

UNIVERSITÉ D'ALGER

1/77

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT ELECTRICITÉ

2^{ed}

THESE DE FIN D'ÉTUDES



**GROUPE REDRESSEUR A THYRISTORS POUR
UN MOTEUR A COURANT CONTINU REVERSIBLE**

Proposée par

Dr. ING. V. STIRBU

Etudiée par

H. AMROUS

JANVIER 1977

UNIVERSITÉ D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT ELECTRICITÉ

THESE DE FIN D'ÉTUDES

**GROUPE REDRESSEUR A THYRISTORS POUR
UN MOTEUR A COURANT CONTINU REVERSIBLE**

Proposée par

Dr. ING. V. STIRBU

Etudiée par

H. AMROUS

JANVIER 1977

R E M E R C I E M E N T S

Par ce présent et modeste travail, je tiens à présenter mes vifs remerciements à Monsieur Vasile - STIRBU, qui, par sa proche collaboration, m'a permis de réaliser ce sujet.

Je tiens également à remercier tous les professeurs qui ont contribué de loin ou de près à ma formation.

Et que Messieurs PASSOT et TINEL de la société Brown Boveri et les agents de la bibliothèque de SONELGAZ trouvent ma sincère reconnaissance pour l'apport considérable en documentation.

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

I N T R O D U C T I O N	1
C H A P I T R E P R E M I E R - Moteur à courant continu	3
I.1 - choix du moteur	3
I.2 - Alimentation du moteur d'entraînement	4
I.3 - Structure générale du moteur	4
I.4 - Régulation du moteur	5
I.5 - Principes de variation de vitesse	5
I.6 - Fonction de transfert	11
C H A P I T R E I I - <u>CONVERTISSEUR ALTERNATIF → CONTINU</u>	
II.1 - Bloc redresseur	13
II.2 - Convertisseurs triphasés	13
II.3 - Etude des montages réversibles	15
C H A P I T R E I I I . 1 - <u>TRANSFORMATEUR - REDRESSEUR</u>	
III.1 - Détermination des paramètres du groupe	32
III.2 - Facteur de déphasage	40
III.3 - Courant de court-circuit	41
III.4 - Chute de tension du groupe transformateur-redresseur	46
III.5 - Pertes et rendement	52

CHAPITRE IV - <u>PERTURBATIONS - PROTECTION</u>	56
IV.1 - Perturbations essentielles	56
IV.2 - Facteur de puissance	56
IV.3 - Surintensité	57
IV.4 - Courts - circuits	61
IV.5 - Surtensions	62
IV.6 - Harmoniques	65

CHAPITRE V - <u>DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES D'UN GROUPE TRANS-</u> <u>FORMATEUR - REDRESSEUR</u>	
V.1 - Exemple de laminoirs réversibles avec thyristors de puissance	68
V.2 - Caractéristiques générales	69

CONCLUSION	85
------------------	----

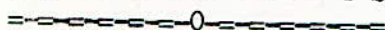
BIBLIOGRAPHIE CHRONOLOGIQUE	86
-----------------------------------	----

ANNEXE	87
--------------	----

NOTES DU TABLEAU UTE

(Extrait de la norme N F C 53 220)

R E M E R C I E M E N T S



Par ce présent et modeste travail, je tiens à présenter mes vifs remerciements à Monsieur Vasile - STIRBU, qui, par sa proche collaboration, m'a permis de réaliser ce sujet.

Je tiens également à remercier tous les professeurs qui ont contribué de loin ou de près à ma formation.

Et que Messieurs PASSOT et TINEL de la société Brown Boveri et les agents de la bibliothèque de SONELGAZ trouvent ma sincère reconnaissance pour l'apport considérable en documentation.

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

INTRODUCTION	1
CHAPITRE PREMIER - Moteur à courant continu	3
I.1 - choix du moteur	3
I.2 - Alimentation du moteur d'entraînement	4
I.3 - Structure générale du moteur	4
I.4 - Régulation du moteur	5
I.5 - Principes de variation de vitesse	5
I.6 - Fonction de transfert	11
CHAPITRE II - <u>CONVERTISSEUR ALTERNATIF à CONTINU</u>	
II.1 - Bloc redresseur	13
II.2 - Convertisseurs triphasés	13
II.3 - Etude des montages réversibles	15
CHAPITRE III.1 - <u>TRANSFORMATEUR - REDRESSEUR</u>	32
III.1 - Détermination des paramètres du groupe	32
III.2 - Facteur de déphasage	40
III.3 - Courant de court-circuit	41
III.4 - Chute de tension du groupe transformateur-redresseur	46
III.5 - Pertes et rendement	52

CHAPITRE IV - <u>PERTURBATIONS - PROTECTION</u>	56
IV.1 - Perturbations essentielles	56
IV.2 - Facteur de puissance	56
IV.3 - Surintensité	57
IV.4 - Courts - circuits	61
IV.5 - Surtensions	62
IV.6 - Harmoniques	65

CHAPITRE V - <u>DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES D'UN GROUPE TRANS-</u> <u>FORMATEUR - REDRESSEUR</u>	
V.1 - Exemple de laminoirs réversibles avec thyristors de puissance	68
V.2 - Caractéristiques générales	69

CONCLUSION	85
BIBLIOGRAPHIE CHRONOLOGIQUE	86
ANNEXE	87
NOTES DU TABLEAU UTE	

(Extrait de la norme N F C 53 220)

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

Les entrainements à vitesse variable pour les différentes machines de l'industrie prennent une importance de plus en plus grande, les conditions techniques exigées de ces entrainements devenant en même temps de plus en plus sévères.

En principe, il est possible de faire varier la vitesse de n'importe quel moteur électrique lorsque l'on peut faire varier la grandeur électrique (grandeur de réglage) qui détermine la vitesse de rotation du moteur. Il faut pour cela intercaler entre le réseau triphasé et le moteur un système de réglage. Comme système de réglage, on employait naguère des machines tournantes branchées en convertisseurs tels que les groupes Wards-Léonard.

Depuis plusieurs années, on dispose des éléments semi-conducteurs de l'électronique de puissance, tels que les thyristors au silicium et les triacs, à l'aide desquels on peut réaliser des convertisseurs statiques qui présentent du point de vue technique de nombreux avantages par rapport aux systèmes de réglage classiques.

Le choix du moteur d'entrainement dépend des caractéristiques recherchées et des conditions d'emploi, par exemple: la puissance, la vitesse maximale, la plage de réglage de la vitesse, le couple résistant en fonction de la vitesse, les performances requises, les conditions de démarrage, de freinage, de réversibilité, l'environnement, les possibilités d'entretien, les conditions provenant du réseau d'alimentation, la masse, d'encombrement et naturellement le coût d'investissement et d'exploitation.

Nous avons examiné les possibilités de réglage de la vitesse et l'inversion du sens de marche du moteur à courant continu :

- en agissant sur le flux d'excitation
- ou en faisant varier la tension d'induit.

Comme il existe des perturbations, il serait utile de prévoir des moyens de limitation et de protection contre ces effets, car ils revêtent une grande importance dans le choix des caractéristiques des redresseurs à thyristors.

En fin, un exemple de détermination des caractéristiques d'un groupe transformateur-redresseur a été traité; cet exemple se rapporte à un laminoir réversible avec thyristors de puissance.

- Moteur à courant continu -

I. 1 - Choix du moteur

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

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

- Pour une application donnée, il faut choisir un moteur dont les caractéristiques conviennent à celles de la charge, au régime nominal et en surcharge.

Il faut tenir compte :

- Du couple à transmettre;

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

- Des harmoniques que contient le courant, qui ont pour effet d'augmenter le courant efficace du moteur, et donc de le surdimensionner pour une puissance utile égale;

- Des gradients de courant qui peuvent être nécessaires pour obtenir les performances spécifiées et qui ont une influence sensible sur la commutation du moteur.

