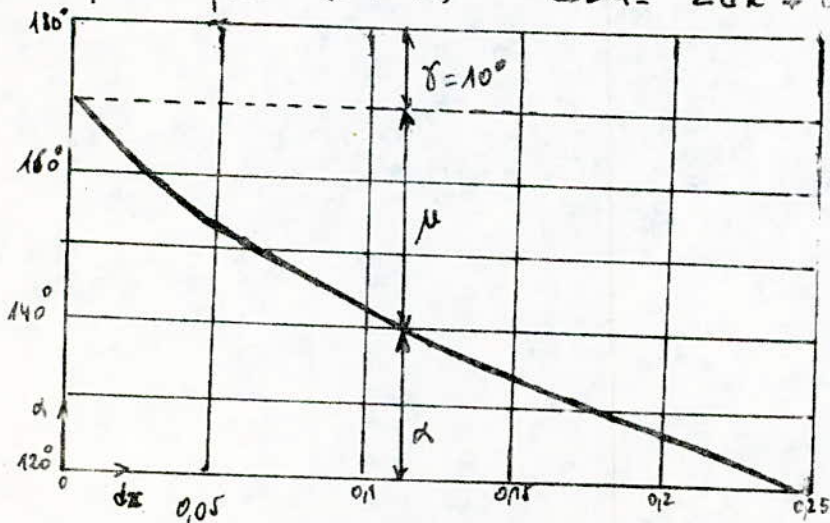
caractéristique de tension inverse

2-2-3) Limite de fonctionnement en onduleur:

Pour certains cas d'applications, il est indispensable d'étudier à fond la limite admissible de α . Dans ces cas, il faut tenir compte des facteurs tel que surcharge en courant, abaissement de tension d'alimentation.

$\alpha + \mu = 180 - \delta$ limite de fonctionnement en onduleur.

on sait que: d'après (2-1-14) $\cos \alpha = 2 d_x + \cos(\alpha + \mu)$



(fig. 2-13)

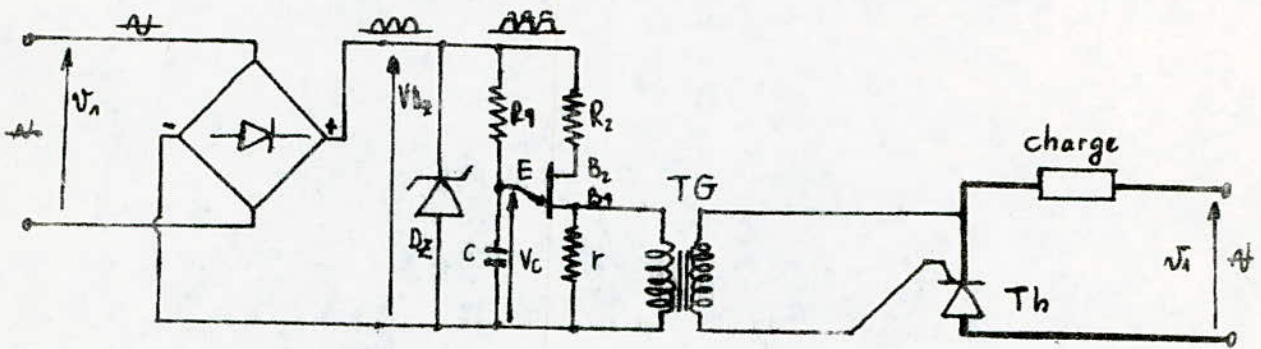
courbe $\alpha = f(dx)$

3) COMMANDE DES CONVERTISSEURS :

Le circuit principal de commande doit tenir compte des caractéristiques de gâchette des thyristors, du mode de fonctionnement et du type d'asservissement du système. Les impulsions de gâchette nécessaire au déblocage du thyristor sont produites par de nombreux types de circuits électroniques (à transistors, à thyristors, à UJT). Ces impulsions sont caractérisées par leur fréquence, position, amplitude, temps de montée, durée, niveau d'isolement...

3-1) Générateur d'impulsions :

On étudiera dans notre cas le générateur à élément UJT (uni-jonction-transist). Le schéma simplifié d'amorçage d'un thyristor est donné à la (fig. 2-14).



(fig. 2-14) Schéma d'amorçage d'un thyristor

3-1-1) Fonctionnement :

On utilise ici les propriétés du transistor uni-jonction (U.J.T) dont la caractéristique tension-courant est donnée à la (fig. 2-15).

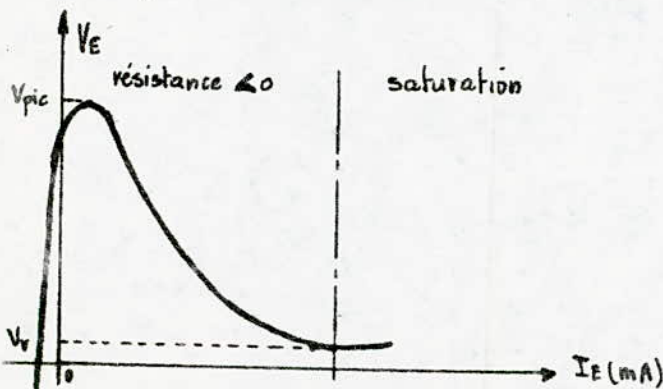


fig. 2-15
Caractéristique tension-courant
d'un UJT

Le condensateur C se charge jusqu'à ce que le potentiel en E (V_E) soit égal à la tension de pic (V_p) de l'U.J.T. Lorsque V_p est atteint, C se décharge à travers la résistance r jusqu'à ce que V_E soit égal à la tension de vallée (V_v) de l'U.J.T. et le cycle reprend.

3.1-2) diagramme de fonctionnement:

L'instant t_d de production de l'impulsion dépend de la constante de temps $\tau = R_1 C$. L'angle d'amorçage α est égal à $\omega \cdot t_d$

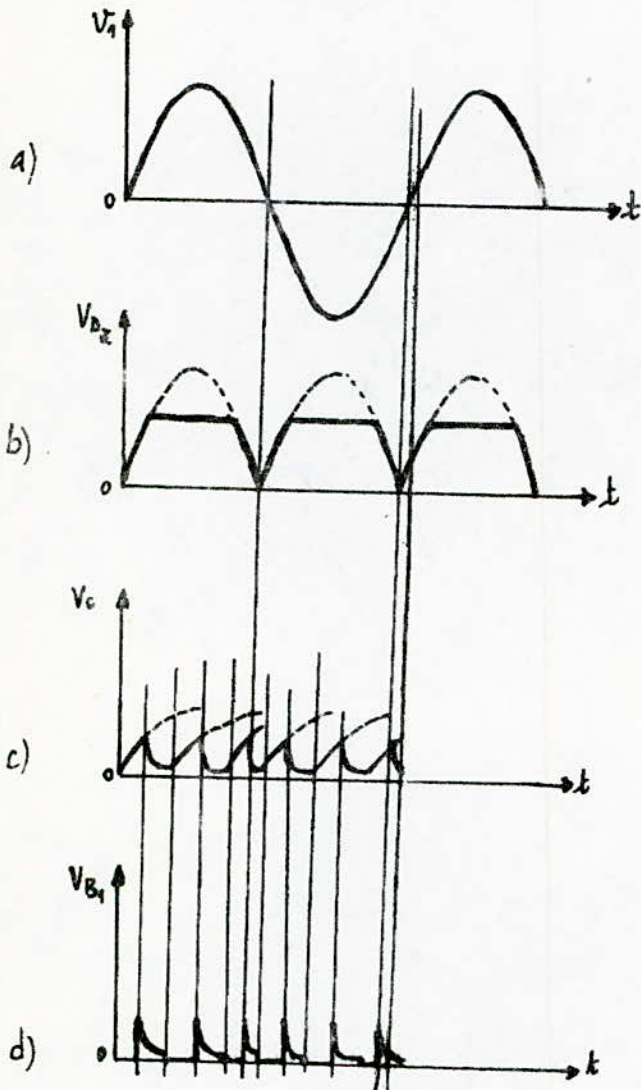
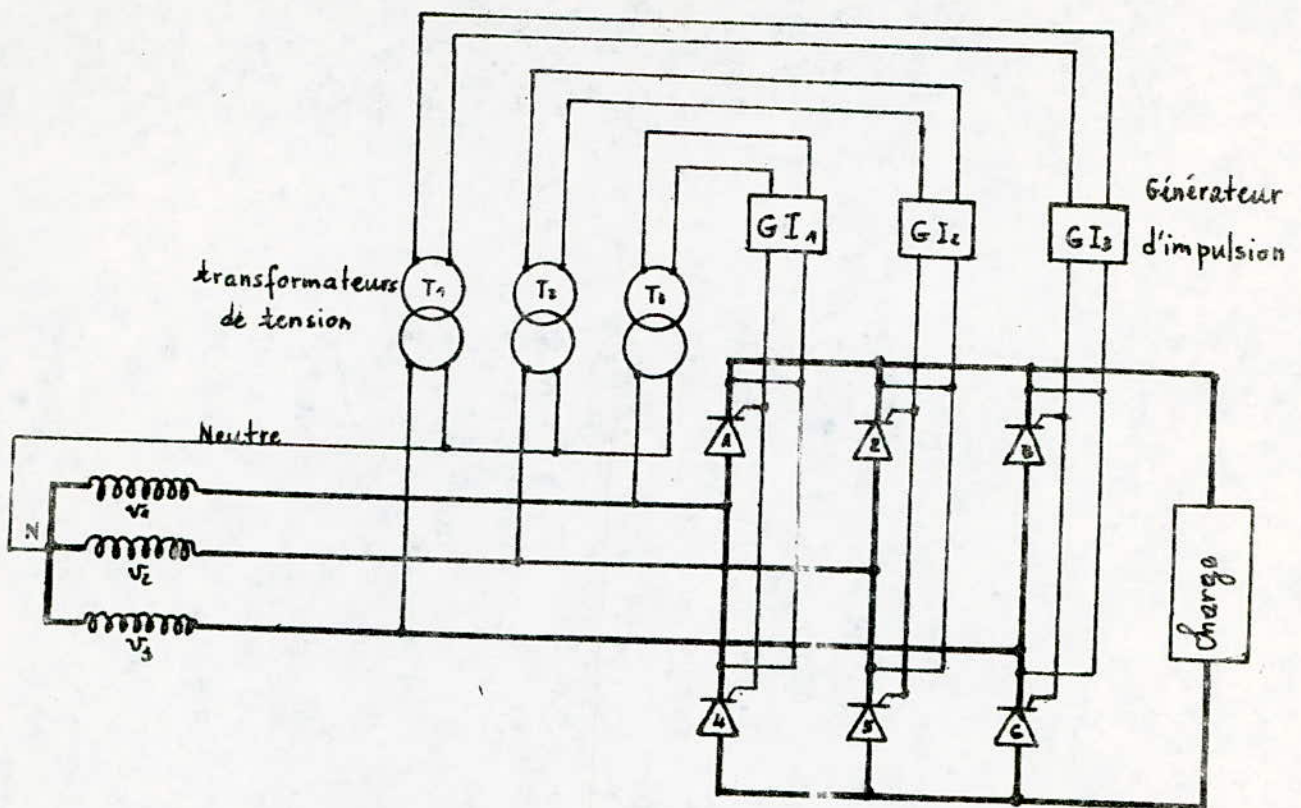
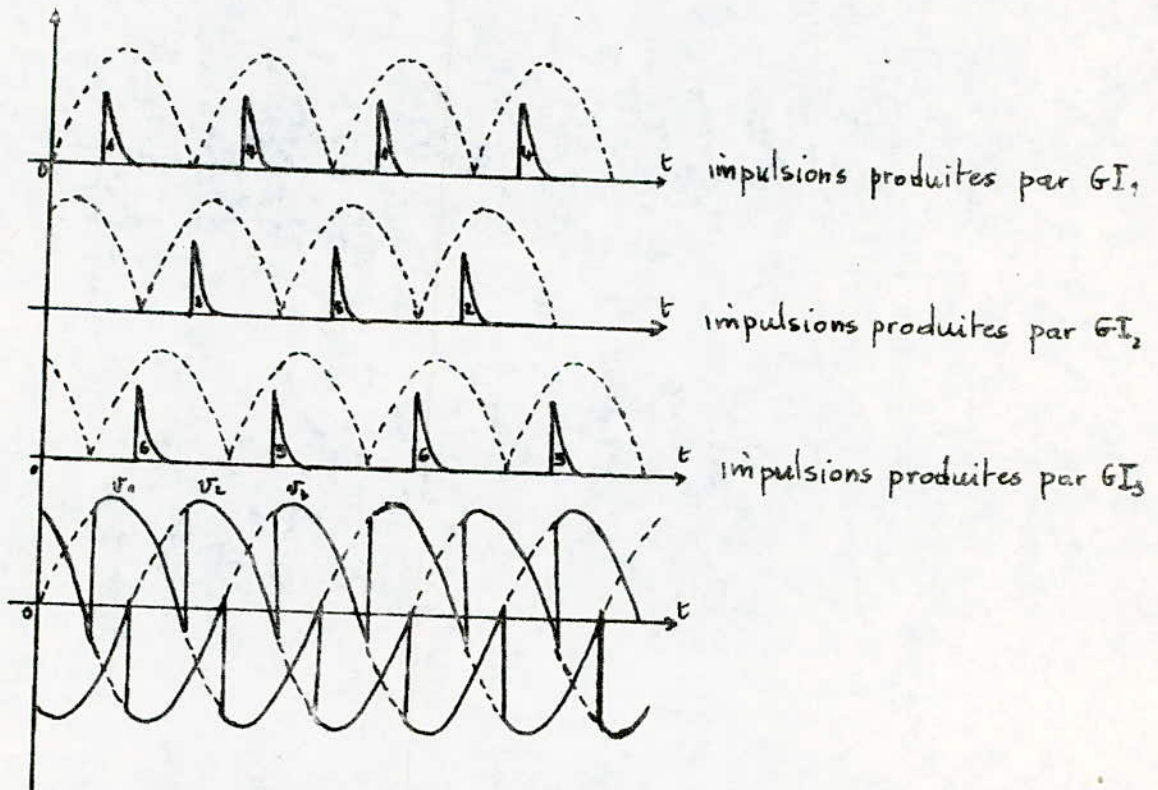


fig. 2-16 allure des tensions a) tension sinusoïdale d'alimentation
 b) " aux bornes de la diode zéner D_z
 c) tension aux bornes de C
 d) tension impulsionnelle au pt B_1 .

3-2) COMMANDE D'UN PONT DE GREATZ :



(fig. 2-17-a) Schéma de commande d'un pont de Greatz



(fig. 2-17-b) Distribution des impulsions par les générateurs GI_i

Ainsi, on voit donc, qu'avec un générateur d'impulsion du type représenté à la (fig. 2-14), on peut commander deux thyristors.

$G I_1$ commande Th_1 et Th_4

$G I_2$ " Th_2 et Th_5

$G I_3$ " Th_3 et Th_6

* fonctions secondaires:

En plus des deux fonctions fondamentales (déphasage, amorçage), les circuits de commande doivent assumer des fonctions secondaires:

- butée de déphasage pour limiter α lors du fonctionnement en onduleur ($\beta 2$)
- Suppression des impulsions

Pour assurer une bonne protection, il est nécessaire de pouvoir supprimer les impulsions de gâchette en cas de défaut.

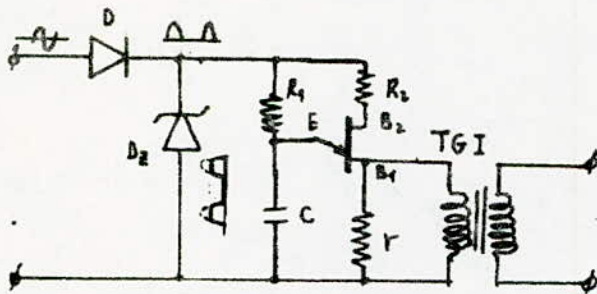
3-3) COMMANDE DU DOUBLE PONT de GREATZ PARALLELE RÉVERSIBLE:

Dans le soucis de réduire la consommation d'énergie réactive de l'installation, nous avons opté pour une commande dite échelonnée (voir chap. III, $\beta 3$).

Le principe de cette commande nous oblige à doter chaque thyristor fictif du pont convertisseur d'un générateur d'impulsion.

A noter qu'un thyristor fictif est un groupement parallèle-série de thyristors (voir chap. IV, $\beta 1$); et pour cela, il est nécessaire d'amplifier les impulsions.

On aura donc, au total, pour notre installation 24 générateurs d'impulsion dont le schéma de principe est donné (fig. 2-18); 12 G.I pour le groupe "tête" et 12 G.I pour le groupe "bèche".