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

- Le choix de la vitesse de base et de la tension d'alimentation dépend essentiellement de la puissance considérée; ces grandeurs sont limitées pour des raisons technologiques telles que la tenue mécanique ou la commutation du collecteur. Il existe d'ailleurs une certaine normalisation dans ce domaine.

- Le surcouple (I_{max} / I_n) varie aussi suivant les cas. On trouve généralement un coefficient compris entre 1,5 et 3.

- La commande à vitesse continuellement variable du moteur à courant continu sera réalisée par un convertisseur alternatif/ continu à commande de phase.

- Le moteur est à excitation séparée (cas le plus général).

I.2 - Alimentation du moteur d'entraînement

Vu leur bon rendement, leur comportement dynamique excellent, leur entretien nul et leurs coûts de montage réduits, seuls des unités à thyristors entrent aujourd'hui pratiquement en ligne de compte pour l'alimentation des moteurs d'entraînement.

Les redresseurs pour des puissances importantes, et en raison des courants importants, la mise en parallèle de plusieurs thyristors est à prévoir. Leurs couplages sont choisis en tenant compte des considérations suivantes : dans le circuit principal du moteur, le sens du couple doit au moins momentanément pouvoir être inversé, car le couple des machines d'entraînement peut être de signe différent pendant les diverses périodes de travail (accélération, vitesse de travail, freinage). Dans le cas des laminoirs réversibles par exemple, il faut de plus pouvoir inverser le sens de marche; c'est le cas de notre moteur.

I.3 - Structure générale du moteur

Le moteur, dimensionné par des conditions de fonctionnement sévères, imposée par la charge réversible (exemple d'un laminoir) a les caractéristiques suivantes.

Puissance active	4000 KW
Tension nominale	970 V
Vitesse de base	55 tr/mn
Couple nominal	71 M.t

Dans tout le domaine de vitesse, le moteur peut être surechargé à 150 % pendant une courte durée, autrement dit il peut, pendant une courte durée, admettre une charge égale à 2,50 fois sa charge nominale.

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

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

Pour limiter les courants de court-circuit pouvant apparaître dans le circuit d'induit, on a prévu un système de protection.

L'enroulement de champ du moteur est alimenté par un redresseur à semi-conducteurs, équipé de thyristors.

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

I. 4 - Régulation du moteur

Pour effectuer un certain travail avec des performances données, le système doit être asservi. Il y a trois raisons de se servir de la commande rétro-action. Tout d'abord, c'est le moyen le plus commode de réaliser les relations désirées entre entrée et sortie. Ensuite, elle permet de compenser, de façon interne, les imprécisions et les dérives des caractéristiques des composants du système. Enfin et c'est ordinairement le point que l'on considère comme le plus important, tout au moins au point de vue de l'exploitant, elle minimise les effets des perturbations qui, nées hors du système, en affectent la sortie.

Cette régulation englobe les fonctions principales suivantes:

- Régulation de la tension par la surveillance de la tension d'induit qui est maintenue à sa valeur nominale dans le domaine d'affaiblissement du champ,

- Régulation du courant pour respecter le courant du moteur maximal admissible, fixé à ~~2,50~~ 2,5 fois le courant nominal.

- Régulation de vitesse, superposée à la régulation de courant.

I. 5 - Principes de variation de vitesse

Le moteur à courant continu est utilisé dans la plupart des applications industrielles. C'est généralement lui qui entraîne les machines de production (papeteries, textiles, câbleries, engins de levage, ect...) ou les machines outils qu'on désire automatiser.

Le petit moteur à courant continu est très utilisé aussi comme servomoteur en tant qu'élément d'une chaîne d'asservissement. Sa souplesse de fonctionnement est bien connue des électriciens.

L'induit et l'inducteur du moteur à excitation séparés sont alimentés par des groupes convertisseurs alimentés par le réseau triphasé alternatif et commandés par une grandeur asservie.

Le réglage de la vitesse du moteur à excitation séparée, pour un couple résistant déterminé, peut se faire :

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

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

Les équations de base de fonctionnement du moteur à courant continu sont: (en négligeant la réaction magnétique d'induit $hm=0$)

$$\begin{cases} U_2 = E_2 + R_2 I_2 \\ E_2 = k \Omega \phi \\ r_e = R \phi I_2 \end{cases}$$

$$\text{avec } \begin{cases} R = \frac{p}{a} \cdot \frac{n_2}{2\pi} \\ R \phi = M_0 I_1 \end{cases}$$

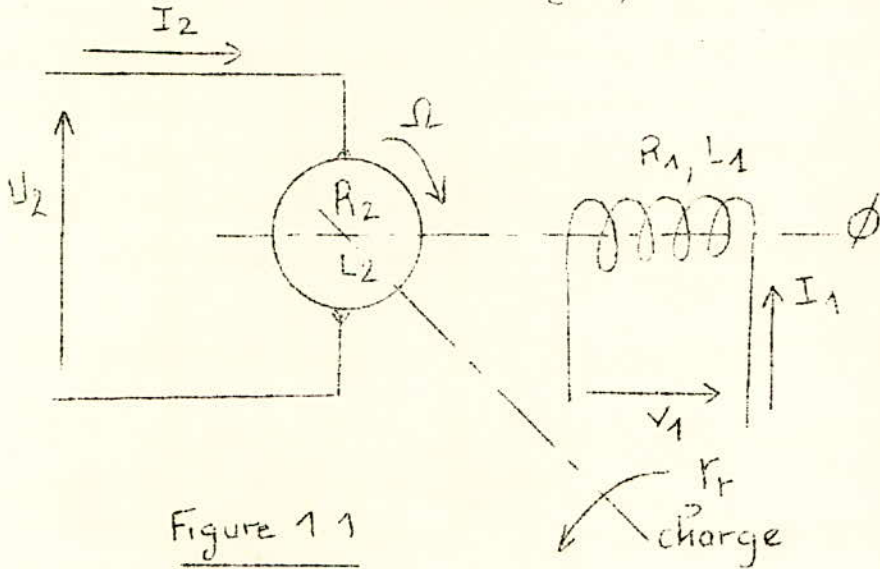


Figure 1 1

M_0 : étant la mutuelle inductance de rotation en régime linéaire

E_2 : f. e. m à vide

Ω : vitesse angulaire en rad/sec.

r_e : couple électromagnétique en N. m

ϕ : flux résultant dans l'induit

n_2 : nombre de conducteurs actifs sur l'induit

p : nombre de paire de pôles

a : nombre de paire de voies d'enroulement

R_2 : résistance ohmique de l'induit

Ainsi pour un couple résistant r_r de la charge, le point de fonctionnement en régime établi est donné par:

$$r_m = r_r$$

$$\text{or } r_m = r_e - r_0 \neq r_e$$

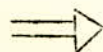
r_0 étant le couple dû aux pertes mécaniques du moteur, on a de même.

$$P_e = r_e \Omega \quad \text{et} \quad P_m = P_e - r_0 \Omega \neq P_e$$

$$P_m = r_m \Omega \quad \text{avec} \quad r_0 \Omega = P_m \text{ (pertes mécaniques)}$$

d'où les deux relations importantes du moteur à excitation séparée.

$$\Omega = \frac{U_2}{R \phi} - \frac{R_2 I_2}{R \phi}$$



$$\Omega = \frac{U_2}{k\phi} - \frac{R_2}{k^2\phi^2} r \quad (1)$$

$$P_m = r_m \cdot \Omega = U_2 I_2 - R_2 I_2^2 \quad (2)$$

avec $r_d = k\phi \left(\frac{U_2}{R_2} \right)$: Couple de démarrage

$\Omega_0 = \frac{U_2}{k\phi}$: Vitesse à vide du moteur

D'après l'équation (1), on remarque bien que la vitesse du moteur à courant continu ne peut être commandée que deux façons; en agissant sur le flux ou en faisant varier la tension d'induit.

Nous allons étudier dans chacun des cas le fonctionnement du moteur lorsqu'il travaille à son courant nominal I_{2n} .

$$I_2 = I_{2n} = c$$

a) Réglage de la vitesse par variation du courant inducteur.

A tension d'induit nominale et constante, on pose : $\phi = \bar{k}_1 \hat{\phi}_n$
 \bar{k}_1 étant le paramètre du flux d'excitation tel que

$$\frac{1}{2} \leq \bar{k}_1 < 1$$

La limite inférieure de \bar{k}_1 dépend du taux de désexcitation maximal admissible pour le moteur.

L'expression couple-vitesse devient

$$r_m = k_1 r_{dn} - k_1^2 \frac{r_{dn}}{\Omega_{on}} \quad (3)$$

Les courbes $r_m(\Omega)$ forment une famille de droites à ordonnées variables et pentes variables (Figure 12).

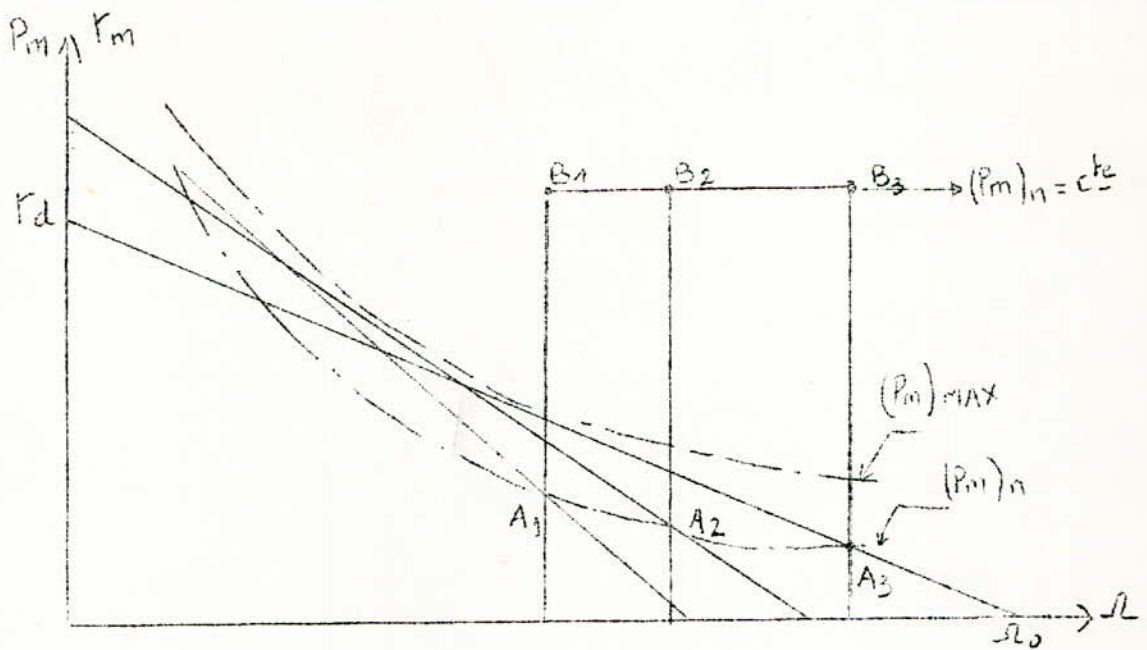


Figure 12

Toutes ces droites admettent comme enveloppe l'hyperbole de puissance utile maximale:

$$(P_m)_{\text{MAX}} = r_m s = \frac{U_{2n}^2}{4R_2} \quad \text{obtenue pour } I_2 = \frac{U_{2n}}{2R_2}$$

En réalité, la puissance utile maximale normalement utilisable, correspond au courant nominal du moteur:

$$I_2 = I_{2n} \quad \text{d'où} \quad (P_m)_{\text{max}} = (P_m)_n = U_{2n} I_{2n} - R_2 I_{2n}^2$$

Ces points se trouvent sur une hyperbole qui coupe la famille de droites aux points A_1 correspondant au courant nominal.

A ces points limites A_1 du couple, correspondent les points B_1 de la puissance mécanique qui est constante.

Il s'agit donc d'un fonctionnement à puissance mécanique constante.

Il est important de noter qu'un moteur doit toujours demander au réseau un courant élevé, pendant son démarrage, pour lui permettre de porter à la vitesse nominale toutes les masses initialement au repos. Dans ces conditions, en vertu de la relation du couple ($r = k_p \beta i$), on a toujours intérêt à appliquer le flux maximal lors du démarrage. Ensuite dès que la vitesse maximale est atteinte, on réduit le flux. Ainsi on obtient les caractéristiques qui se déplacent parallèlement à elles-mêmes. Le réglage est assez bon du point de vue technique et économique, et le rendement du moteur n'est pas modifié. Toutefois, il y a lieu de noter les inconvénients suivants:

1) Avec ce procédé on ne peut qu'augmenter la vitesse du moteur par rapport à sa vitesse nominale;

2) Pour que le couple moteur $\Gamma_m = k I_2 \phi$ garde une valeur suffisante compatible avec une intensité I_2 admissible, on est limité du côté des grandes vitesses donc à faible flux;

3) du fait de la saturation du circuit magnétique, le domaine de variation de la vitesse Ω par action du flux ϕ est assez limité vers les basses vitesses.

En raison de tous ces inconvénients, le réglage du moteur se fera par la tension d'induit.

b) Réglage de la vitesse par variation de la tension d'induit.

Le flux étant fixé à sa valeur nominale (en pratique maximale) on agit sur la tension d'induit à l'aide du convertisseur. Ce mode de réglage est satisfaisant du point de vue technique, car il offre, avec beaucoup de souplesse, une grande gamme de réglage de vitesse, (1 à 100 ou 1 à 1000 et plus) suivant les performances des éléments constituant le système (convertisseur régulateur et moteur).

Il est également satisfaisant sur le plan économique, car aucune énergie n'est gaspillée (absence de rhéostat). Le rendement demeure voisin du rendement nominal du moteur.

A excitation constante et nominale, on

$$U_2 = k_2 \cdot U_{2n}$$

k_2 étant le paramètre de la tension U_2 tel que $0 \leq k_2 \leq 1$

L'expression couple-vitesse devient :

$$\Gamma_m = k r_{dn} - \left(\frac{r_{dn}}{\Omega_{0n}} \right) \Omega \quad (4)$$

avec $r_{dn} = k \phi \frac{U_{2n}}{R_2}$
 $\Omega_{0n} = U_{2n} / k \phi$ $k = 1$

Les courbes $\Gamma_m (\Omega)$ forment une famille de droites à pente constante (figure 1.3) et limitées par la droite à couple constant:

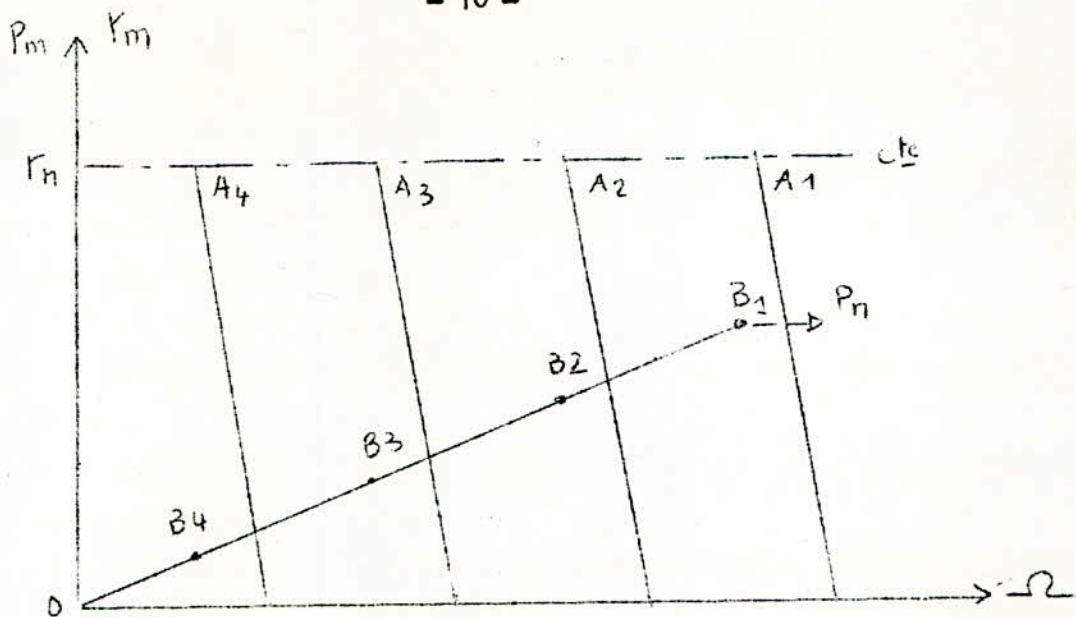


Figure 13

A ces points limites A_i du couple, correspondent les points B_i de la puissance mécanique qui est proportionnelle à la vitesse :

$$P_m = r_n \Omega = U_{2n} I_{2n} - R_2 I_{2n}^2$$

Dans ce mode de fonctionnement, à intensité constante et flux constant, le couple moteur est constant et la puissance proportionnelle à la vitesse.

c) Conclusion

à $I_{2n} = ct$

- P_u est constante quand Ω varie par action sur ϕ à $U = cte$
- T_m est constant quand Ω varie par action sur U à $\phi = ct$

Ces deux cas résumés sur la figure 14

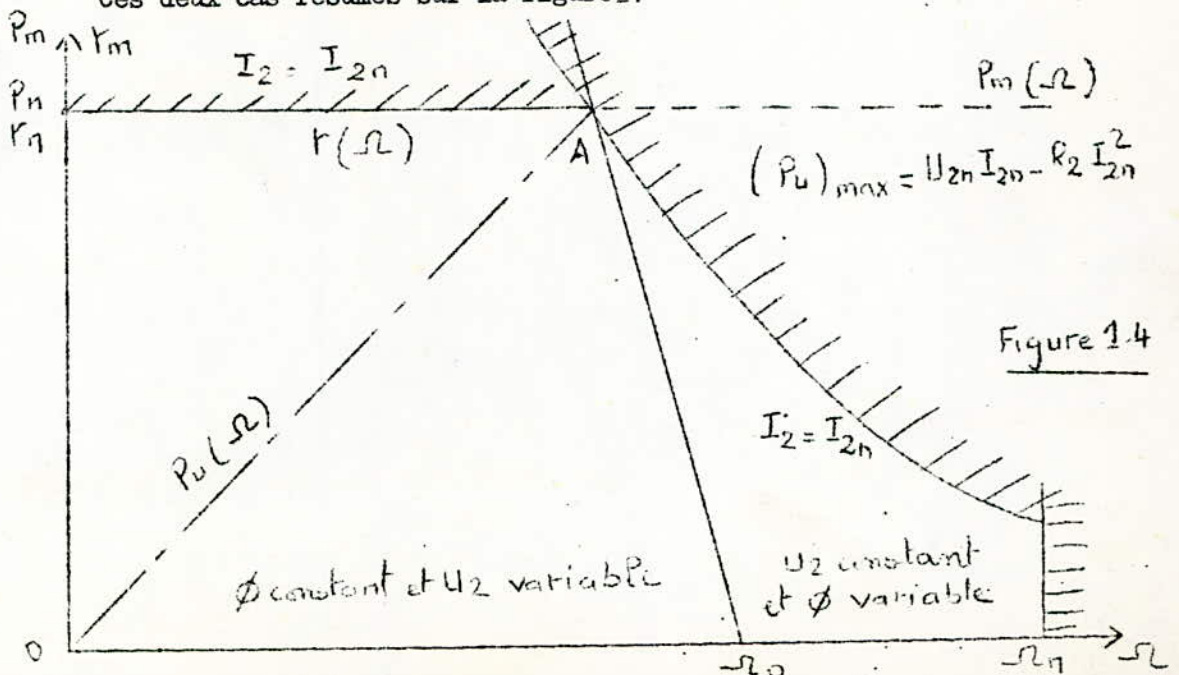


Figure 14

I.6- Fonction de transfert

Les équations de fonctionnement du moteur en régime variable et linéaire, sont:

$$V_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt}$$

$$V_2 = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_0 \Omega I_1$$

$$M_0 i_1 i_2 = J \frac{d\Omega}{dt} + \Gamma_r (t)$$

J étant le moment d'inertie total des pièces en mouvement

$$J = J_1 + J_2 \quad \text{avec} \quad \begin{cases} J_1 = \text{moment d'inertie du moteur} \\ J_2 = \text{moment d'inertie de la charge entraînée.} \end{cases}$$

Si l'on considère les paramètres qui régissent l'ensemble moteur plus charge entraînée, nous avons:

- la tension d'induit V_2 du moteur
- la tension appliquée à l'inducteur V_1
- le couple résistant de la charge Γ_r
- la vitesse angulaire Ω qui est la grandeur réglée.

En nous plaçant dans le cas du réglage de la vitesse par variation de la tension d'induit V_2 à excitation I_1 constante, il nous reste les trois paramètres: V_2 , Γ_r et Ω .

La vitesse Ω étant la grandeur réglée, les deux autres à savoir la tension d'induit V_2 et le couple Γ_r , constituent les perturbations possibles du système.

On a ainsi les équations en régime transitoire:

$$\begin{cases} V_2 = R_2 (1 + p T_2) i_2 + k \Omega \\ k i_2 = J_p \Omega + \Gamma_r \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{en posant } k = M_0 I_1 \\ \text{et } T_2 = \frac{L_2}{R_2} \end{array} \quad (5)$$

Si on considère de petites variations autour d'une valeur de régime établi, on peut passer aux différences finies:

$$\begin{cases} \Delta V_2 = R_2 (1 + p T_2) \Delta i_2 + k \Delta \Omega \\ k \Delta i_2 = J_p \Delta \Omega + \Delta \Gamma_r \end{cases} \quad (6)$$

Soit en éliminant la variable courant :

$$L(\Omega) = \frac{1}{1 + p T_{em} + p^2 T_2 T_{em}} \left\{ \frac{L(V_e)}{R} - \frac{R_2(1 + p T_2)}{R^2} L(r_r) \right\} \quad (7)$$

Avec la constante de temps électromécanique

$$T_{em} = \frac{J R^2}{R_2}$$

Les équations (5) traduisent le schéma fonctionnel du moteur suivant figure (15) :

A partir d'une certaine puissance supérieure à 5 KW, il n'est pas possible, en régime transitoire, de se désintéresser du courant d'induit i_2 du moteur, ainsi nous aurons la plupart du temps à tenir compte des contraintes sur le courant. C'est pourquoi, il faut connaître aussi la fonction de transfert du courant par rapport aux deux perturbations Δr_r et ΔV_2

Des équations (5) nous tirons en éliminant la vitesse :

$$L(I_2) = \frac{1}{1 + p T_{em} + p^2 T_2 T_{em}} \left\{ \frac{p T_{em}}{R_2} L(V_e) + \frac{1}{R} L(r_r) \right\} \quad (8)$$

Ordre de grandeur des constantes de temps :

T_2 : varie entre 0,05 et 0,5 seconde

T_{em} : varie entre 0,1 et 1 seconde

Les relations (7) et (8) montrent que le moteur à courant continu en boucle ouverte se comporte comme un système linéaire du second ordre avec les deux constantes de temps T_{em} et T_2 .