D: diode de redressement

D_z : diode Zéner

(fig. 2-18) Schéma de principe d'un G.I

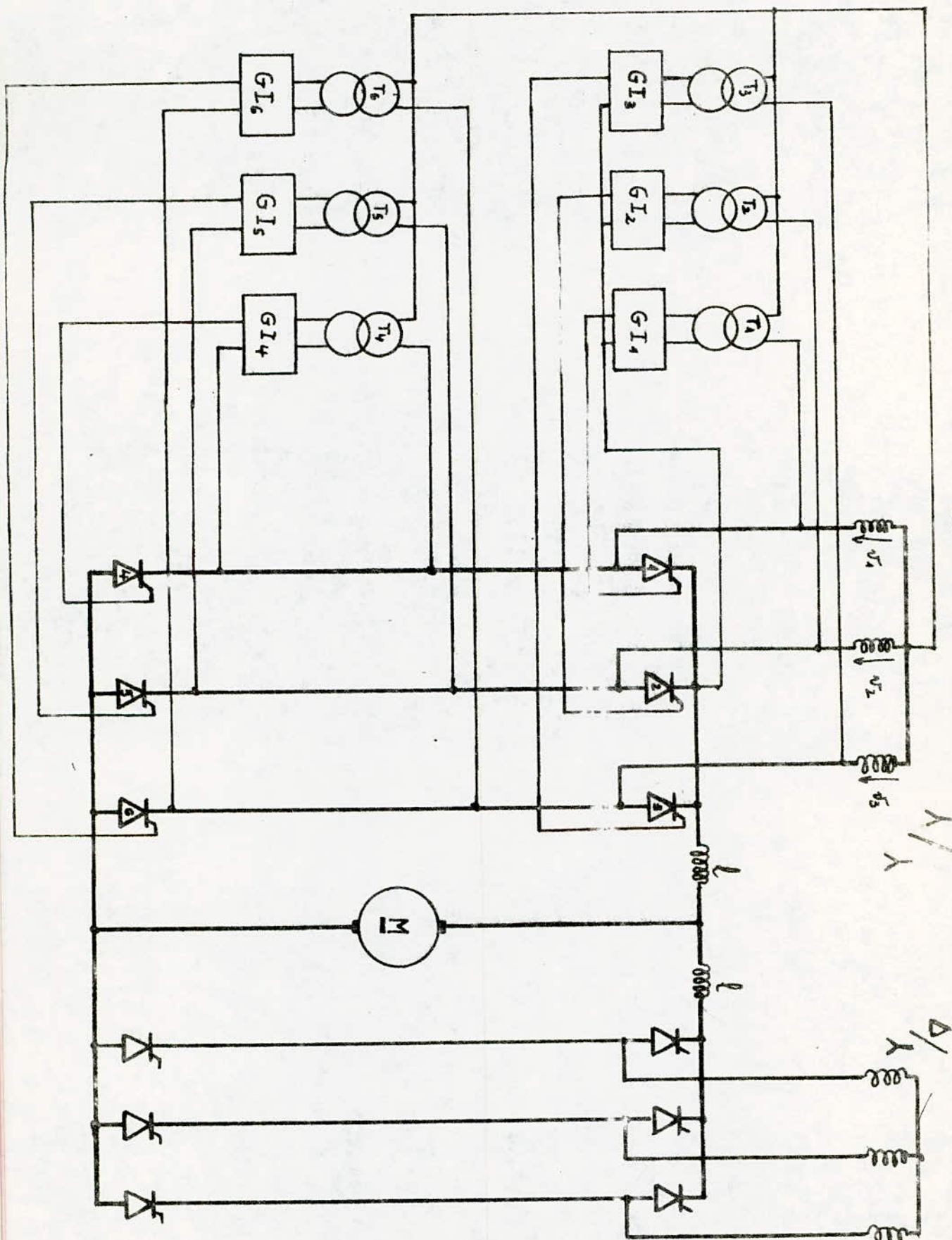


fig. 2-19 Schéma partiel final de commande

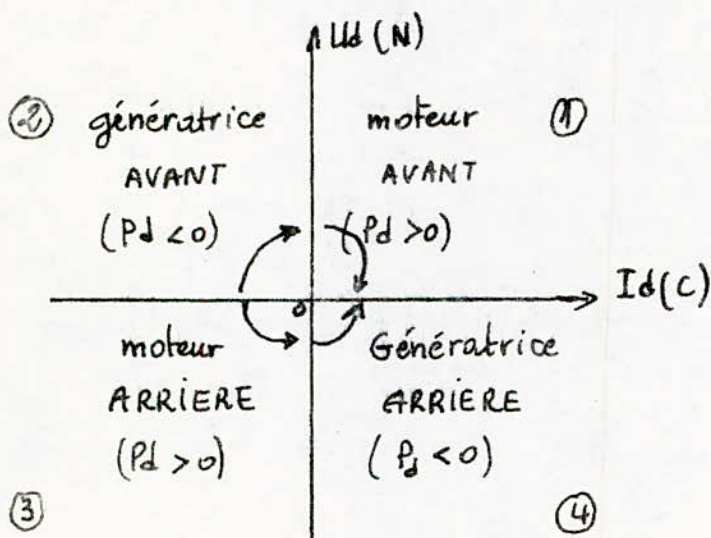
4) CONVERTISSEUR REVERSIBLE :

4-1) Problème d'inversion du couple du moteur :

Le moteur d'entraînement du laminoir est amené à travailler dans les deux sens de rotation et ceci aussi bien en moteur qu'en génératrice (récupération). (fig. 2-20).

Les convertisseurs étudiés aux paragraphes § 2 sont caractérisés par la propriété que le courant redressé est unidirectionnel. Seule la tension redressée est apte à changer de signe. En d'autres termes, le convertisseur en question travaille seulement dans les deux quadrants du plan (I_d, U_d) de la (fig. 2-20).

Nous rappelons que la tension redressée U_d est la vitesse N du moteur et le courant I_d au couple C .



(fig. 2-20)

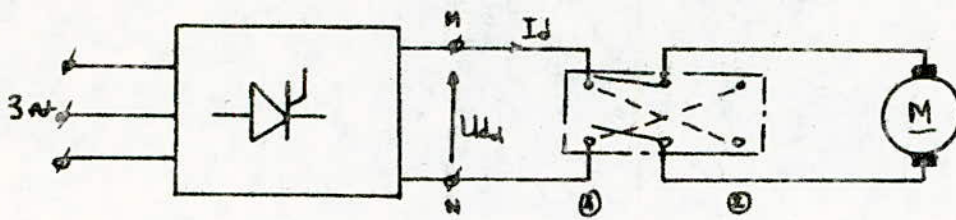
Représentation des 4 types de fonctionnement du moteur à courant continu

En pratique, l'inversion du courant serait plus commode que celle de la tension car elle équivaudrait à une inversion du couple donc à un freinage.

4-2) Dispositif d'inversion du couple :

4.2-1) convertisseur unidirectionnel muni d'un inverseur : (fig. 2-29.a)

Le travail et le freinage dans les deux sens nécessiterait l'inversion du couple (soit l'inversion du flux, soit l'inversion du courant d'induit). Pour les moteurs à grande puissance, ni l'une ni l'autre de ces solutions n'est satisfaisante.



inverseur en ①	$\begin{cases} U_{d1} > 0 & \text{moteur AV} \\ U_{d1} < 0 & \text{génératrice AR} \end{cases}$
inverseur en ②	
	$\begin{cases} U_{d1} > 0 & \text{moteur AR} \\ U_{d1} < 0 & \text{génératrice AV} \end{cases}$

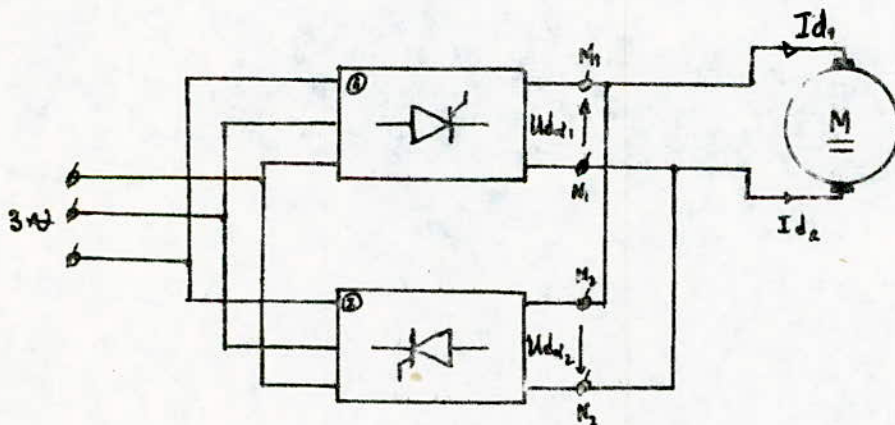
(fig. 2-21-a) inversion du sens de rotation par un inverseur

4-2-2) Convertisseur bidirectionnel:

C'est un montage en anti-parallèle (ou en tête bêche) de deux convertisseurs unidirectionnels fig (2-21-b). Le premier, en redresseur alimente le moteur dans le sens avant et en onduleur assure le freinage en sens inverse.

Le second montage permet les deux autres régimes.

C'est la solution adoptée dans notre étude vu la puissance élevée (3MW)



(fig. 2-21-b)
inversion du sens de rotation par un convertisseur dit bidirectionnel

redresseur ② bloqué	$U_{d1} > 0$	moteur AV
	$U_{d1} < 0$	Génératrice AR
-redresseur ① bloqué	$U_{d2} > 0$	moteur AR
	$U_{d2} < 0$	génératrice AV

4-3) Montage dit « à logique d'inversion » :

Dans ce type de montage, on supprime le courant de circulation par suppression des impulsions de gâchette des thyristors du groupe ne conduisant pas. On a donc à chaque instant un groupe et un seul en conduction. Le choix du groupe devant conduire est fait par un circuit logique d'inversion à partir de certains paramètres : référence courant, signe courant I_d , vitesse...

Le passage d'un groupe à un autre se déroule en quatre (4) temps :

a) annulation du courant de charge I_d , avec vérification de cette annulation. Le groupe en conduction travaille en onduleur et un capteur de courant donne l'information « courant nul ».

b) Suppression des impulsions de commande des thyristors. Comme nous l'avons vu (chap. II §2), la disparition des impulsions provoque le défaut de recombinaison dès lors que le groupe est en conduction continue.

Il est difficile de détecter le zéro de courant à cause de la sensibilité et de la précision du capteur courant. Comme la conduction discontinue est atteinte à partir d'un certain niveau de courant, il est donc possible de supprimer les impulsions sans provoquer le défaut. La détection peut se faire au 1/100 du courant nominal.

c) temporisation au débloqué du groupe devant conduire pour le groupe qui conduisait. Suppression des impulsions ne voulant pas dire désamorçage, il faudrait attendre le désamorçage naturel des thyristors conduisant avant sinon, on risque de provoquer une conduction entre ponts donc court-circuit entre phases.

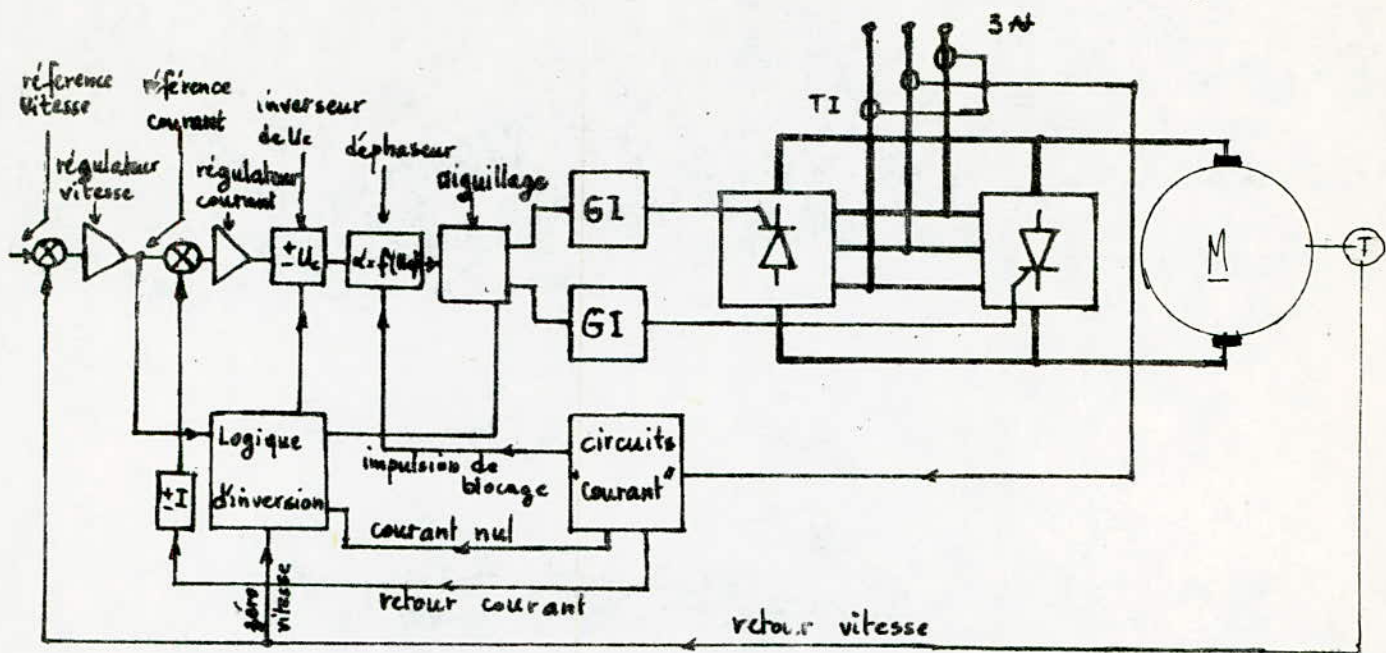
En général, cette durée dite de sécurité notée Δt est supérieur au retard statistique du montage défini comme suit :

$$\Delta t \geq \frac{T}{p} \quad T = 20 \text{ ms pour } f = 50 \text{ Hz}$$

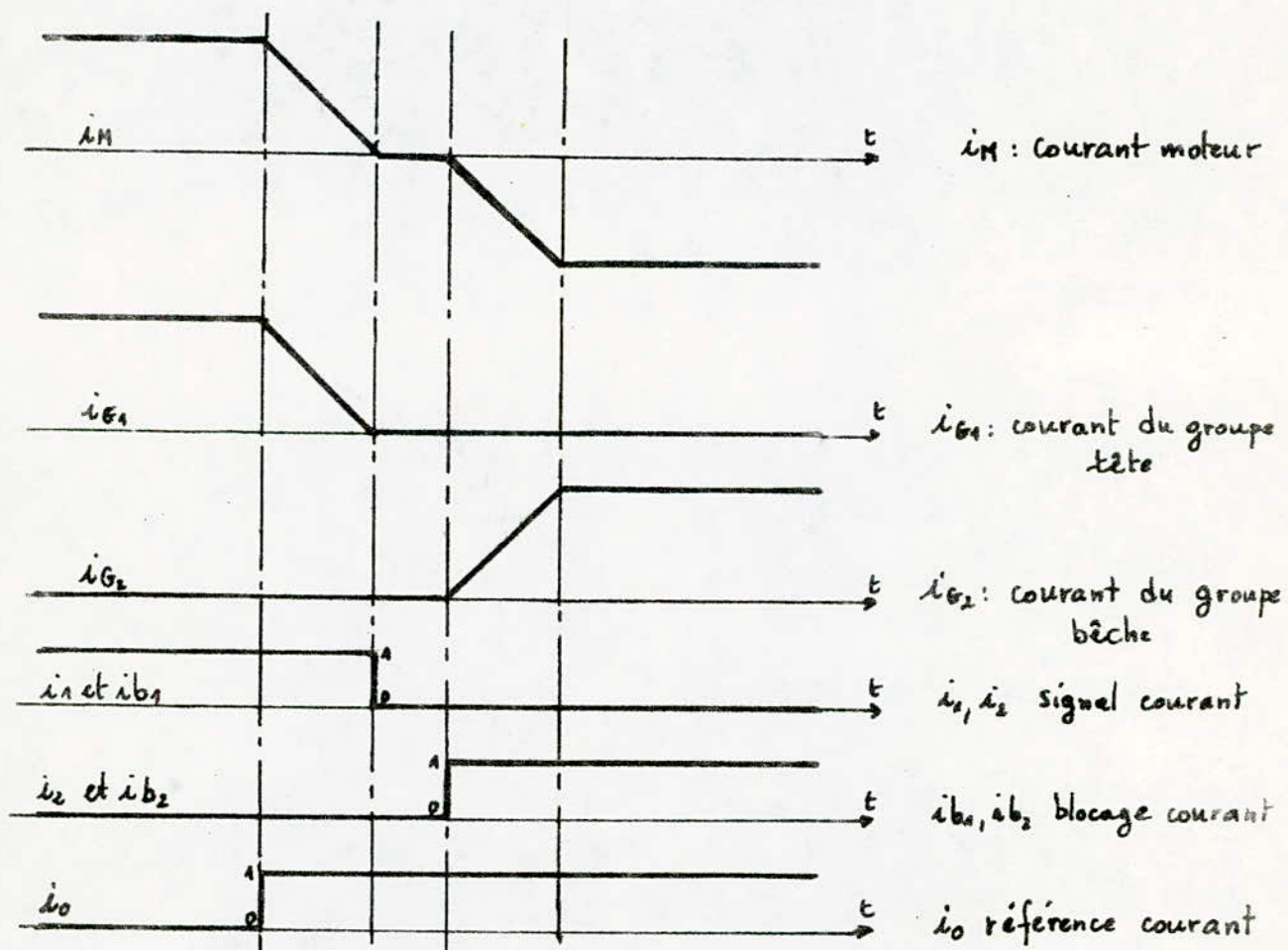
$p = 12$ (indice de pulsation de notre montage)

$$\Delta t = 2 \text{ s}$$

d) débloqué de l'autre groupe. Il faut assurer la présence des impulsions de commande aux gâchettes des thyristors du groupe qui étaient initialement bloqués. C'est ce groupe qui prend maintenant le contrôle du courant demandé par la charge.