Avec l'amortissement $\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_{em}}{T_2}}$

La pulsation propre $\Omega_n = \frac{1}{\sqrt{T_2 \cdot T_{em}}}$

et la pseudo-période $\Omega_0 = \Omega_n \sqrt{1 - \xi^2} = \Omega_n \sqrt{\frac{4 T_2 - T_{em}}{4 T_2}}$

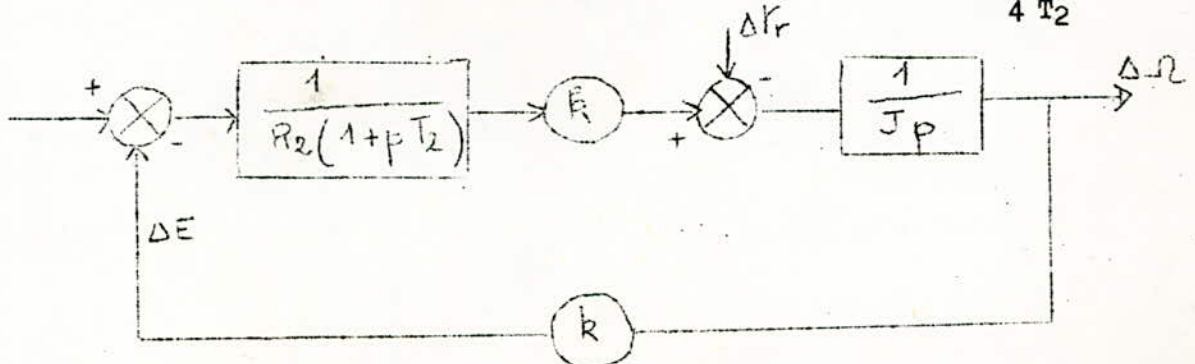


Figure 15

Convertisseur Alternatif / Continu

II.1- Bloc redresseur

Description: C'est une unité comprenant un ou plusieurs blocs de semi-conducteurs et transformateur avec tous les accessoires nécessaires de manière à convertir l'énergie.

Lorsque l'énergie va du réseau vers le moteur, le convertisseur fonctionne en redresseur, en sens inverse il fonctionne en onduleur.

II.2- Convertisseurs triphasés

Il y a quelques années, le pont mixte était très utilisé pour des puissances moyennes (jusqu'à quelques centaines de kilowatts, sous 440 V moteur), cela pour des raisons économiques (moins de thyristors et de circuits de commande). En outre, la puissance réactive qu'il absorbe au réseau est inférieure à celle du pont tout thyristors. En revanche, il présente l'inconvénient de créer une ondulation triphasée de la tension redressée ce qui implique la plupart du temps d'ajouter une inductance en série avec le moteur. Ainsi l'intérêt du montage du pont mixte est moindre compte tenu de ses inconvénients, à tel point qu'il est très peu utilisé aujourd'hui en triphasé.

A) Choix du schéma de connexion

Etant donné la puissance du moteur ($P_n = 40,00 \text{ KW}$) on choisira une réaction à douze phases ($p = 12$) de manière à éliminer les harmoniques de rang 5 et 7 dans le réseau. D'autre part, à la tension 970 V se prête bien le montage Graëtz.

On utilisera le schéma dit « double Graëtz parallèle » figure (2.1) avec bobine de lissage pour lequel $g = 2$, $q = 3$ et $p = 12$.

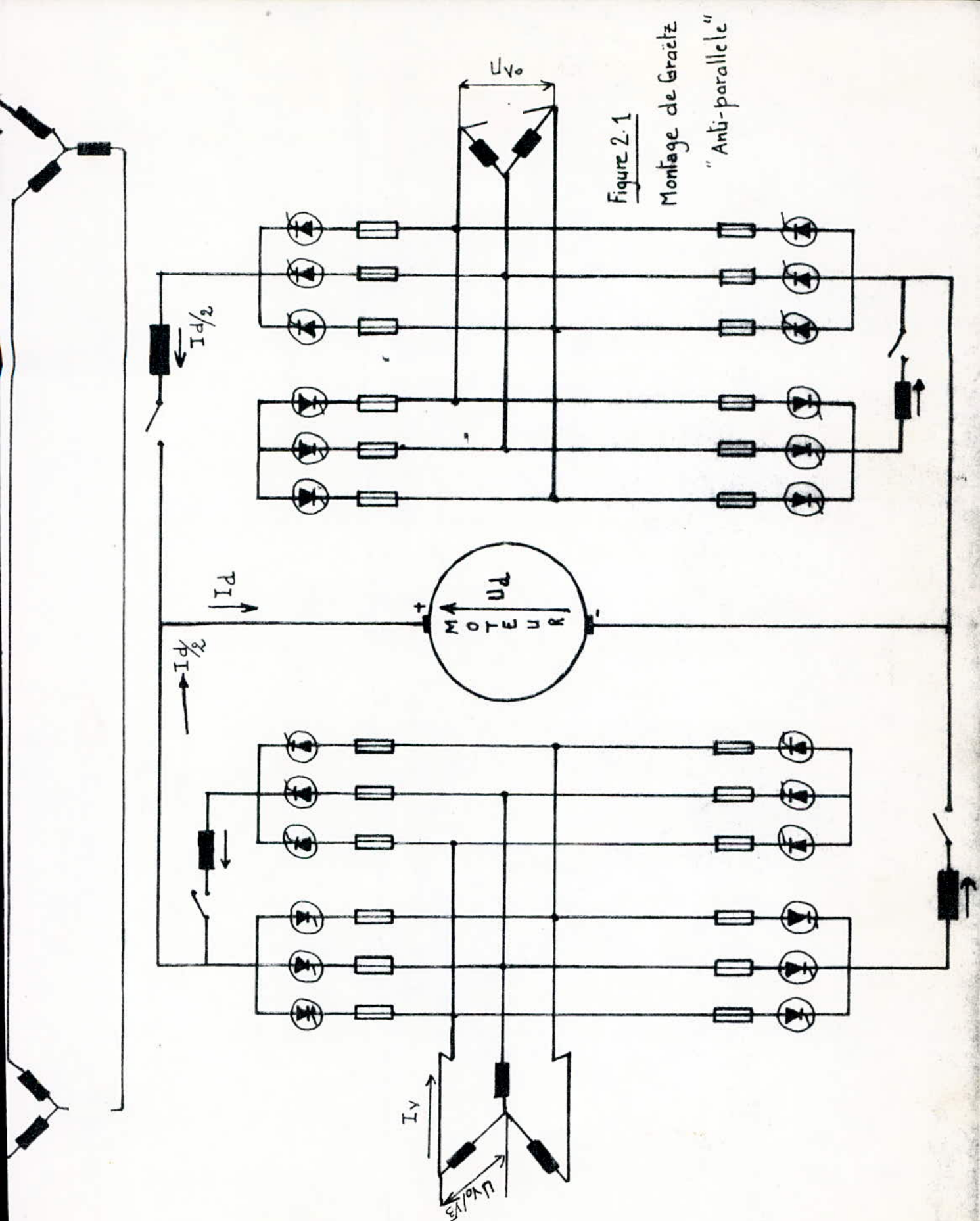


Figure 2.1

Montage de Graetz
"Anti-parallele"

(g = nombre d'ensembles des groupes commutants se partageant I_d ; q = indice de commutation; p = indice de pulsation d'un groupe redresseur complet).

Des bobines relient les deux systèmes à six phases; elles sont génératrices de tensions d'harmonique 6 et leurs dimensions sont restreintes. Elles peuvent être « mises » si la liaison de chaque ensemble à six phases au circuit continu présente une inductance suffisante.

Cependant on réalisera le primaire en demi-éléments assez découplés pour que les deux unités hexaphasées de puissance moitié (2000 KW) puissent être considérées comme séparées en cas de court-circuit interne.