(fig. 2-22) Schéma de principe synoptique



(fig. 2-23) diagramme de fonctionnement

CHAPITRE III

CONTRAINTES sur le RESEAU

- 1) Problème d'harmonique
- 2) Nécessité et obtention d'un indice de pulsation $p = 12$
- 3) Problème de l'énergie réactive

INTRODUCTION

Les convertisseurs de courant engendrent dans le réseau alternatif des harmoniques de courant dont le rang et l'amplitude sont fonctions de la puissance à fournir côté continu, de l'indice de pulsation et de la réactance du réseau. L'origine de ces harmoniques est la tension continue redressée. Ils sont d'autant plus perturbants que le réseau est moins puissant.

Ils introduisent une chute de tension :

- due à la distorsion de la tension sinusoïdale du réseau.
 - due aux appels de puissance réactive à faible vitesse de rotation.
- et un échauffement supplémentaire dans les lignes et transformateurs en amont dû à l'augmentation de la valeur efficace du courant de ligne.

1) PROBLÈME D'HARMONIQUES :

1-1) Côté continu :

1-1-1) harmoniques de tension redressée :

La tension redressée instantanée u_{da} est périodique, de période $\frac{2\pi}{p}$ (fig. 3-1). D'après le théorème de Fourier, on peut dire qu'à la tension moyenne U_{da} se superposent des composantes alternatives de différentes fréquences ω_0 .

$$u_{da} = U_{da} + u_0 \quad (3-1-1a)$$

$$u_0 = \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \sin k\omega_0 t + B_k \cos k\omega_0 t) \quad (3-1-1b)$$

A_k, B_k : coefficients de Fourier ou amplitudes des harmoniques.

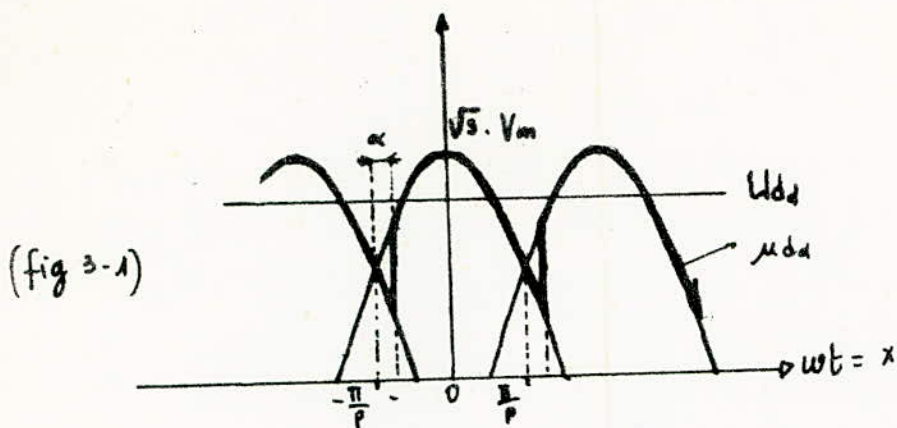
ω_0 : pulsation de la tension redressée

ω : " de la tension du réseau.

avec :

$$\omega_0 = p \cdot \omega$$

p : indice de pulsation pour le montage redresseur adopté.



Dans l'intervalle $-\frac{\pi}{p} + \alpha < x = \omega t < \frac{\pi}{p} + \alpha$ $u_{da} = V_m \cdot \sqrt{3} \cdot \cos x$
 En faisant un changement de variable $y = x - \alpha$, on aura :

$u_{da} = V_m \cdot \sqrt{3} \cdot \cos (y + \alpha)$ avec $-\frac{\pi}{p} < y < \frac{\pi}{p}$
 Les coefficients de Fourier sont calculés par les formules suivantes :

$$\frac{A_k}{2} = \frac{1}{2\pi/p} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} u_{da} \cdot \sin kpy \cdot dy = \frac{p}{2\pi} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} V_m \cdot \sqrt{3} \cdot \cos (y + \alpha) \cdot \sin kpy \cdot dy$$

Après intégration, on obtient :

$$A_k = (-1)^k \cdot U_{do} \cdot \frac{2kp}{k^2p^2 - 1} \cdot \sin \alpha \quad \text{avec } U_{do} = V_m \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \frac{p}{\pi} \quad (3-1-2a)$$

$$\frac{B_k}{2} = \frac{p}{2\pi} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} u_{da} \cdot \cos kpy \cdot dy = \frac{p}{2\pi} \int_{-\pi/p}^{\pi/p} V_m \cdot \sqrt{3} \cdot \cos (y + \alpha) \cdot \cos kpy \cdot dy$$

Tout calcul fait, on aboutit à :

$$B_k = -(-1)^k \cdot U_{do} \cdot \frac{2}{k^2p^2 - 1} \cdot \cos \alpha \quad (3-1-2b)$$

On peut donc écrire que :

$$u_{da} = U_{do} \cdot \left[\cos \alpha + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{2}{k^2p^2 - 1} \left(\cos \alpha \cdot \cos kpy - kp \sin \alpha \cdot \sin kpy \right) \right]$$

et en passant à la variable x :

(3-1-3)

$$u_{da} = U_{do} \cdot \left[\cos \alpha + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \frac{2}{k^2p^2 - 1} \left(\cos \alpha \cdot \cos kp(x - \alpha) - kp \sin \alpha \cdot \sin kp(x - \alpha) \right) \right]$$

Remarque :

On dira que les harmoniques de la tension redressée sont de rang k (avec $k \neq 0 \in \mathbb{N}$) relativement à la pulsation ω_0 de celle-ci mais d'ordre k_p (p étant l'indice de pulsation) relativement à la pulsation ω du réseau.

L'amplitude de l'harmonique de rang k pour un indice de pulsation p est donnée par :

$$U_{k\alpha} = \sqrt{A_k^2 + B_k^2} = U_{d0} \cdot \frac{2}{k^2 p^2 - 1} \sqrt{k^2 p^2 \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha} \quad (3-1-4)$$

pour $\alpha = 0$
$$U_{k0} = U_{d0} \cdot \frac{2}{k^2 p^2 - 1} \quad (3-1-5)$$

$$\boxed{\frac{U_{k\alpha}}{U_{k0}} = \sqrt{k^2 p^2 \sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha} \geq 1} \quad (3-1-6)$$

Par la formule (3-1-6), on voit que le réglage de phase augmente l'amplitude des harmoniques et que l'augmentation de l'indice de pulsation p la diminue au contraire.

1-1-2) harmoniques de courant redressé :

L'ondulation sur le courant continu résulte de l'ondulation de la tension redressée et de l'inductance du circuit. On insère généralement entre la charge (moteur) et la sortie du bloc redresseur des bobines dites de lissage.

$$I_k = \frac{U_k}{\sqrt{L^2 \omega^2 k^2 + R^2}} \quad (3-1-7)$$

U_k : valeur efficace de l'harmonique de tension de rang k .

L, R : inductance et résistance du circuit

1-2) côté alternatif :

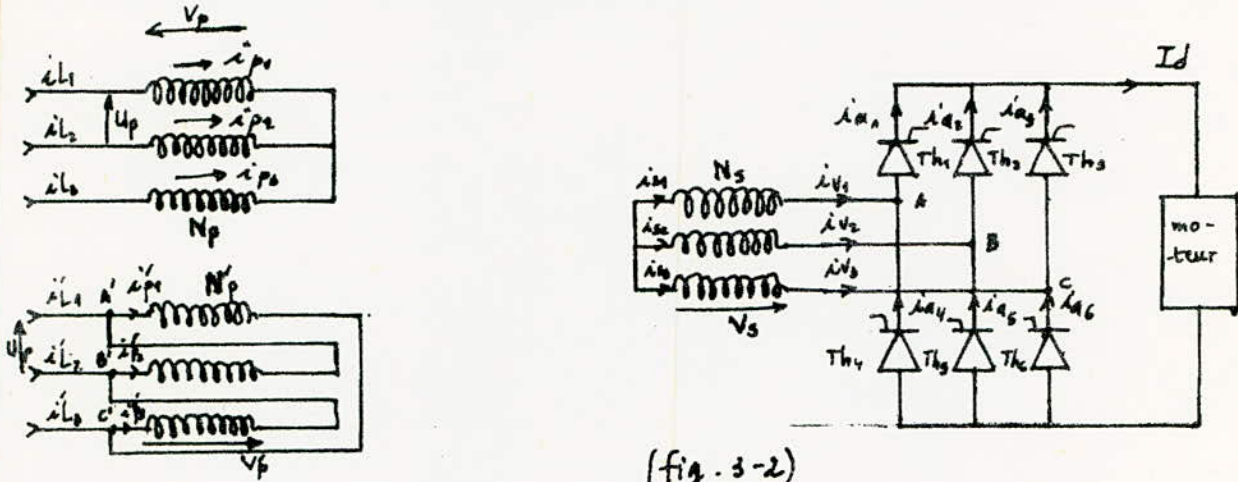
Nous étudierons le pont de Graëtz ($p=6$) et le double pont de Graëtz parallèle à alimentation primaire décalée ($p=12$).

1-2-1) harmoniques de courant de ligne :

a) forme des courants de ligne :

a-1) pour un pont de Graetz :

Nous imposons au secondaire du transformateur un couplage étoile, tandis qu'au primaire nous étudierons les deux couplages (λ , Δ). Ceci étant fait dans le soucis de faciliter les calculs par la suite. (fig. 3-2).



(fig. 3-2)

Courants dans les bras :

Le courant dans un bras est égal à I_d pendant $1/3$ de période et nul pendant les deux autres tiers. (fig 3-3a)

$$I_{a_i \text{ moy}} = I_d / 3 \quad (3-1-8) \quad i=1,2,3$$

$$I_{a_i \text{ eff}} = I_{a_i} = I_d / \sqrt{3} \quad (3-1-9)$$

Courants d'alimentation du bloc ou des phases secondaires car le secondaire est λ :

En appliquant la loi des nœuds aux points A, B, C de la fig. 3-2 :

$$\begin{cases} i_{s_1} = i_{v_1} = i_{a_1} - i_{a_4} \\ i_{s_2} = i_{v_2} = i_{a_2} - i_{a_5} \\ i_{s_3} = i_{v_3} = i_{a_3} - i_{a_6} \end{cases} \quad (3-1-10)$$

Un développement de Fourier pour i_{s_1} nous donne pour le fondamental:

$$(3-1-10') \quad \alpha = \varphi$$

Sur la figure (3-3b), on voit que les courants secondaires sont alternatifs mais pas sinusoidals. Leurs valeurs moyennes sont nulles.

Leurs valeurs efficaces sont données par:

$$I_{s_i} = I_{v_i} = \sqrt{2} I_{a_i} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_d \quad (3-3-11)$$

courants dans les phases primaires : i_{p_i} et i'_{p_i}

* cas du primaire couplé en étoile (λ) :

les courants primaires sont donnés par les formules suivantes :

$$\begin{cases} i_{p_1} = \left(\frac{2}{3} i_{s_1} - \frac{1}{3} i_{s_2} - \frac{1}{3} i_{s_3} \right) \cdot \frac{N_s}{N_p} \\ i_{p_2} = \left(-\frac{1}{3} i_{s_1} + \frac{2}{3} i_{s_2} - \frac{1}{3} i_{s_3} \right) \cdot \frac{N_s}{N_p} \\ i_{p_3} = \left(-\frac{1}{3} i_{s_1} - \frac{1}{3} i_{s_2} + \frac{2}{3} i_{s_3} \right) \cdot \frac{N_s}{N_p} \end{cases} \quad (3-1-12)$$

N_s : nombre de spires par phase secondaire

N_p : " " " " " " primaire lorsqu'il est couplé en λ .

Dans la (fig. 3-3) montrant leurs formes, on n'omettra $\frac{N_s}{N_p}$ ($N_s = N_p$).

La forme des courants primaires dans le cas du transformateur λ/λ est donnée à la (fig. 3-3-b). Ils ont même allure que les courants secondaires i_{s_i} . Leurs valeurs efficaces sont données par :

$$\boxed{I_{p_i \lambda} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d \cdot \frac{N_s}{N_p}} \quad (3-1-13) \quad i = 1, 2, 3$$

* cas du primaire couplé en (Δ) :

les courants primaires sont donnés par les formules suivantes :

$$\begin{cases} i'_{p_1} = \left(\frac{2}{3} i_{s_1} - \frac{1}{3} i_{s_2} - \frac{1}{3} i_{s_3} \right) \cdot \frac{N_s}{N'_p} \\ i'_{p_2} = \left(-\frac{1}{3} i_{s_1} + \frac{2}{3} i_{s_2} - \frac{1}{3} i_{s_3} \right) \cdot \frac{N_s}{N'_p} \\ i'_{p_3} = \left(-\frac{1}{3} i_{s_1} - \frac{1}{3} i_{s_2} + \frac{2}{3} i_{s_3} \right) \cdot \frac{N_s}{N'_p} \end{cases} \quad (3-1-14)$$

N_s : nombre de spire par phase au secondaire

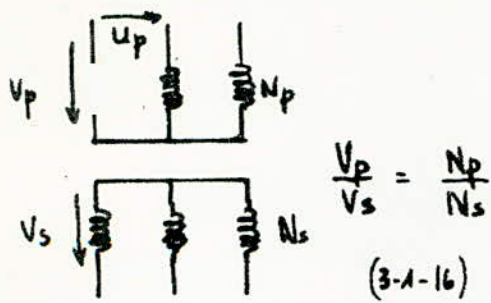
N'_p : " " " " " " au primaire lorsqu'il est couplé en Δ .

* relation entre N_p et N'_p :

les deux transformateurs sont alimentés par la même tension de ligne (composée) V_p .
Leurs secondaires ont le même couplage (d) et la même tension de sortie V_s .

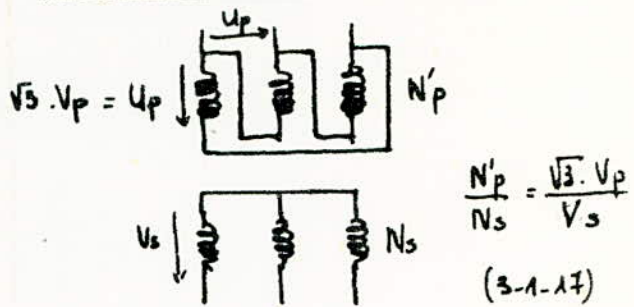
Le rapport de transformation d'un transformateur est : $K = \frac{N_s}{N_p} = \frac{V_s}{V_p} \quad (3-1-15)$

transformateur $\lambda - \lambda$



$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (3-1-16)$$

transformateur $\lambda - \Delta$



$$\frac{N'_p}{N_s} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_s} \quad (3-1-17)$$

d'où en combinant (3-1-16) et (3-1-17), on obtient:

$$\frac{N'_p}{N_s} = \frac{\sqrt{3} \cdot N_p}{N_s} \quad \text{et par suite} \quad \boxed{N'_p = \sqrt{3} \cdot N_p} \quad (3-1-18)$$

en injectant (3-1-18) dans (3-1-14), on aboutit à:

$$\begin{cases} i'_{p1} = \frac{i_{p1}}{\sqrt{3}} \\ i'_{p2} = \frac{i_{p2}}{\sqrt{3}} \\ i'_{p3} = \frac{i_{p3}}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (3-1-19)$$

Les formes des courants primaires dans le cas du transformateur Δ/λ sont données à la (fig 3-3-c). Leurs formes sont les même que les courants secondaires. Leur valeur efficace est donnée par:

$$\boxed{I'_{pi \Delta} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot I_d \cdot \frac{N_s}{N_p}} \quad (3-1-20) \quad i=1,2,3$$

Courants dans les lignes d'alimentation: i_{Li} et i'_{Li}

* cas du primaire couplé en λ : (fig 3-3-b)

Ils ont même forme que les courants primaires i_{pi} et même amplitude I_d et même valeur efficace

$$\boxed{I_{Li \lambda} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot I_d} \quad (3-1-21)$$

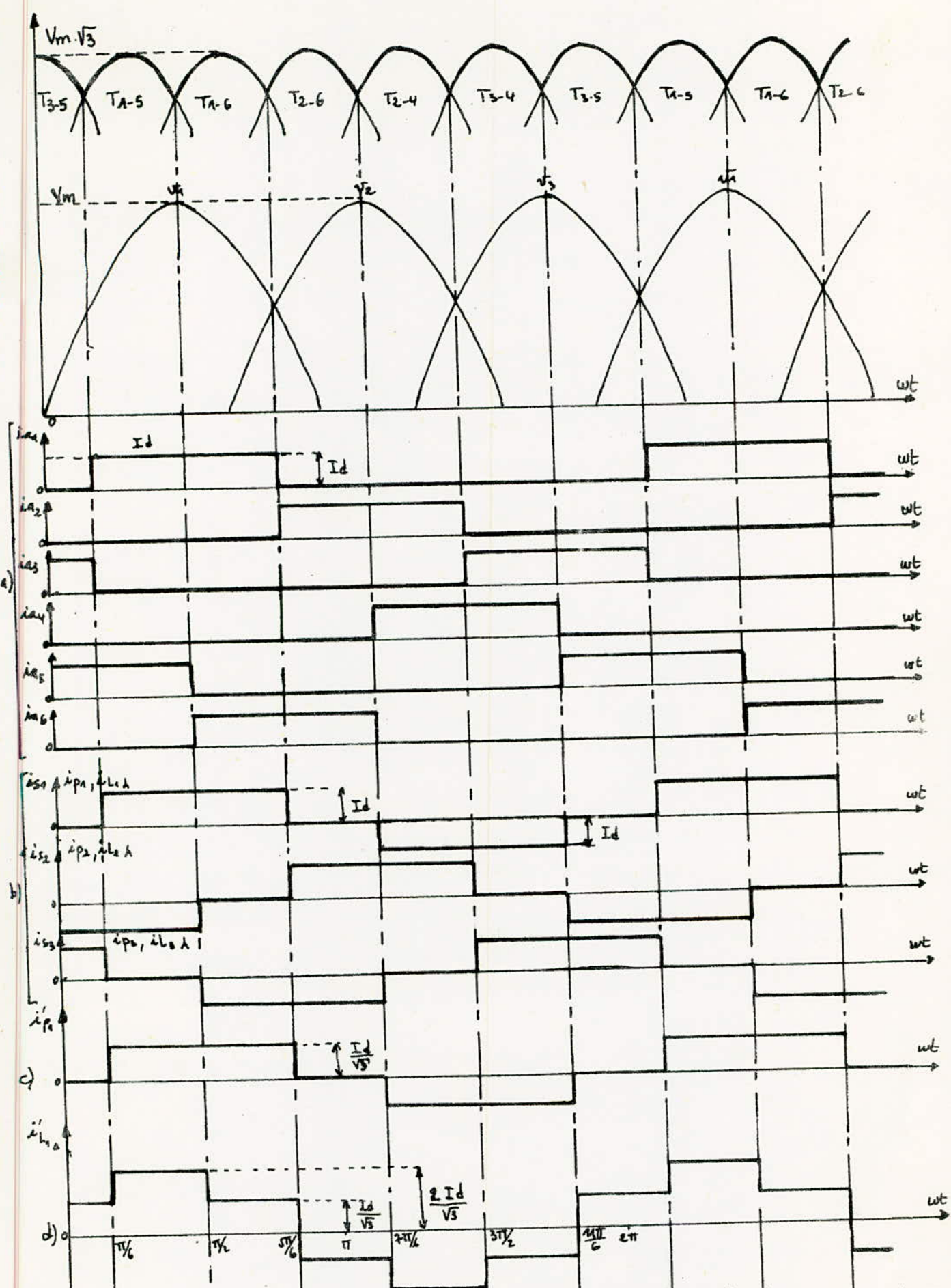
* cas du primaire en Δ : (fig. 3-3-d)

La loi des mailles aux points A, B, C de la (fig. 3-2) nous donne:

$$\begin{cases} i'_{L1} = i'_{p1} - i'_{p2} \\ i'_{L2} = i'_{p2} - i'_{p3} \\ i'_{L3} = i'_{p3} - i'_{p1} \end{cases} \quad (3-1-22)$$

sa valeur efficace est:

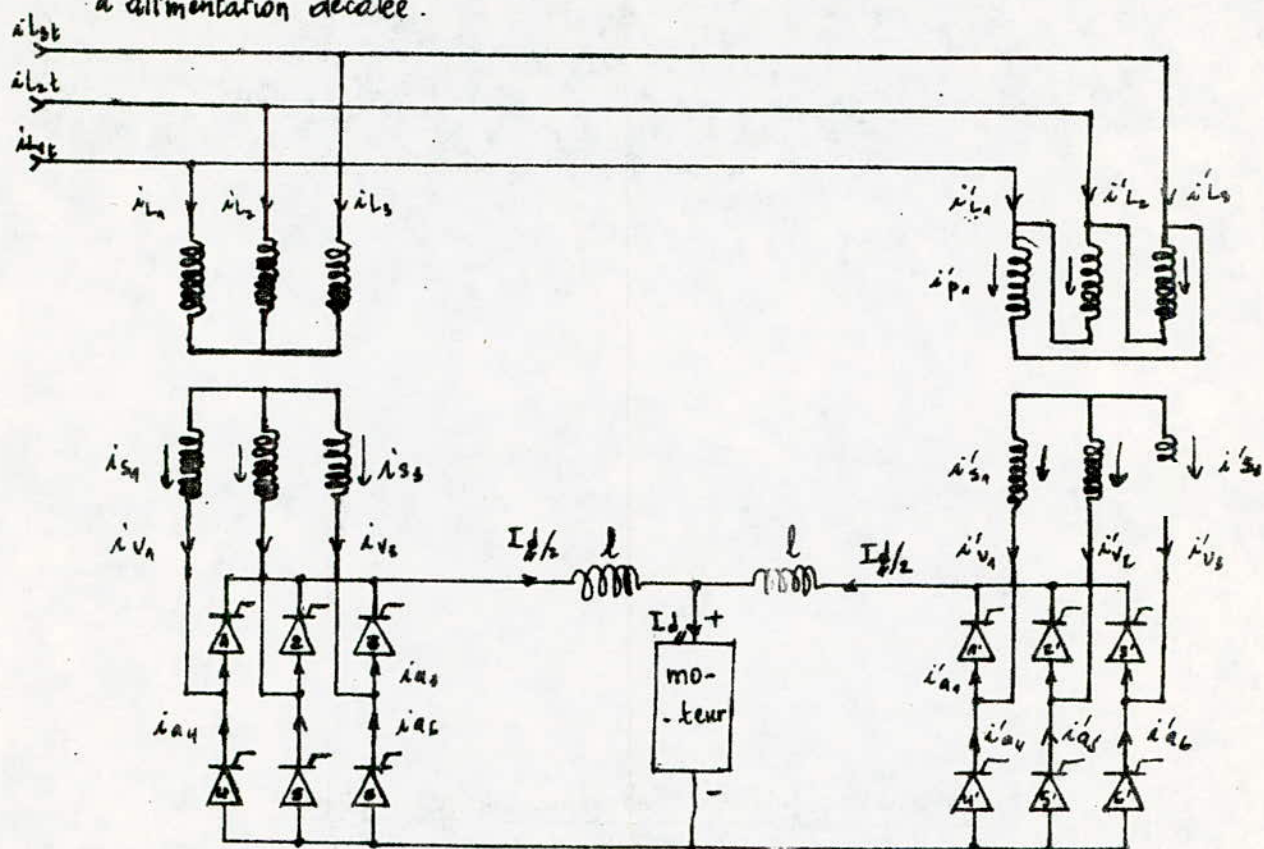
$$\boxed{I'_{Li \Delta} = \sqrt{3} \cdot I'_{pi \Delta} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot I_d} \quad (3-1-23)$$



(fig. 3-3) allure des divers courants dans un pont de Grät

a.2) montage double pont de Greätz parallèle :

Le montage est une mise en parallèle de deux montages Greätz (fig. 3-4) à alimentation décalée.



(fig. 3-4)

Le courant de ligne total $i_{L_{it}}$ résultant des deux ponts est la somme de deux courants de ligne partiels i_{L_i} et i'_{L_i} . $i=1,2,3$

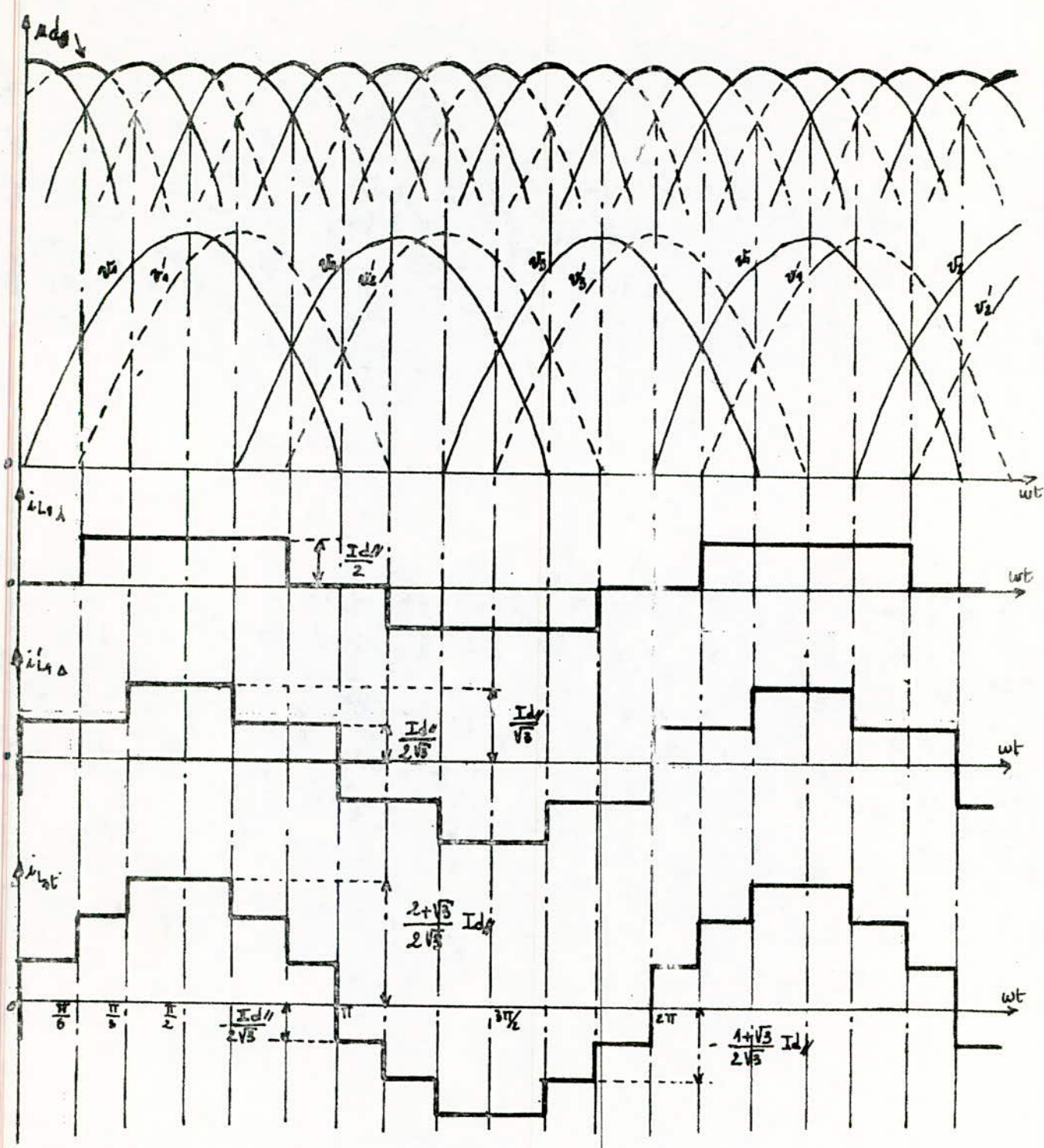
Pour tracer sa forme, on somme le courant de ligne du pont \bar{a} primaire en étoile (λ) et le courant de ligne du pont \bar{a} primaire en triangle (Δ) en prenant soin auparavant de le déphaser de 30° respectivement (fig. 3-5-a et 3-5-b).

On voit sur la (fig. 3-5-c) que le courant de ligne total $i_{L_{it}}$ se rapproche davantage de la sinusoïde. Beaucoup d'harmoniques disparaissent du fait de l'augmentation de l'indice de pulsation ($p=12$).

Les formules trouvées précédemment restent valable sauf que I_d est remplacé par $I_{d//2}$.

La valeur efficace du courant de ligne total peut être calculée; on obtient:

$$I_{L_{it}} = \frac{I_{d//}}{6} \sqrt{1 + (1+\sqrt{3})^2 + (2+\sqrt{3})^2} \quad (3-1-24)$$



allure des courants de lignes partiels et total
 d'un montage double-pont de Graetz parallele
 (effet de l'empiettement negligé)

(fig. 3-5)

b) développement en série de Fourier des courants de lignes :

Les harmoniques de courant de ligne sont de rang n .

$$n = Kp \pm 1 \quad K = 1, 2, 3, \dots$$

b-1) montage en pont de Gatz : $p = 6$

Les harmoniques sont donc de rang : 5, 7, 11, 13, ...

* primaire du transformateur en Δ : (fig. 3-3 d)

En utilisant le théorème de Fourier qui dit qu'une fonction périodique peut être décomposée en une suite de fonctions sinusoïdales de fréquences différentes.

Les coefficients de Fourier sont calculés avec la formule :

$$\frac{B_n}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{L_1 \Delta} \cdot \cos\left(\frac{(Kp \pm 1)x}{n}\right) dx \quad n = 6K \pm 1 \quad K \in \mathbb{N}$$

$$B_n = \frac{4 \cdot I_d}{\sqrt{3} \cdot n\pi} \cdot \sin \frac{n\pi}{2} \cdot \left(1 + \cos \frac{n\pi}{3}\right) \quad (3-1-25)$$

Le courant de ligne s'écrira donc :

$$i_{L_1 \Delta} = \sum \frac{4 I_d}{\sqrt{3} \cdot n\pi} \cdot \sin \frac{n\pi}{2} \cdot \left(1 + \cos \frac{n\pi}{3}\right) \cdot \cos n \left(x - \frac{\pi}{6} - \alpha\right) \quad (3-1-26)$$

Le fondamental est obtenu pour $n = 1$, son amplitude maximale est :

$$^1 I_{L_1 \Delta \max} = \frac{6 \cdot I_d}{\sqrt{3} \cdot \pi} \quad (3-1-27)$$

les harmoniques de rang n ont, pour amplitude maximale :

$$^n I_{L_1 \Delta \max} = \frac{^1 I_{L_1 \Delta \max}}{n} \quad (3-1-28)$$

* primaire en λ : (fig. 3-3-b)

après un calcul similaire, on obtient :

$$B_n = \frac{4 I_d}{n\pi} \cdot \sin \frac{n\pi}{2} \cdot \cos \frac{n\pi}{6} \quad (3-1-29)$$

le courant de ligne s'écrira :

$$i_{L_1 \lambda} = \sum \frac{4 I_d}{n\pi} \cdot \sin \frac{n\pi}{2} \cdot \cos \frac{n\pi}{6} \cdot \cos n \left(x - \frac{\pi}{6} - \alpha \right) \quad (3-1-30)$$

Le fondamental a pour amplitude maximale:

$$^1 I_{L_1 \lambda \max} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \quad (3-1-31)$$

L'harmonique de rang n:

$$^n I_{L_1 \lambda \max} = \frac{{}^1 I_{L_1 \lambda \max}}{n} \quad (3-1-32)$$

b-2) montage en double pont de Greatedz: $p=12$

Les harmoniques existants sont: (11, 13, 23, 25 ...)