Le déphasage des tensions (30°) entre les deux systèmes secondaires est obtenu avec un seul circuit magnétique comprenant:

- deux demi-primaires en parallèles alimentant: l'un un enroulement secondaire étoile, l'autre un enroulement secondaire triangle.

La commande du moteur à courant continu se fera par l'induit qui devra opérer des inversions de marche rapide et des freinages contrôlés. On utilisera un convertisseur alternatif-continu réversible ne comprenant que des thyristors. Il permet aussi l'inversion de la tension et du sens de circulation de l'énergie. Il est appelé "réversible"

B) Description d'un "réversible"

Un "réversible" est réalisé par deux groupes redresseurs unidirectionnels à deux quadrants montés en tête-bêche aux bornes du moteur.

L'ensemble ainsi formé opère suivant le diagramme de la figure 2.2. Les quadrants (1) et (3) correspondent au fonctionnement en moteur et les quadrants (2) et (4) au fonctionnement en génératrice.

II.3 Etude des montages réversibles

II.3.1 Alimentation des systèmes réversibles: montage réalisable

Nous savons qu'il y a deux méthodes pour inverser le couple électromagnétique d'une machine à courant continu; il suffit;

- soit d'inverser le flux d'excitation du moteur sans inverser le sens de circulation du courant induit I_2 .

- soit d'inverser le sens du courant d'induit sans toucher à l'excitation:

$$T_e \neq T_m = M_o I_1 I_g.$$

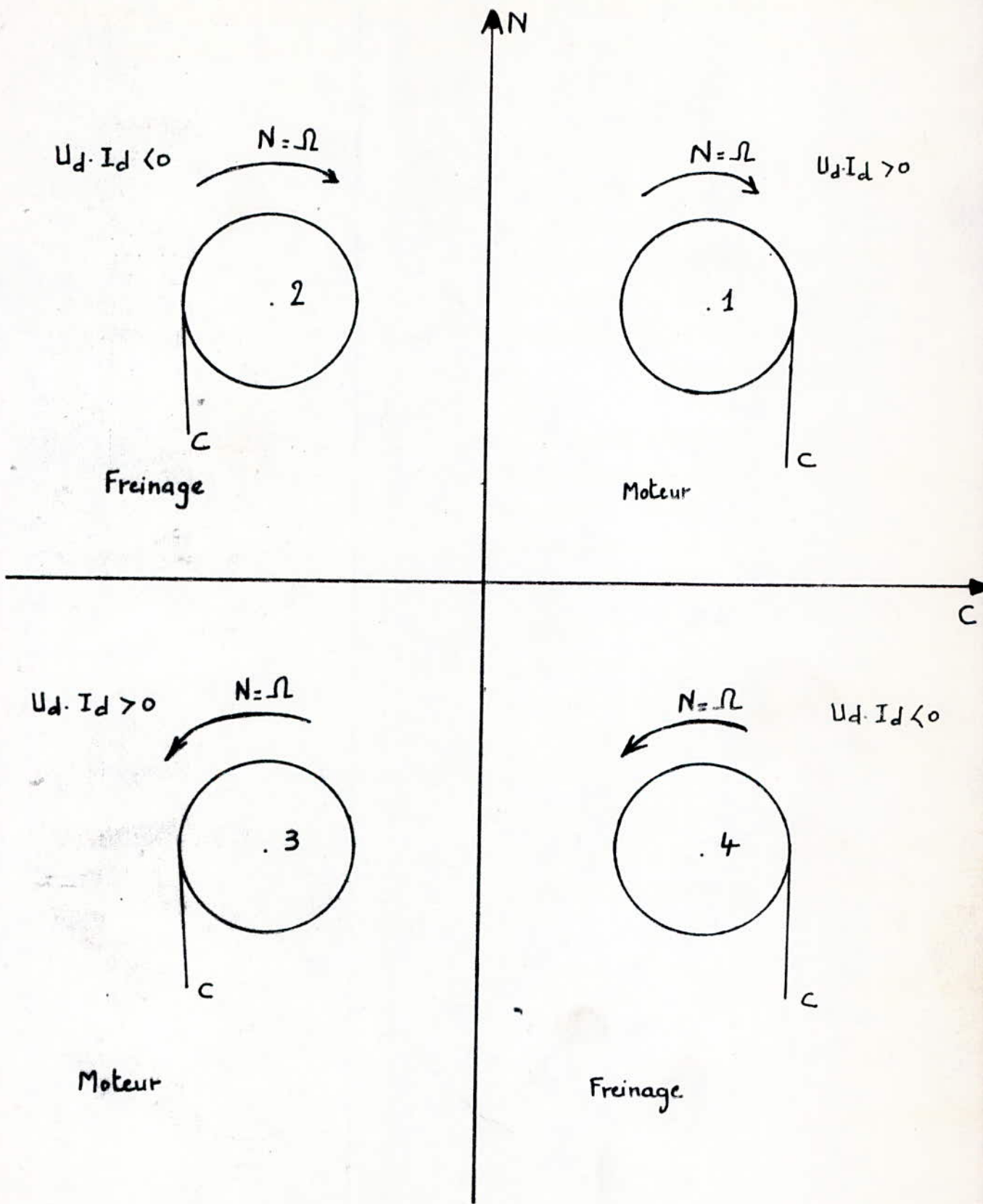


Figure 2.2 Fonctionnement d'un convertisseur réversible dans un système d'axes couple-vitesse

Si l'on rejette les systèmes d'inversion mécanique, possibles dans certains cas, il faut donc utiliser des alimentations électroniques de puissance qui présentent la possibilité d'inversion du courant et par la même, la réciprocity de l'échange d'énergie quel que soit le signe de la tension continue : ou redressée.

Or un convertisseur statique de puissance, du fait de l'unidirectionnalité du courant, ne peut travailler en onduleur que si la composante continue de la force électro-motrice redressée peut devenir négative.

On utilisera deux groupes convertisseurs statiques montés en tête-bêche de telle sorte que le courant redressé puisse circuler dans les deux sens. L'association de ces groupes peut se faire suivant deux procédés.

- 1°) Couplage en croix
- 2°) Couplage anti-parallèle

Les deux montages sont absolument équivalents quant au fonctionnement externe de puissance. Ils diffèrent seulement par le nombre de boucles offertes aux courants de circulation interne.

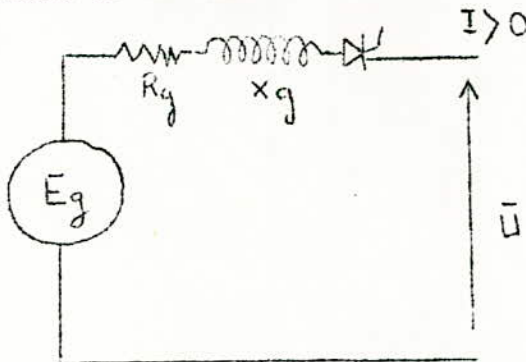
Dans le plan $U(\bar{I})$ les caractéristiques externes de l'ensemble couvrent les quatre quadrants (Figure 2.3)

$$\begin{cases} \text{courant moyen } \bar{I} > 0 \text{ pour le groupe tête (indice 1) .} \\ \text{courant moyen } \bar{I} < 0 \text{ pour le groupe bêche (indice 2) .} \end{cases}$$

Pour chaque groupe, le réseau des caractéristiques obtenues avec l'angle d'allumage α comme paramètre est limité par:

- La droite A B correspondant à $\alpha = \frac{\pi}{6}$
- La droite B C correspondant au courant maximum
- La droite C D dite « droite de garde » en fonctionnement onduleur.