Le calcul intégral nous donne pour la (fig 3-5-c):

$$B_n = \frac{2 \cdot I_{d//}}{n\pi \cdot \sqrt{3}} \cdot \sin \frac{n\pi}{2} \left[\cos \frac{n\pi}{3} + \sqrt{3} \cdot \cos \frac{n\pi}{6} + 1 \right] \quad (3-1-33)$$

$$n = 12k \pm 1 \quad k \in \mathbb{N}$$

Le courant de ligne total s'écrira:

$$i_{L_t}(x) = \sum \frac{2 I_{d//}}{n\pi \cdot \sqrt{3}} \cdot \sin \frac{n\pi}{2} \left(\cos \frac{n\pi}{3} + \sqrt{3} \cdot \cos \frac{n\pi}{6} + 1 \right) \cdot \cos \left(x - \frac{\pi}{2} - \alpha \right) \quad (3-1-34)$$

Le fondamental a pour amplitude maximale:

$$^1 I_{L_t \max} = \frac{6 I_{d//}}{\pi \cdot \sqrt{3}} \quad (3-1-35)$$

L'harmonique de rang n est:

$$^n I_{L_t \max} = \frac{{}^1 I_{L_t \max}}{n} \quad (3-1-36)$$

Remarque:

La notation pour le courant I_d n'est pas la même pour l'étude pont Greatedz et double pont Greatedz. $I_{d//} = 2 \cdot I_d$

1-2-2) influence de l'empiettement sur la forme des courants:

Le phénomène d'empiettement a pour conséquence que les courants de réseau ne sont plus rectangulaires mais trapézioidaux à bouts arrondis.

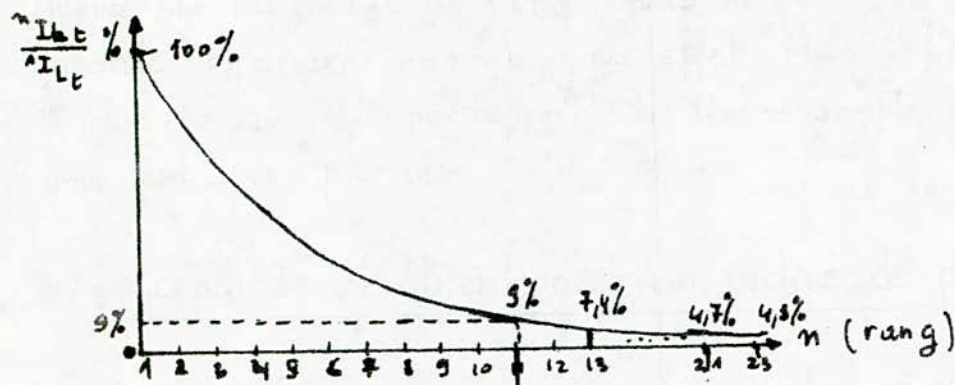
L'influence sur l'amplitude de l'onde fondamentale et des harmoniques est modeste. En général, on néglige cet effet. Mais l'effet sur le déphasage φ de l'onde fondamentale par rapport à la tension simple correspondante est important. On a pour cela $\varphi > \alpha$.

2) Nécessité et obtention d'un indice de pulsation 12 :

2-1) nécessité d'avoir un indice de pulsation élevé :

Lors de l'étude sur les harmoniques (chap. III, § 1), on a vu que l'augmentation de l'indice de pulsation p entraîne une disparition de certains harmoniques de premier rang et une diminution considérable de ceux restants.

Ainsi la tension redressée maximale u_{do} est pratiquement continue pour $p=12$ (taux d'ondulation $\sim 1\%$) et le premier harmonique de courant de ligne i_{Lt} (rang 11) a une amplitude de l'ordre de 9% seulement du fondamental. (fig. 3-6)

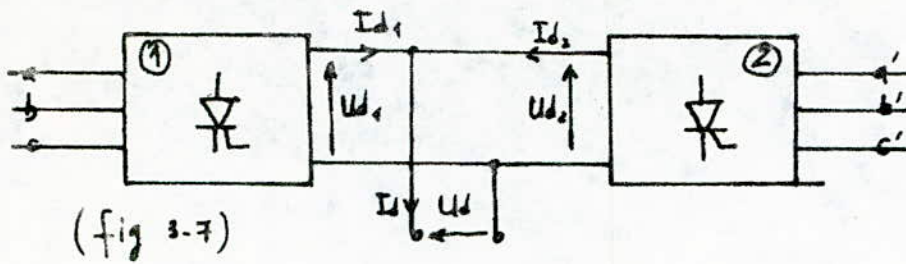


(fig - 3-6) Spectre des amplitudes d'harmoniques de courant de ligne en fonction de leur rang.

2-2) obtention du dodécaphasé : (p=12)

L'indice de pulsation $p=12$ est obtenu en associant deux ponts de Graetz alimentés par deux systèmes de tensions triphasées décalés entre eux de 30° ($\frac{\pi}{6}$). Le décalage de phase est réalisé en utilisant deux transformateurs d'alimentation des ponts ; l'un couplé en $\Lambda - \Lambda$, l'autre en $\Delta - \Lambda$. Les ponts seront montés en parallèle vu le courant de charge élevé ($P = 3 \text{ MW}$).

2.3) conditions de mise en parallèle des ponts :



les paramètres donnés sur la (fig. 3-7) sont des valeurs moyennes. Lorsque les deux ponts débitent, on a :

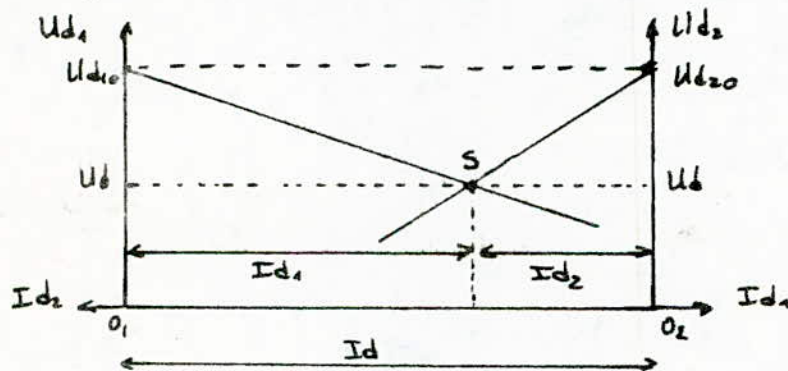
$$\begin{cases} U_d = U_{d1} = U_{d2} \\ I_d = I_{d1} + I_{d2} \end{cases}$$

La circulation du courant entre les deux blocs est impossible vu l'unidirectionnalité du courant de chaque pont lorsqu'il débite.

* Il faut que les tensions moyennes à vide U_{d10} et U_{d20} soient égales pour que la charge soit équitablement répartie entre les 2 ponts.

* Il faut que les deux montages se partagent le courant total dans le rapport de leurs courants nominaux, c'est à dire que leurs caractéristiques de tensions soient les mêmes ($U_{d1} = f_1 \left(\frac{I_{d1}}{I_{d1 \text{ nom}}} \right)$; $U_{d2} = f_2 \left(\frac{I_{d2}}{I_{d2 \text{ nom}}} \right)$)

partage du courant entre les deux ponts :



(fig. 3-8)

Construction :

On trace la caractéristique $U_{d1} = f(I_{d1})$ du 1^{er} pont puis à partir de O_1 , on porte le courant total I_d sur l'axe des courants et on pointe O_2 . On trace $U_{d2} = f(I_{d2})$ comme le montre la (fig. 3-8). Le point d'intersection des 2 courbes (S) nous donne la tension U_d et les courants I_{d1} et I_{d2}

3) PROBLÈME DE L'ÉNERGIE RÉACTIVE :

Le défaut majeur du variateur électronique de vitesse est sa consommation d'énergie réactive.

3.1) facteur de puissance :

On suppose une commutation instantanée ($\mu = 0$).

La puissance réelle du secondaire est égale à :

$$P = U_{dd} \cdot I_d \quad (3-3-1)$$

La puissance apparente du secondaire est égale à :

$$S = 3 \cdot V_s \cdot I_s \quad (3-3-2)$$

V_s : valeur efficace de la tension simple du secondaire du transformateur.

I_s : " " du courant dans une phase du secondaire.

U_{dd} : valeur de la tension redressée (moyenne).

I_d : " moyenne du courant redressé.

Le facteur de puissance λ au secondaire est définie par:

$$\lambda_d = \frac{P}{S} \quad (3-3-3)$$

On sait d'après : (2-1-2) que $V_s = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{\pi \cdot U_{di0}}{\sqrt{2} \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}$

(2-1-3) que $U_{dd} = U_{di0} \cdot \cos \alpha$

(3-1-12) que $I_s = \frac{\sqrt{2} \cdot I_d}{\sqrt{3}}$

donc, on aura : $\lambda_d = \frac{3 \cdot \cos \alpha}{\pi} \quad (3-3-4) \quad \lambda_0 = \frac{3}{\pi} \quad (3-3-5)$

d'où : $\lambda_d = \lambda_0 \cdot \cos \alpha \quad (3-3-6)$

On sait aussi d'après (3-1-10') que $\alpha = \varphi$

avec : φ : déphasage tension simple - courant d'onde fondamentale.

α : retard à l'amorçage.

Comme on le voit dans la formule (3-3-6), le réglage de phase est à l'origine de ce problème. En effet quand le retard à l'amorçage α est grand, donc à faible tension, le déphasage φ est élevé; d'où une composante de courant

réactive prépondérante.

C'est surtout en début de laminage, lors d'inversions fréquentes et de passes courtes effectuées à faible vitesse que les appels d'énergie réactive sont importants et risquent d'avoir des répercussions préjudiciables sur le réseau d'alimentation.

Dans le but de réduire l'ampleur de ces appels, on est amené à doter notre convertisseur d'une commande appropriée.

3-2) Commande:

3-2-1) Influence de l'angle de retard d'amorçage α sur les puissances: a) cas d'une commande simultanée:

La puissance active est donnée par:

$$P = U_{di0} \cdot I_d \cdot \cos \alpha \quad (3-3-7)$$

La puissance réactive par:

$$Q = U_{di0} \cdot I_d \cdot \sin \alpha \quad (3-3-8)$$

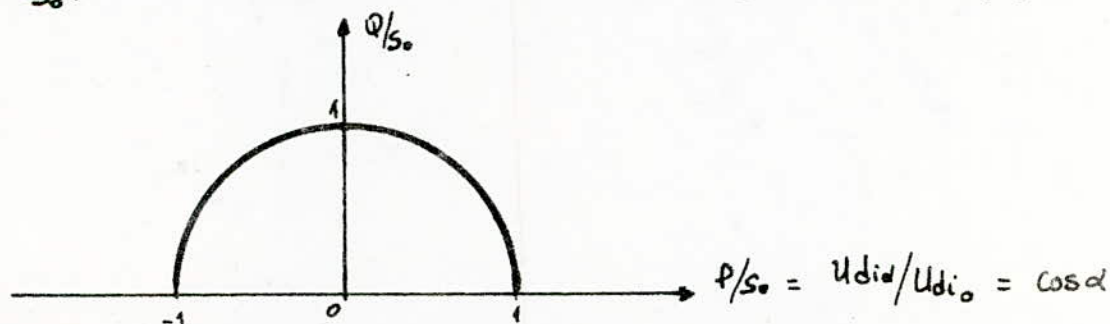
La puissance continue idéale par:

$$S = U_{di0} \cdot I_d \quad (3-3-9)$$

De (3-3-7) et (3-3-8) on tire un système d'équations:

$$\begin{cases} \frac{P}{S_0} = \cos \alpha \\ \frac{Q}{S_0} = \sin \alpha \end{cases} \Rightarrow \boxed{\frac{P^2}{S_0^2} + \frac{Q^2}{S_0^2} = 1} \quad (3-3-10)$$

$\frac{Q}{S_0} = f\left(\frac{P}{S_0}\right)$ est un cercle centré en $(0,0)$ et de rayon l'unité. (fig 3-9)



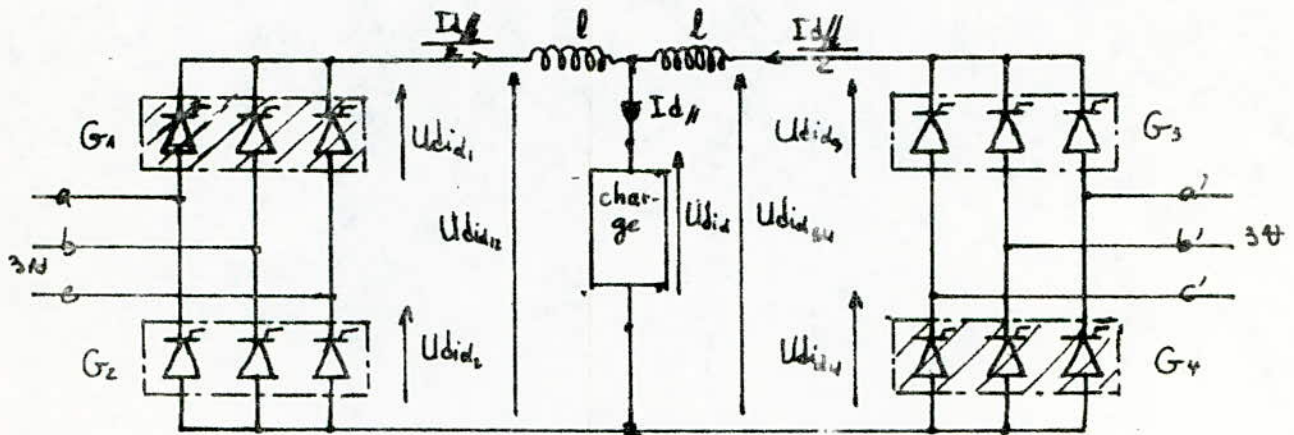
(fig 3-9)

b) cas d'une commande successive :

b-1) principe :

Le principe de cette commande qui est aussi dite commande échelonnée consiste à obtenir la variation de la tension en agissant successivement sur les groupes (G_1, G_4) et (G_2, G_3) (fig 3-10).

Ainsi pour la tension maximale négative, les quatre groupes sont "plein onduleur" (cad $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = \alpha_4 = 180^\circ$). Pour augmenter la tension, on agit sur les angles d'amorçage des groupes G_1 et G_4 qui deviennent "plein redresseur" pour la tension nulle ($\alpha_1 = \alpha_4 = 0^\circ$); les autres groupes G_2, G_3 étant restés "plein onduleur" ($\alpha_2 = \alpha_3 = \pi$). Pour croître la tension de zéro à sa valeur maximale, G_2 et G_3 deviennent "plein redresseur" ($\alpha_2 = \alpha_3 = 0^\circ$) et G_1, G_4 étant restés "plein redresseur".



(fig 3-10)

b-2) relation entre P et Q :

La commande nous impose : $\alpha_1 = \alpha_4$ (3-3-11)

$\alpha_2 = \alpha_3$ (3-3-12)

$$U_{di\alpha_{12}} = U_{di\alpha_1} + U_{di\alpha_2} = U_{di\alpha_1} \quad (3-3-13)$$

$$U_{di\alpha_{34}} = U_{di\alpha_3} + U_{di\alpha_4} = U_{di\alpha_4} \quad (3-3-14)$$

$$U_{di\alpha_1} = \frac{U_{di0}}{2} \cos \alpha_1 = U_{di\alpha_4} \quad (3-3-15)$$

$$U_{di\alpha_2} = \frac{U_{di0}}{2} \cos \alpha_2 = U_{di\alpha_3} \quad (3-3-16)$$

Les tensions moyennes $U_{di\alpha_{12}}$ et $U_{di\alpha_{34}}$ sont égales mais leurs valeurs instantanées sont différentes d'où nécessité d'utilisation des inductances L .

$$U_{di\alpha_{12}} = U_{di\alpha_{34}} = U_{di\alpha} = U_{di0} \cdot \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2} \quad (3-3-17)$$

La puissance continue idéale S_0 est définie comme :

$$S_0 = U_{dio} \cdot I_d \quad (3-3-18)$$

Les puissances actives et réactive P, Q :

$$P = U_{dio} \cdot I_d = U_{dio} \cdot I_d \cdot \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2}$$

$$\begin{cases} P = S_0 \cdot \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2} \\ Q = S_0 \cdot \frac{\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2}{2} \end{cases} \quad (3-3-19) \Rightarrow \begin{cases} P/S_0 = \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2} \\ Q/S_0 = \frac{\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2}{2} \end{cases} \quad (3-3-20)$$

* 1^{ère} séquence: $\alpha_1 = \pi$ fixe et α_2 variable de $\pi \bar{a} 0^\circ$:

$$\cos \alpha_1 = -1 \quad \text{et} \quad \sin \alpha_1 = 0$$

(3-3-20) devient :

$$\begin{cases} \frac{P}{S_0} = \frac{\cos \alpha_2 - 1}{2} \\ \frac{Q}{S_0} = \frac{\sin \alpha_2}{2} \end{cases} \quad (3-3-21)$$

Le système (3-3-21) est un système d'équations paramétré en α_2 .

Après transformation, on obtient :

$$\boxed{\left(\frac{P}{S_0} + \frac{1}{2}\right)^2 + \frac{Q^2}{S_0^2} = \frac{1}{4}} \quad (3-3-22)$$

C'est l'équation d'un cercle centré en $(-1/2, 0)$ et de rayon $1/2$.