En régime de conduction continue, chaque groupe est équivalent au générateur de Thévenin suivant:



$$\text{avec } E_g = E_0 \cos \alpha = \frac{3 \sqrt{6}}{\pi} \cos \alpha$$

$$R_g = 2 \rho \left(1 - \frac{3 \delta}{4 \pi} \right)$$

$$X_g = \frac{3}{\pi} \lambda \omega \rho \quad (\text{pour notre montage})$$

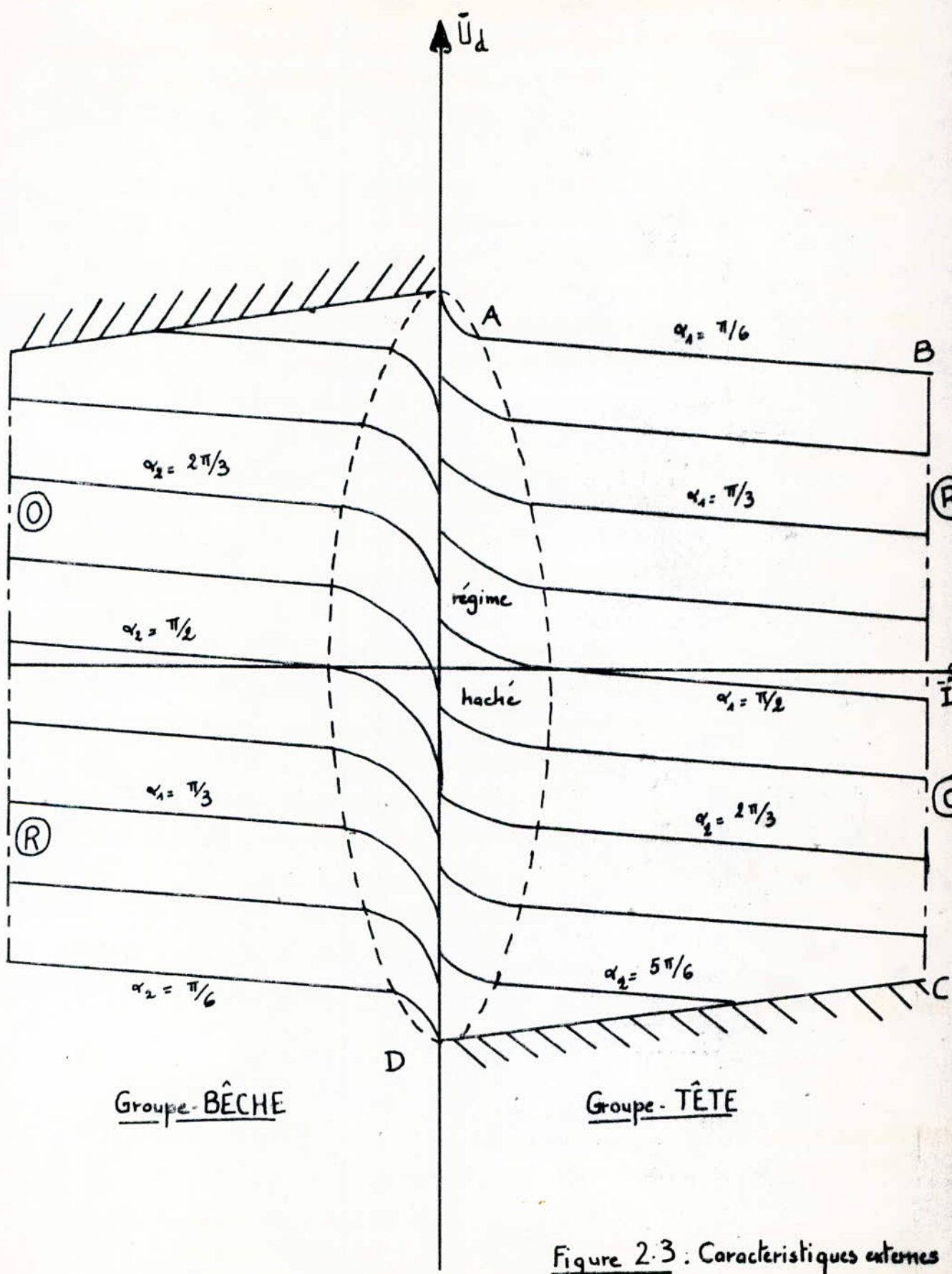


Figure 2.3 : Caractéristiques externes

- R : résistance totale par phase du transformateur ramenée au secondaire
 $\lambda \omega$: réactance de fuite totale par phase du transformateur ramenée au secondaire
 θ : angle de commutation

D'où l'équation des droites A B

$$\bar{U} = E_0 \cos \alpha - R_g \bar{I}$$

II.3.2 - Inversion de vitesse par le courant d'induit

A) Montage utilisé

Le schéma de montage pour l'inversion de vitesse par l'induit est le suivant (Figure 2.4)

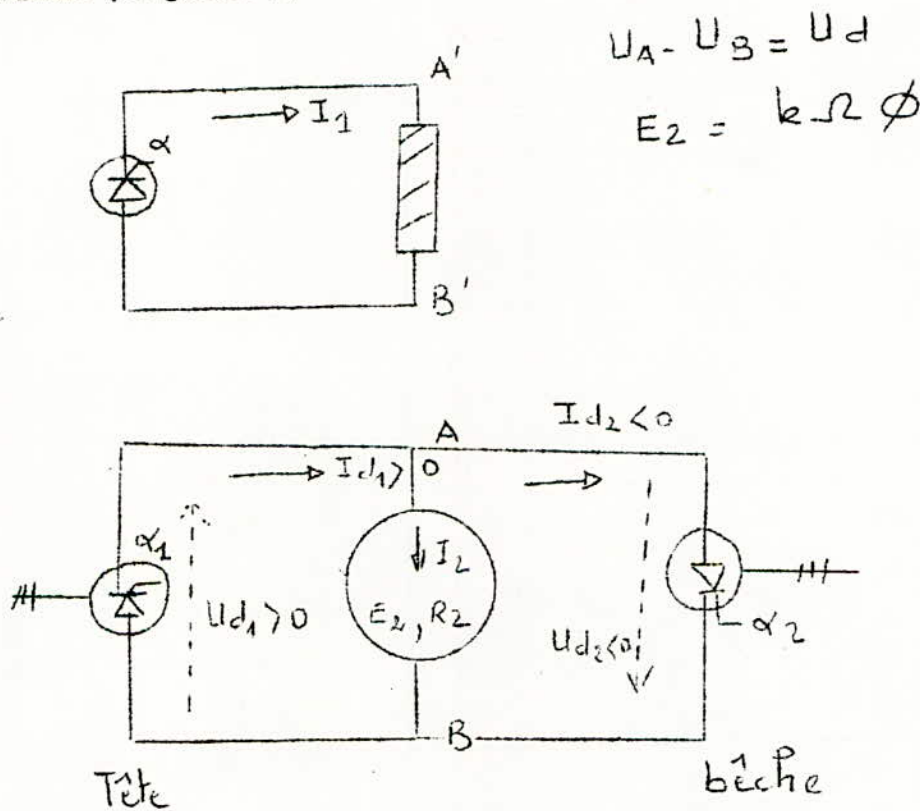


Figure 2.4

L'excitation du moteur est alimenté par un seul convertisseur statique qui fixe l'unidirectionnalité du courant inducteur que l'on maintient constant le plus souvent.

L'induit est alimenté par deux groupes convertisseurs statiques montés en tête bêche. Dans le plan $U_d (I_d)$ des valeurs moyennes, le point de fonctionnement M_1 est à l'intersection :

- d'une part de la droite en fonctionnement moteur :

$$V_A - V_B = U_d = E_2 + R_2 I_2$$

- d'autre part de la caractéristique externe $U_d (I_d)$ du groupe convertisseur en fonctionnement redresseur

$$\hat{U}_d = E_{d0} \cos \alpha_1 - R_g I_{d1}$$

En conséquence la tension redressée U_d est appliquée aux bornes du groupe convertisseur bêche n° 2 dont le point de fonctionnement M_2 (Figure 2.5) est déterminé par l'intersection de la caractéristique externe du groupe bêche en fonctionnement onduleur.

$$\text{et de la droite } \begin{cases} U_{d2} = E_{d0} \cos \alpha_2 - R_g I_{d2} \\ V_A - V_B = \hat{U}_d \end{cases}$$

L'ensemble du groupe débite un courant $(I_{d1} - I_{d2})$ point M'_1 dans le moteur.