* 2^{ème} séquence: $\alpha_2 = 0^\circ$ fixe et α_1 variable de $\pi \bar{a} 0^\circ$:

$$\cos \alpha_2 = 1 \quad \text{et} \quad \sin \alpha_2 = 0$$

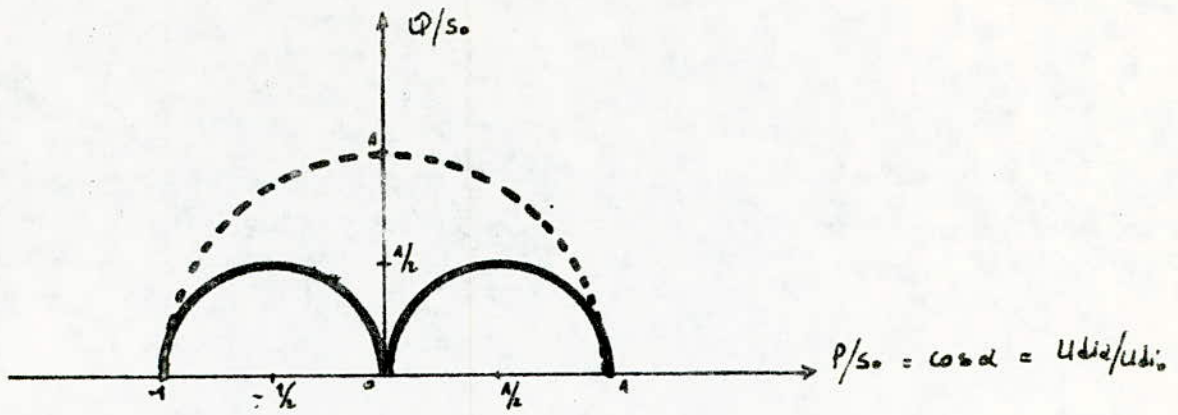
Un calcul analogue donne :

$$\boxed{\left(\frac{P}{S_0} - \frac{1}{2}\right)^2 + \frac{Q^2}{S_0^2} = \frac{1}{4}} \quad (3-3-23)$$

C'est aussi l'équation d'un cercle centré en $(1/2, 0)$ et de rayon $1/2$.

Remarque :

On parle de cercle mais au fait c'est des demi-cercles. Ceci est dû au fait que les convertisseurs statiques absorbent de la puissance réactive et n'en restituent pas.



(fig 3-11)

En conclusion:

on voit bien sur la (fig. 3-11) qu'avec une commande échelonnée, la consommation en énergie réactive est diminuée.

Avec une commande normale (simultanée), la puissance réactive en fonction de la puissance active s'inscrit dans $1/2$ cercle de centre $(0, 0)$ et de rayon l'unité (relativement à S_0).

Avec une commande échelonnée (Successive), elle s'inscrit sur deux demi-cercles de rayon moitié que le précédent mais centrés respectivement en $(-1/2, 0)$ et $(1/2, 0)$.

Il est clair que cette solution, particulièrement avantageuse aux abords de la tension nulle, où théoriquement l'équipement n'absorbe ainsi aucune énergie réactive est extrêmement intéressante dans notre cas (inversions et démarrages fréquents).

CHAPITRE IV

DIMENSIONNEMENT

- 1) Bloc redresseur
- 2) transformateur

1) BLOC REDRESSEUR:

1-1) considérations générales sur les éléments redresseurs:

Ces considérations sont générales en ce sens qu'elles sont indépendantes du montage et du fonctionnement des convertisseurs statiques. Elles portent d'une part sur la sélection et d'autre part sur la protection de l'élément redresseur.

La sélection de l'élément redresseur doit être faite de telle sorte que celui-ci supporte sans dommage les contraintes inhérentes à un fonctionnement normal. Lors de cette sélection, il est nécessaire d'étudier le comportement thermique et le problème de refroidissement.

Pour les grandes puissances, on est amené à mettre plusieurs éléments en série et en parallèle.

1-2) Valeurs caractéristiques:

* valeurs limites de tension:

- tension inverse de service maximale	V_{RWM}	(R: inverse)
- " " non répétitive "	V_{RSM}	(W: service)
- " directe " " "	V_{FSM}	(M: maximale)

* valeurs limites de courant:

- courant direct moyen	I_{FAV}	(AV: moyen)
		(G: gâchette)
		(J: jonction)

* valeurs limite thermique

- température limite de jonction	θ_{JM}
----------------------------------	---------------

* autres valeurs limites:

- vitesse critique de croissance de la tension $(dv/dt)_{crit}$	
- " " " " du courant $(di/dt)_{crit}$	
- temps de désamortage	t_q
- valeurs limites pour le circuit de gâchette	I_{Gmax}, V_{GKmax}

1-3) sélection de l'élément redresseur :

Le dimensionnement de cette installation doit être fait de telle sorte que le fonctionnement soit assuré même après la défaillance d'un élément redresseur. L'échange d'un élément défectueux doit être possible sous tension sans arrêter l'exploitation de l'installation.

1-3.1) marche en redresseur :

Les valeurs nominales du moteur sont :

$$P_n = 3000 \text{ KW}$$

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

$$I_n = 3,75 \text{ KA}$$

Calcul de la tension inverse maximale U_{Tmax} supportée par l'élément d'un pont de Graetz :

$$\text{D'après (2-1-19)} \quad U_{Tmax} = \sqrt{3} \cdot V_m$$

$$\text{D'après (2-1-2)} \quad U_{di0} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot V_m = U_n$$

$$\Rightarrow U_{Tmax} = \frac{\pi}{3} \cdot U_n$$

$$U_{Tmax} = 837,75 \text{ V}$$

$$U_{Tcrête} = K_1 \cdot U_{Tmax} \quad K_1 = 2,5 + 3 \quad \text{coefficient de sécurité}$$

On prendra : $U_{Tcrête} = 2500 \text{ V}$

Le thyristor doit donc bloquer une tension de 2500 V sans claquage.

Calcul du courant direct de déclenchement de la protection :

$$I_{dp} = K_2 \cdot I_n \quad \text{avec} \quad K_2 = 2,75 + 3$$

on prendra $K_2 = 3$ et donc :

$$I_{dp} = 11,25 \text{ KA}$$

Calcul du courant maximum I_{max} admissible par le moteur :

En règle générale, on prend ce courant égal à 90% du courant de déclenchement.

$$\text{Soit} \quad I_{max} = 90\% \cdot I_{dp} = 0,9 \cdot 11,25 \text{ KA}$$

$$I_{max} = 10,125 \text{ KA}$$

1-3-2) marche en onduleur:

Les thyristors subiront les mêmes contraintes en courant et tension sauf que pour cette dernière, elle sera positive et donc directe. Les éléments de redressement doivent donc supporter une tension directe de 2500 V sans s'amorcer.

$$U_{\text{redbr}} = 2500 \text{ V}$$

1-4) choix de l'élément redresseur:

Un thyristor est caractérisé non pas par la valeur moyenne du courant qu'il débite mais par sa valeur efficace car c'est elle qui détermine l'échauffement.

$$I_a = \frac{I_{g \text{ max}}}{r \cdot \sqrt{q}}$$

$r=2$: 2 groupes en parallèle

$q=3$: 3 phases d'alimentation.

I_a : valeur efficace du courant d'anode

$I_{g \text{ max}}$: " maxi. du courant de moteur.

$$I_a = 2,92 \text{ KA}$$

Les caractéristiques des thyristors de puissance utilisés ici sont données dans les pages suivantes ainsi que les radiateurs adéquats. Notre choix s'est porté sur le BSt P05 avec radiateur de refroidissement PK 03.

1-5) mise en série et en parallèle d'élément redresseur:

Le thyristor BSt P05 associé au radiateur supporte une tension crête directe ou inverse de 1650 V et un courant de 1150 A (voir caractéristiques des thyristors et radiateurs Tabl. 4.1 et 4.2)

$$\begin{cases} V_{FSM} = V_{RSM} = 1650 \text{ V} \\ I_{F \text{ off}} = 1150 \text{ A} \end{cases}$$

1-5-1) nombre d'éléments en parallèle n_p :

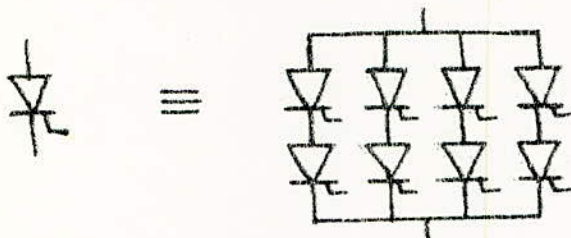
$$n_p = \frac{I_a}{I_{F \text{ off}}} \Rightarrow n_p = 3$$

1.5.2) nombre d'éléments en série n_s :

$$n_s = \frac{U_{\text{crête}}}{V_{FSM}} = \frac{2500}{1650} \quad \text{on prendra} \quad \boxed{n_s = 2}$$

Afin d'assurer une continuité dans le fonctionnement même après la détérioration d'un élément, on ajoutera une branche de thyristors en parallèle ($n_p = 4$). n_s restera inchangé.

Donc, dans le schéma donné en page (49), un thyristor équivalent à 8 thyristors placés de la sorte:



Le nombre total de thyristor est : $8 \cdot 24 = 192$ thyristors de type BS6 P05

(Tabl. 4-1) Caractéristiques des radiateurs

THYRISTORS		RADIATEURS			
		refroidissement par air			Chemise de refroidissement par eau
		PK01	PK03	PK 11	
DB	P02	1560 A	1725 A	1560 A	2070 A
	P03	1250 A	1380 A	1225 A	1660 A
	P05	1300 A	1400 A	1250 A	1660 A
A	P02	1260 A	1400 A	1230 A	1700 A
	P03	1015 A	1100 A	985 A	1350 A
	P05	1030 A	1150 A	1000 A	1370 A

DB : courant en montage en pont triphasé

A : valeur efficace de l'intensité alternative limite en montage anti-parallèle

(Tableau 4-2) Caractéristiques des thyristors BSE P

	P02	P03	P05
tension de crête directe V_{FSM}	900 V	900 V	1650 V
tension de crête inverse V_{RSM}	900 V	900 V	1650 V
Chute de tension à l'état passant (1200 A, $\theta_J = 25^\circ C$)	< 1,42 V	< 1,7 V	< 1,7 V
Courant direct moyen I_{FAV} ($\theta_J = 70^\circ C$)	655 A	490 A	515 A
vitesse admissible pour l'accroissement de la tension du/dt pour θ_{Jmax}	20 V/ μs	20 V/ μs	50 V/ μs
et en cas de croissance de la tension jusqu'à 80% de la tension crête	100 V/ μs	50 V/ μs	500 V/ μs
vitesse admissible pour l'accroissement de l'intensité di/dt pour θ_{Jmax}	20 A/ μs	50 A/ μs	20 A/ μs
et montée jusqu'à 1500 A	100 A/ μs	100 A/ μs	100 A/ μs
Durée de désionisation (pour θ_{Jmax})			
valeur maximale	300 ms	50 ns	300 ms
valeur typique	180 ns	40 ns	180 ns
Courant de surcharge ($t \leq 10$ ms) $\theta_J = 25^\circ C$	11400 A	9500 A	10500 A
Courant maximal de déclenchement de gâchette ($\theta_J = 25^\circ C$)	0,3 A	0,3 A	0,3 A
Tension maximale de déclenchement de gâchette ($\theta_J = 25^\circ C$)	2 V	2 V	2 V
Température maximale de fonctionnement θ_{JM}	115 $^\circ C$	110 $^\circ C$	115 $^\circ C$
Résistance thermique.	< 0,05 $^\circ C/W$	< 0,05 $^\circ C/W$	< 0,05 $^\circ C/W$

2) TRANSFORMATEUR POUR REDRESSEUR :

2-1) Nécessité du transformateur :

Le transformateur joue un rôle important dans le groupe redresseur. On y attache beaucoup de soins vu qu'il représente presque 50% du coût du groupe redresseur. Il a pour but d' :

- isoler la partie continue de la partie alternative.
- d'avoir à partir du réseau triphasé un indice de pulsation p grand.
- éviter qu'une composante continue ne parcoure le réseau.
- obtenir la tension désirée.

2-2) Hypothèses simplificatrices :

Son étude nécessite certaines hypothèses :

- courant débité parfaitement lisse.
- transformateur à 3 noyaux.
- courant magnétisant négligé devant le courant de charge.

2-3) Définitions de quelques paramètres :

Le transformateur étant destiné à alimenter un bloc redresseur, chaque enroulement du secondaire travaille pendant seulement un tiers de période. Les sollicitations de l'enroulement primaire et de l'enroulement secondaire du transformateur pour redresseur sont donc différentes de celles des enroulements du transformateur de puissance normal.

Pour cela, on définira certains paramètres propres à ce type de transformateur.

- tension secondaire nominale U_{2n} :

c'est la tension entre phase et neutre de l'enroulement secondaire lors du fonctionnement à vide.

- tension primaire nominale U_{1n} :

c'est la tension déterminée à partir de U_{2n} et du rapport de transformation k du transformateur.

- puissance nominale S_1 :

la puissance nominale du transformateur pour redresseur est la puissance de ses enroulements primaires S_1 .

S_1 : puissance fournie par le réseau du transformateur.

- courant primaire nominal I_{1n} :

c'est le rapport de la puissance nominale à la tension primaire nominale.

- puissance de l'enroulement secondaire S_2 :

c'est le produit de la tension secondaire nominale et du courant secondaire efficace.

$I_{2\text{eff}}$: valeur efficace du courant secondaire avec pleine charge côté continue.

2-4) Calculs des paramètres secondaires:

Notre installation comprend deux groupes redresseurs en parallèle, donc deux transformateurs. La puissance nominale d'un transformateur est donc la moitié de la puissance du moteur $P_n = 3 \text{ MW}$

Le courant redressé I_{dn} nominal pour un bloc est:

$$I_{dn} = \frac{P_n/2}{U_{dn}}$$

$$U_{dn}: \text{tension continue nominale} = 800 \text{ V}$$

$$I_{dn} = 1875 \text{ A}$$

Le courant maximum redressé admissible est:

$$I_{\text{max}} = 90\% \cdot (3 \cdot I_{dn}) = 2,7 \cdot I_{dn}$$

$$I_{\text{max}} = 5062,5 \text{ A}$$

2-4-1) tensions:

a) tension nominale aux bornes de l'utilisation:

$$U_{dn} = 800 \text{ V}$$

b) chutes de tension:

- chutes résistives d_r :

Elles englobent les chutes ohmiques dans les enroulements du transformateur, chutes des thyristors à l'état conducteur, aux connexions, moteur.

d_r sera estimé à 3% de U_{dn} .

- chutes inductives: d_x :

$$d_x = k \cdot U_{cc}(\%)$$

avec: $u_{cc} (\%)$: tension de court-circuit du transformateur en (%)
 dans notre cas: $u_{cc} \% = 6 \%$

K : coefficient dépendant du type de montage.

K pour un pont de Graetz est donné par Brown - Boverie - Compagny (BBC) construction des redresseurs de puissance. $K = 0,5$

$$d_z = 3\% \cdot U_{dn}$$

- réserve de réglage d_R :

$$d_R = 10\% \cdot U_{dn}$$

- chutes relatives à I_{dn} (totales) d_t :

$$d_t = d_r + d_z + d_R$$

$$d_t = 16\% \cdot U_{dn}$$

- chutes totales ramenées au courant max ($I_{d,max}$):

$$d = d_t \cdot \frac{I_{d,max}}{I_{dn}} = 2,7 \cdot d_t$$

$$d = 43,2\% \cdot U_{dn}$$

Cette valeur est élevée mais elle nous permet une assez bonne plage de réglage de la tension.

c) tension continue fictive à vide U_{dio} :

d'après (2-1-17')

$$U_{dio} = U_{dn} (1 + d)$$

$$U_{dn} = 800V$$

$$U_{dio} = 1145,6V$$

d) tension à vide du secondaire du transformateur V_s (valeur efficace)

d'après (2-1-2)

$$U_{dio} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot V_m = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot V_s \cdot \sqrt{2} \Rightarrow V_s = \frac{\pi}{3\sqrt{3} \cdot \sqrt{2}} \cdot U_{dio}$$

$$V_s = 490V$$

V_s : tension simple secondaire à vide

2-4-2) courants:

a) courant nominal redressé I_{dn}

$$I_{dn} = 1875A \quad (\text{déjà calculé au § 2-4})$$

b) courant maximal de service $I_{d,max}$:

$$I_{d,max} = 5062,5 \text{ A} \quad (\text{d\u00e9j\u00e0 calcul\u00e9 au \S 2-4})$$

c) courant de bras I_a :

valeurs nominales

$$I_{a,moy} = \frac{I_{dn}}{3} = 625 \text{ A}$$

$$I_{a,eff} = \frac{I_{dn}}{\sqrt{3}} = 1082,5 \text{ A}$$

valeurs maximales

$$I_{a,moy} = 4687,5 \text{ A}$$

$$I_{a,eff} = 2922,8 \text{ A}$$

d) courant de liaison I_v ou secondaire I_s : (3-3-11)

valeur nominale efficace

$$I_{v,eff} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_{dn} = 1530,9 \text{ A}$$

valeur efficace maximale:

$$I_{v,eff} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_{d,max} = 4133,5 \text{ A}$$

La valeur du courant secondaire est la m\u00eame que celle de liaison car le couplage secondaire est en λ .

e) facteur de puissance du secondaire λ_2 :

Il a \u00e9t\u00e9 calcul\u00e9 au \S 2-1 formule (3-3-4)

$$\lambda_{2,\alpha} = \frac{3}{\pi} \cdot \cos \alpha$$

pour $\alpha = 0$, on a :

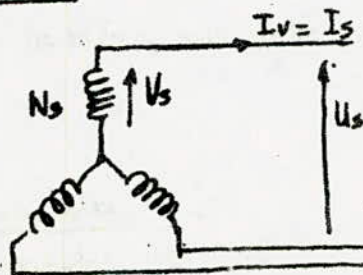
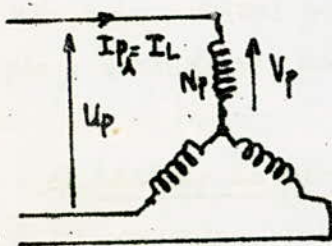
$$\lambda_2 = \frac{3}{\pi} = 0,955$$

4-5) Calculs des param\u00e8tres primaires:

Le choix de la tension du r\u00e9seau, donc du rapport de transformation doit tenir compte de la contrainte courant de ligne. L'ordre de grandeur de ce dernier est de la centaine d'amp\u00e8res.

On choisira un courant inf\u00e9rieur \u00e0 150 A.

4-5-1) transformateur $\lambda - \lambda$:



a) courant dans les enroulements primaires ou de ligne :

En tenant compte du fait qu'il n'y a qu'un enroulement par colonne et que les ampère-tours sont comptés dans le même sens.

$$N_p \cdot I_{p\lambda} = N_s \cdot I_s \quad \text{or} \quad I_{p\lambda} = I_L = 150 \text{ A}$$

$$\text{d'où: } \frac{N_s}{N_p} = \frac{150}{1530,9} = 0,098$$

b) tension primaire ou du réseau :

$$\frac{V_s}{V_p} = \frac{I_{p\lambda}}{I_s} = \frac{N_s}{N_p} = 0,098 \quad \Rightarrow \quad V_p = \frac{V_s}{0,098} = \frac{490}{0,098} = 5000 \text{ V}$$

$$U_p = \sqrt{3} \cdot V_p = 8660 \text{ V}$$

La tension de ligne choisie est de 15 KV. C'est la plus usitée en distribution dans le secteur industriel.

c) valeurs finales des paramètres :

- tension de ligne : $U_p = 15000 \text{ V}$

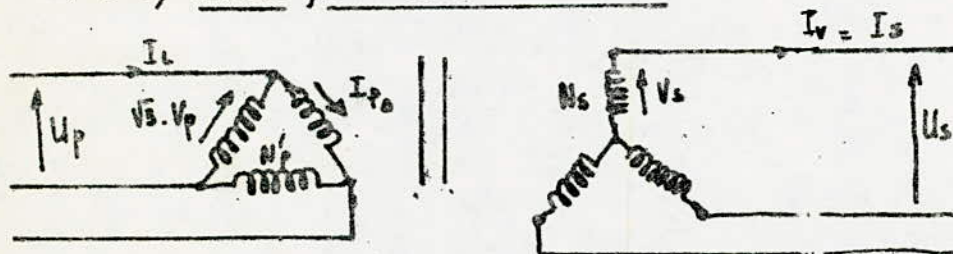
- rapport de transformation :

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{U_p}{\sqrt{3} \cdot V_s} = \frac{15000}{847,7} = 17,64 \quad ; \quad \text{on prendra: } \frac{N_p}{N_s} = 18$$

- courant primaire ou de ligne :

$$I_L = I_{p\lambda} = \frac{N_s}{N_p} \cdot I_s = \frac{1530,9}{18} = 85 \text{ A}$$

4-5-2) transformateur $\Delta - \lambda$:



a) rapport de transformation :

$$\frac{N'_p}{N_s} = \frac{U_p}{V_s} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{V_s} = \sqrt{3} \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

$$\text{d'où: } N'_p = \sqrt{3} \cdot N_p$$

$$N'_p / N_s = 31,17$$

b) courant primaire:

$$I_{p\Delta} = \frac{N_s}{N_p} \cdot I_s = \frac{4}{\sqrt{3}} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot I_s = I_{p\lambda} / \sqrt{3}$$

$$I_{p\Delta} = 49,1 \text{ A}$$

c) courant de ligne:

$$I_L = I_{p\Delta} \cdot \sqrt{3} = I_{p\lambda} = 85 \text{ A}$$

2-6) PUISSANCES:

Pour faciliter les calculs, on supposera que le rapport de transformation est égal à l'unité.

2-6-1) puissance apparente au secondaire:

$$S_2 = 3 V_s \cdot I_{seff} = 3 \cdot \frac{V_m}{\sqrt{2}} \cdot I_{seff} \quad \text{en remplaçant } V_m \text{ et } I_{seff} \text{ par leurs valeurs. } V_m \text{ est donné par (2-1-2)}$$

$$S_2 = 3 \cdot \frac{4}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \cdot U_{dio} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d \quad \text{et } I_{seff} \text{ par (3-3-11)}$$

$$S_2 = \frac{\pi}{3} U_{dio} \cdot I_d = \frac{\pi}{3} \cdot 1145 \cdot 1875 -$$

$$S_2 = 2,247 \text{ MVA}$$

2-6-2) Puissance apparente au primaire ou puissance nominale:

a) couplage λ :

$$S_1 = 3 \cdot V_p \cdot I_{p\lambda} = \frac{3}{\sqrt{2}} \cdot V_m \cdot I_{p\lambda} = \frac{\pi}{3} \cdot U_{dio} \cdot I_d$$

b) couplage Δ :

$$S_1 = 3 \cdot U_p \cdot I_{p\Delta} = 3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p \cdot I_{p\Delta} = \frac{3\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot V_m \cdot I_{p\Delta} = \frac{\pi}{3} U_{dio} \cdot I_d$$

Quelque soit le couplage du primaire, la puissance nominale S_1 est la même. Le facteur de puissance global $\lambda = U_d \cdot I_d / S_1$ est égal à celui du secondaire $\lambda_2 = U_d \cdot I_d / S_2$ car $S_1 = S_2$.

$$\text{pour } \alpha=0: \lambda = \lambda_2 = 0,955$$

CHAPITRE V

A-PERTURBATIONS

- 1) Sur-tensions
- 2) Sur-intensités
- 3) Principales perturbations

B-PROTECTIONS

- 1) contre les sur-tensions
- 2) contre les sur-intensités

C-REGULATION

- 1) Transmittance du moteur
- 2) Régulation de courant
- 3) Régulation en cascade

A- PERTURBATIONS

1) SURTENSIONS:

On dira qu'il y a surtension sur le thyristor lorsqu'il y a dépassement de la tension inverse maximale de service V_{RWM} ou V_{FWM} tension directe maximale de service. Dans les deux cas, il peut être détruit. Dans le 2^{ème} cas, il peut s'amorcer prématurément.

On distinguera deux types de surtensions :

1-1) Surtensions externes:

Ce sont les surtensions dues aux phénomènes extérieurs au système.

- surtensions dues aux phénomènes atmosphériques (foudre).
- surtensions dues aux manœuvres sur le réseau.

1-2) Surtensions internes:

Ce sont les surtensions causées par des défauts, phénomènes, manœuvres dans le système.

- surtensions dues à l'effet d'accumulation de porteurs de charges dans le thyristor aux moments de blocage.
- surtensions dues aux manœuvres de coupure à vide des disjoncteurs sur le transformateur du groupe redresseur. Elles sont provoquées par l'énergie électromagnétique des inductances totales des phases du transformateur.
- surtensions provoquées par les manœuvres d'interruption des disjoncteurs du côté continu lors d'apparitions des courants de défaut.

2) SURINTENSITÉS:

On dira qu'il y a surintensités lorsque l'intensité de courant qui traverse le thyristor provoque un dépassement de température de la jonction θ_{JM} au delà de laquelle il perd ses propriétés.

Les semi-conducteurs ont une inertie thermique faible; donc même si les surintensités sont de faible durée, elles risquent toujours de provoquer leurs destructions. (fig. 5-1)

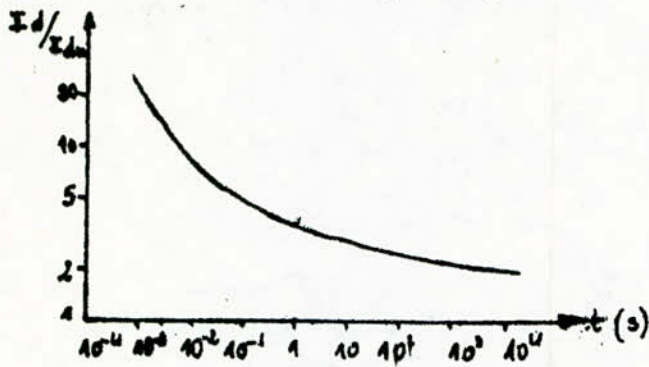


fig. 5-1
caractéristique de
limite de surcharge

Cette caractéristique dite de limite de surcharge nous montre que plus la surcharge est importante plus le temps admissible d'application est réduit. Suivant leur origine, on distingue deux types de surintensités :

2-1) Surintensités externes :

Ce sont les surintensités ayant pour origine un fonctionnement anormal d'un circuit extérieur. Elles sont provoquées par :

- le circuit de charge lors de forts appels de courant du moteur.
(ex: passe importante sur un bloom ayant une bosse)
- par dérèglement du circuit de régulation.
- défaut du circuit de commande (manque d'amorçage)
- court-circuits divers.

2-2) Surintensités internes :

Ce sont les surintensités inhérentes à l'élément redresseur. Elles apparaissent lors :

- d'une défaillance d'un élément (surcharge sur les éléments qui lui sont en //).
- d'amorçage intempestif.
- d'un défaut lors du fonctionnement du convertisseur en onduleur.

3) PRINCIPALES PERTURBATIONS :

3-1) Défaut en inverse :

C'est la perte du pouvoir bloquant d'un thyristor. Il peut être provoqué par une sur-tension ou une sur-intensité.

3-2) Amorçage intempestif :

C'est l'amorçage prématuré d'un thyristor avant l'extinction complète du thyristor conduisant auparavant. Il peut provoquer un court-circuit entre phases secondaires du transformateur.

3-3) Perte de l'impulsion :

La perte de l'impulsion d'un thyristor entraîne sa non-conduction d'où surcharge sur les autres éléments qui lui sont montés en parallèle.

3-4) Défaut de régulation :

Erreur de valeur de consigne (ex: si l'on applique la pleine tension alors que le moteur est à l'arrêt). On aboutit à un court-circuit.

3-5) Défaut en onduteur :

Il apparaît lors d'une reconnexion. (Angle de garde $\delta = 0$). Il entraîne une sur-intensité.

B- PROTECTIONS

En plus de la protection "électronique", notre installation sera dotée de deux autres sortes de protections.

- protection globale:

C'est une même protection pour tous les éléments. Elle agira pour une perturbations extérieure.

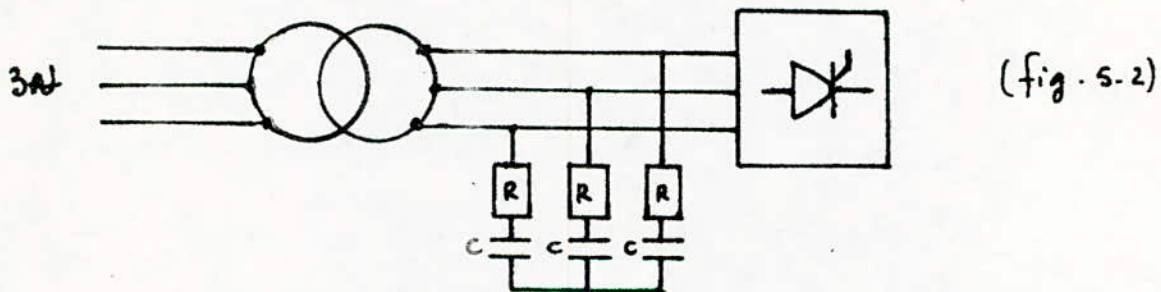
- protection individuelle:

C'est une protection propre à chaque thyristors. Elle agira en conséquence pour l'élément en question seulement conduisant lorsqu'il s'agira d'une sur-intensité et bloquant lorsqu'il s'agira d'une sur-tension.

1) PROTECTIONS CONTRE LES SURTENSIONS:

1-1) Protection globale:

Elle sera placée entre le secondaire du transformateur et le bloc redresseur. Elle sera réalisée par un montage triphasé de trois branches de circuit (R-C_{série}) couplé en étoile. (fig. 5-2)



1-2) Protection individuelle:

On placera avec l'élément redresseur un circuit R-C d'amortissement pour réduire les fortes oscillations dues à la commutation et les amorçages intempestifs dus au gradient de tension (dV_{ka}/dt) anode-cathode. Le circuit R-C est de plus en plus remplacé par un semi-conducteur appelé varistor. Sa caractéristique statique est donnée à la (fig. 5-3)

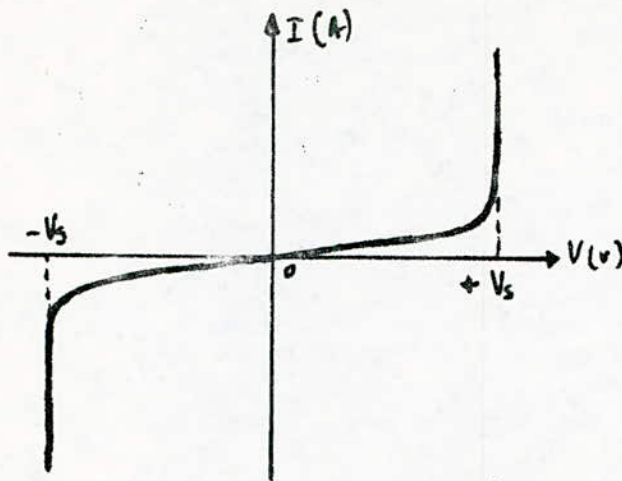
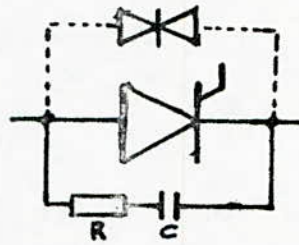


fig. 5-3
caractéristique statique
d'un varistor

Symbole d'un varistor :



2) PROTECTIONS CONTRE LES SUR-INTENSITÉS :

2-1) Protection globale :

La protection globale doit être assurée pour le moteur, bloc redresseur et le transformateur contre :

- surcharges importantes.
- court-circuits aux bornes du moteur.
- sur-intensités dues à un manque de tension (baisse).

Un disjoncteur à maximum d'intensité placé entre le bloc redresseur et le moteur limitera le courant de charge.

Une protection différentielle par disjoncteur sera placée entre le transformateur et le bloc redresseur.

2-2) Protection individuelle :

La protection individuelle est assurée pour chaque thyristor. Généralement, on associe à chaque élément redresseur un fusible (monté en série).

La caractéristique limite de surcharge du fusible doit se situer en dessous de celle du thyristor (fig. 5-4).

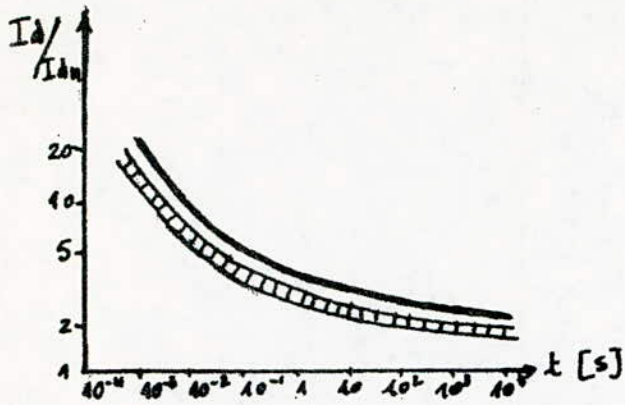


fig. 5-4
Caractéristique limite
de surcharge

La conception d'un fusible ayant cette caractéristique est difficile et sa réalisation coûterait chère. C'est pour cela qu'on opte pour une protection conjointe fusible-disjoncteur.

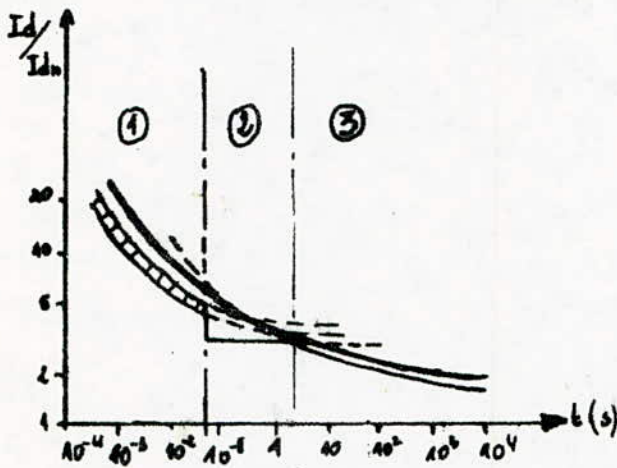
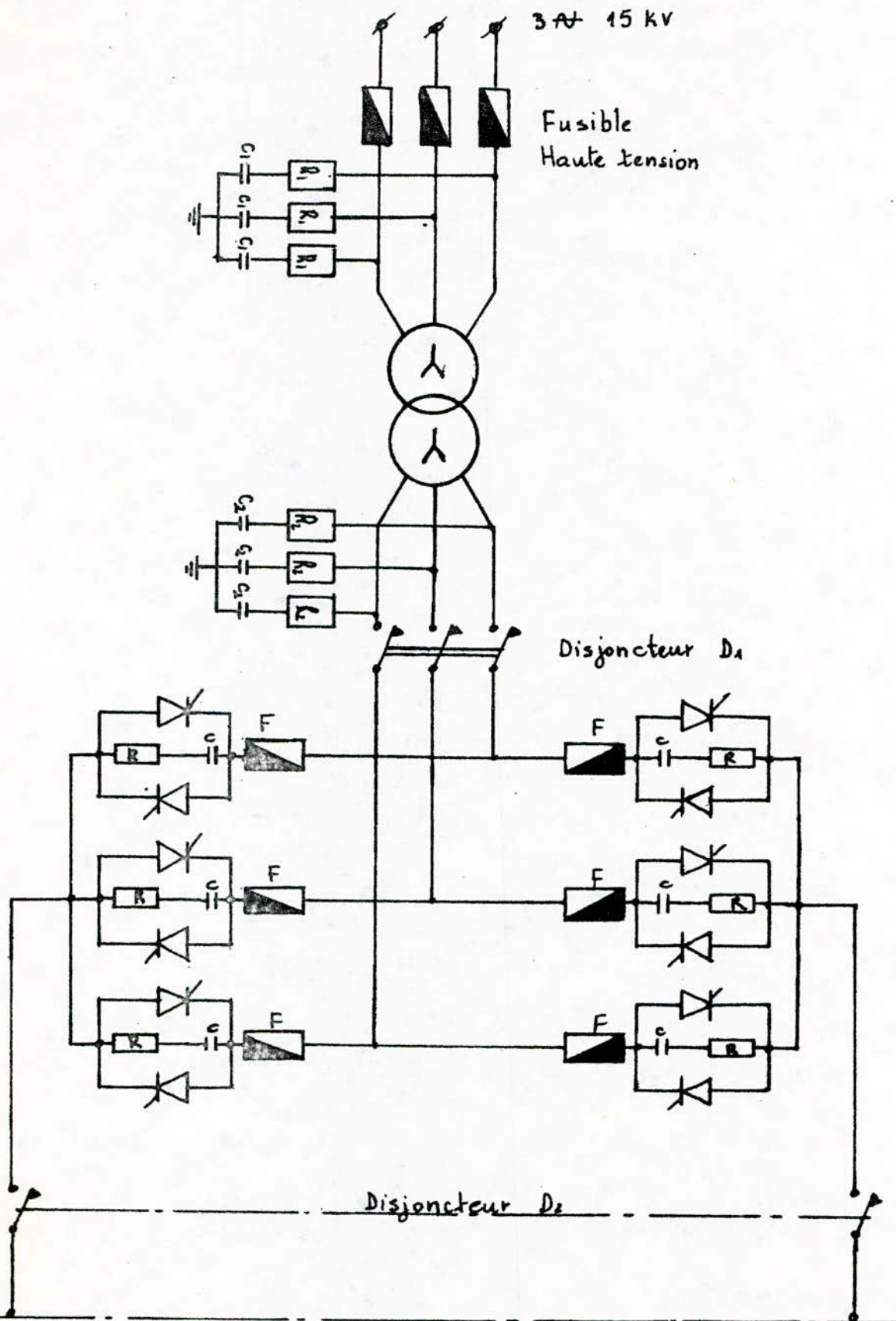


fig. 5-5
caractéristique
de protection
coordonnée

- Zône ①: les surcharges sont supérieures à $5 I_n$ mais leurs durées sont inférieures à 10 ms
(protection assurée par les fusibles)
- Zône ②: surcharges entre 2 et $5 I_n$ mais de durée plus longue < 50 ms
(protection assurée par disjoncteur à déclenchement magnétique)
- Zône ③: surcharges faibles mais persistantes (< 15).
(protection assurée par disjoncteur à déclenchement thermique)

Autres précautions :

- prévoir une temporisation pour le déblocage des régulateurs et des impulsions lors de la mise sous tension.
- pouvoir supprimer les impulsions si c'est nécessaire (chap. II, § 3)



(fig. 5-6) Schéma global de la protection (pour un seul pont)

C-REGULATION

On voudrait assurer une régulation stable, rapide, sans dépassements, de la vitesse du moteur. Celle-ci se fera exclusivement par action sur la tension d'alimentation d'induit.

Ce type de régulation à la souplesse du système Ward-Léonard. Elle est plus rapide, plus précise car elle utilise des éléments semi-conducteurs.

1) TRANSMITTANCE du moteur:

Les équations électrique et mécanique du moteur sont:

$$\left\{ U_d = R_a \cdot I_d + L_a \frac{dI_d}{dt} + k \Omega \quad (5-c-1)$$

$$\left\{ J \frac{d\Omega}{dt} = k I_d - f \cdot \Omega - C_r$$

R_a, L_a : résistance et inductance du moteur

U_d, I_d : tension et courant d'induit du moteur

Leurs transformées de Laplace:

J : moment d'inertie de l'ensemble tournant

$$\left\{ \begin{aligned} R_a \cdot I_d + L_a \cdot p \cdot I_d &= U_d - k \Omega \\ J \cdot p \cdot \Omega - f \cdot (\Omega) &= k I_d - C_r \end{aligned} \quad (5-c-2)$$

f : coefficient de frottement

Les variables à réguler sont:

$$\left\{ \begin{aligned} \Omega &= (k \cdot I_d - C_r) \cdot \frac{1/f}{1 + \frac{J}{f} p} \\ I_d &= (U_d - k \Omega) \cdot \frac{1/R_a}{1 + \frac{L_a}{R_a} \cdot p} \end{aligned} \quad (5-c-3)$$

On pose: $\frac{L_a}{R_a} = T_e$ constante de temps électrique.

$\frac{J}{f} = T_m$ constante de temps mécanique.

la constante de temps mécanique est supérieur à celle électrique.

$$\begin{cases} \Omega = (K \cdot I_d - C_r) \cdot \frac{1/f}{1 + T_m \cdot p} \\ I_d = (U_{d\alpha} - \Omega) \cdot \frac{1/R_a}{1 + T_e \cdot p} \end{cases} \quad (5-c-4)$$

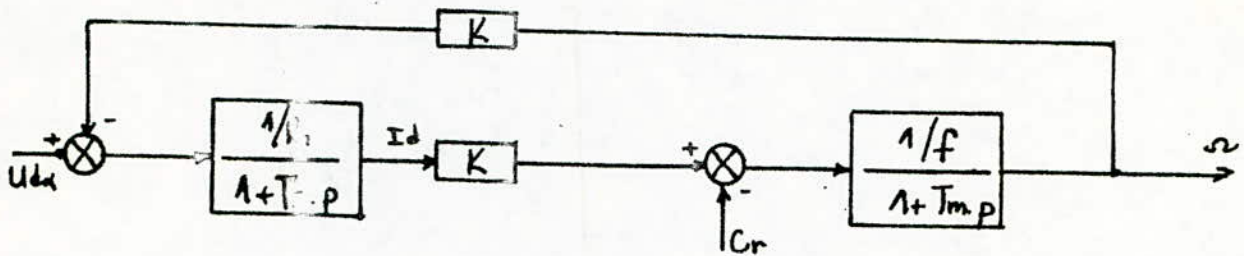


fig. 5-7 Schéma synoptique de la transmittance du moteur

* contraintes :

Limitation du courant absorbé par le moteur et son gradient di/dt .
Lors des accélérations de régime, le moteur doit développer un couple important d'où absorption d'un courant qui peut dépasser la valeur admissible.

Ainsi même si cette valeur n'est pas atteinte, on veillera à limiter le gradient de courant qui peut affecter thermiquement les thyristors et le collecteur du moteur.

Pour le respect de ces contraintes, on fera donc une régulation de vitesse et de courant.

2) Régulation de courant :

La régulation de courant a pour objectif de limiter le courant et son gradient.

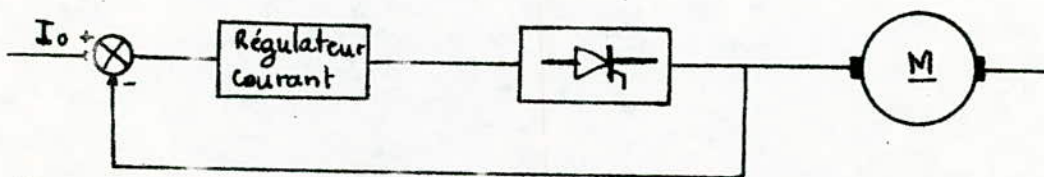


fig. 5-8 Schéma synoptique de la boucle courant.

Pour limiter le courant, il suffit de limiter la valeur de référence I_0 ; ceci en mettant un limiteur à la sortie du régulateur de vitesse. Pour limiter son gradient, il suffit de limiter l'erreur ou écart ϵ à la sortie du comparateur courant par deux diodes Zéner.

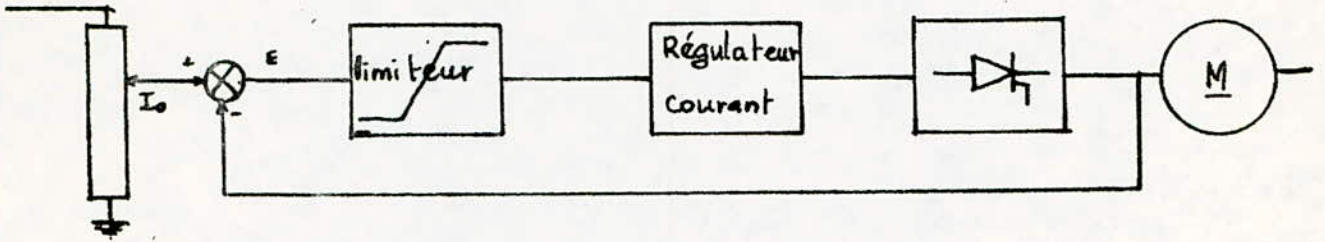


fig.5-9 boucle courant avec les limiteurs

3) Régulation en cascade:

Notre système présente deux variables; la vitesse ω et le courant I_d . ω est dite grandeur principale à asservir et I la grandeur secondaire.

Dans la régulation en cascade, chaque variable a son propre régulateur. La grandeur principale est asservie par la boucle externe. La sortie de son régulateur sert d'entrée pour le régulateur de la variable secondaire qui est asservie par la boucle interne. Cette dernière doit être deux fois plus rapide que la boucle externe.

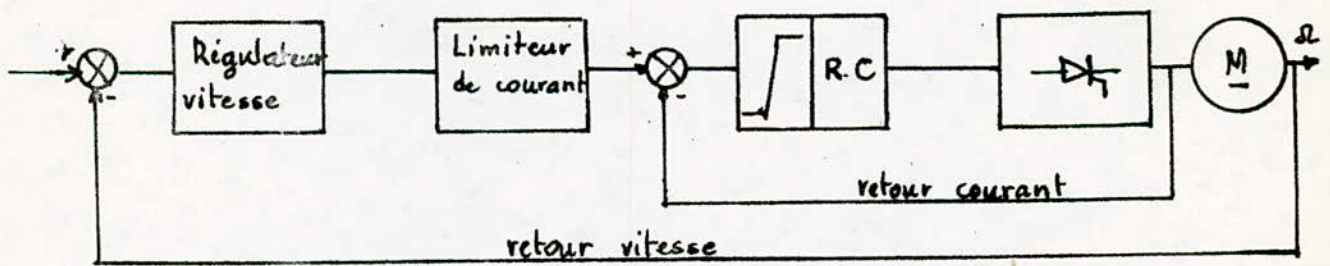


fig 5-10 Schéma synoptique de régulation de vitesse

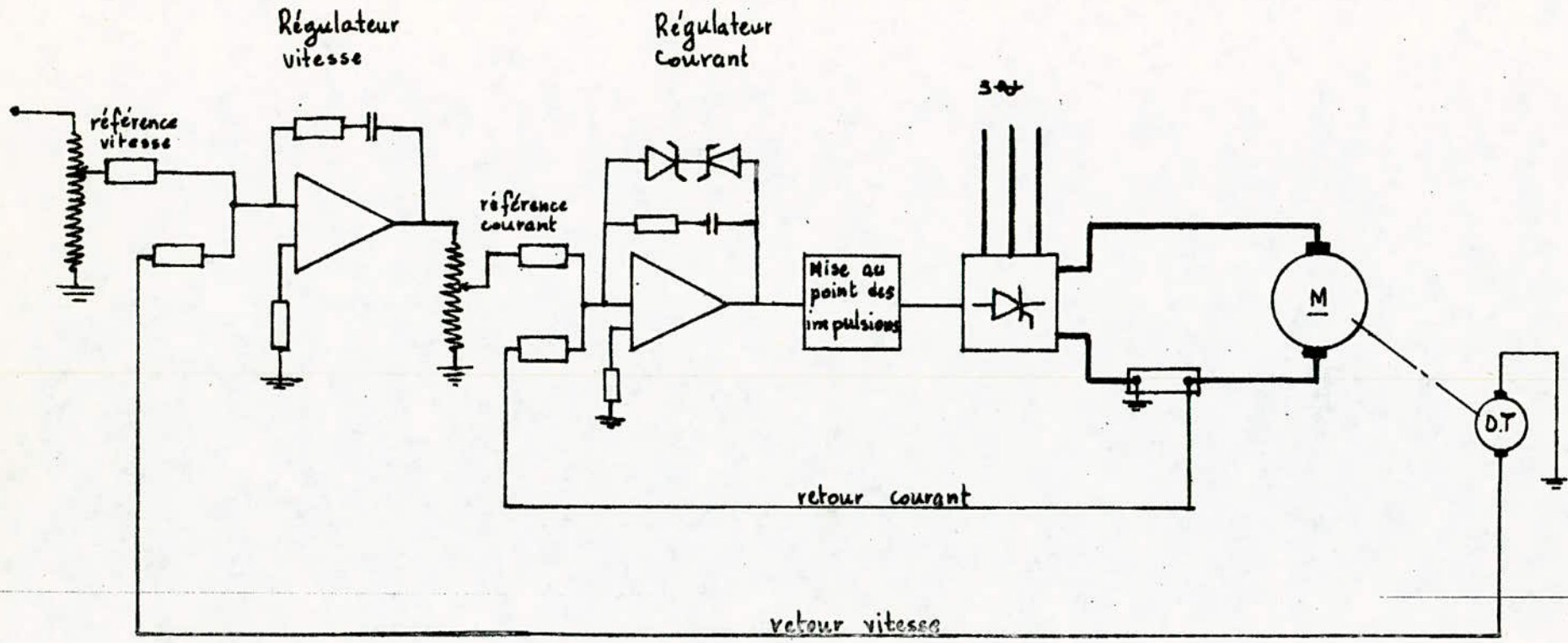


fig. 5-11 Schéma global de l'asservissement de vitesse d'un moteur à cst continu

CONCLUSION

L'alimentation par convertisseurs statiques est une méthode moderne qui, en plus de la souplesse du groupe tournant Ward-Léonard, possède :

- une plus grande précision et une rapidité dans le réglage de la tension d'alimentation.
- un rendement plus élevé.
- un encombrement moindre.

et ne nécessite pratiquement pas d'entretien.

En parallèle avec ces avantages, il existe des inconvénients tels que :

- faible facteur de puissance.
- taux d'ondulation élevé.

On y remédie respectivement par une commande particulière dite échelonnée et par l'utilisation de montages redresseurs à indice de pulsation élevé, de filtres.

La fiabilité de ce système nécessite un sur-dimensionnement en éléments redresseurs, une régulation et une commande assez élaborée.