En répétant, pour différentes valeurs du potentiel $(V_A - V_B)$ le même raisonnement, on obtient la caractéristique résultante du groupe en pointillé. Figure (2.5).

Au cas particulier où $V_A - V_B = E_0 \cos \alpha_1$ le redresseur et l'onduleur débitent respectivement des courants voisins du courant critique \bar{I}_k qui s'annule dans la charge. Tout se passe comme si un courant de circulation de valeur moyenne I_k passait entre l'onduleur et le redresseur.

On assimile ainsi la tension redressée par le groupe tête à sa valeur moyenne de potentiel égale à $(V_A - V_B)$ et cette différence de potentiel constitue la force contre - électromotrice du groupe bêche fonctionnant en onduleur et débitant un courant haché qui est le courant de circulation entre les deux groupes.

$$I_{cc} = I_k = I_{d2}$$

tandis que le courant utile dans le moteur est :

$$I_2 = I_{d1} - I_{d2}$$

En faisant abstraction pour le moment du courant de circulation, s'il existe, examinons les phases successives d'une inversion de vitesse.

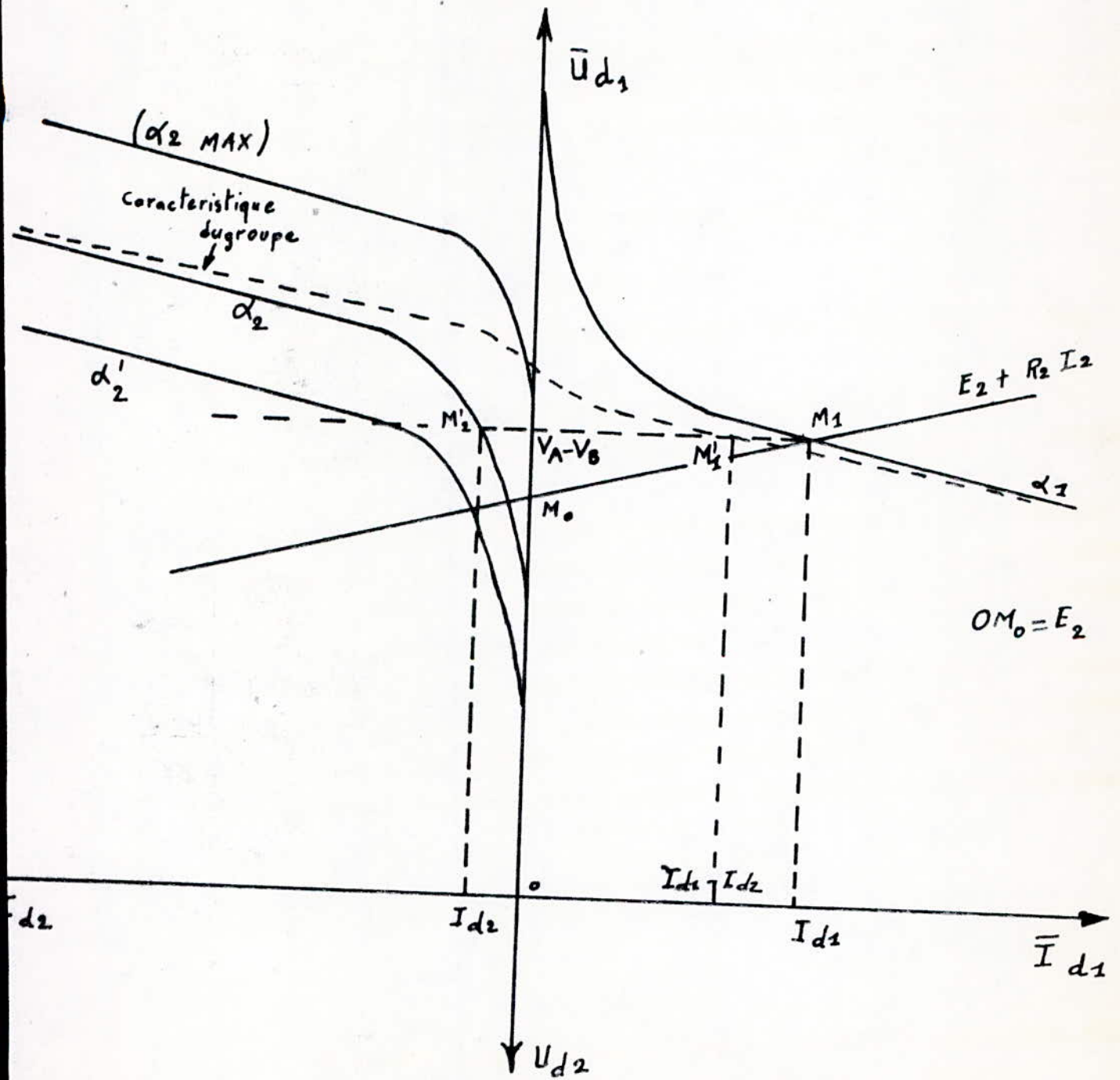


Figure 2.5

B) Présentation des différentes phases d'un cycle d'inversion

Phase 1: Nous utilisons le réseau de caractéristiques externes de la figure (2 6) et nous partons du régime de fonctionnement décrit dans le paragraphe précédent et défini par le point M_1 .

Phase 2: A l'instant t_0 (figure 2.7) arrive l'ordre d'inversion du sens de rotation, le courant s'annule dans le moteur et dans le groupe n° 1. On passe au point de fonctionnement M_0 , car $U_{d1} = E_2$. Le point de fonctionnement passe dans les caractéristiques du groupe bêche n° 2. Un courant de freinage maximal s'établit; le groupe bêche fonctionne en onduleur et la machine à courant continu en génératrice.

Le point de fonctionnement est M_2 . Sous l'effet du couple de freinage et du couple résistant, la vitesse diminue ainsi que la f. e. m E_2 , donc la régulation du courant fait varier α_2 pour maintenir le courant de freinage constant jusqu'en M_3 où la vitesse s'annule. A cet instant, l'angle d'allumage α_2 est aux environs de 90° ($\pi/2$ r d).

Phase 3: On conduit toujours sur le pont bêche n° 2, mais en fonctionnement redresseur. Le couple de freinage est devenu couple moteur. Le moteur repart en sens inverse et la mesure de la vitesse a changé de signe. Le courant d'accélération reste toujours maximal et constant: point M_4 .

Phase 4: Le moteur atteint la vitesse de consigne, la mesure et la référence vitesse sont égales. Le couple moteur diminue jusqu'à équilibrer le couple résistant. Le nouveau régime établi est atteint: point M_5 .

On peut utiliser des réversibles sur l'inducteur, comme nous le verrons plus loin.

Les convertisseurs réversibles peuvent fonctionner selon plusieurs principes différents; la différence réside dans la séquence de commande des convertisseurs. On distingue les réversibles « à circulation de courant », à « bande morte » et à « logique d'inversion » .

Vu le choix du couplage en anti-parallèle , la commande électronique assurant l'inversion de la vitesse et le passage d'un convertisseur à l'autre se fera par un montage dit « à logique d'inversion » ou de « basculement » .

C) Fonctionnement sans courant de circulation

Pour éviter l'addition d'inductances, on préfère généralement des procédés de commande introduisant un très faible temps mort mais en supprimant le courant de circulation.

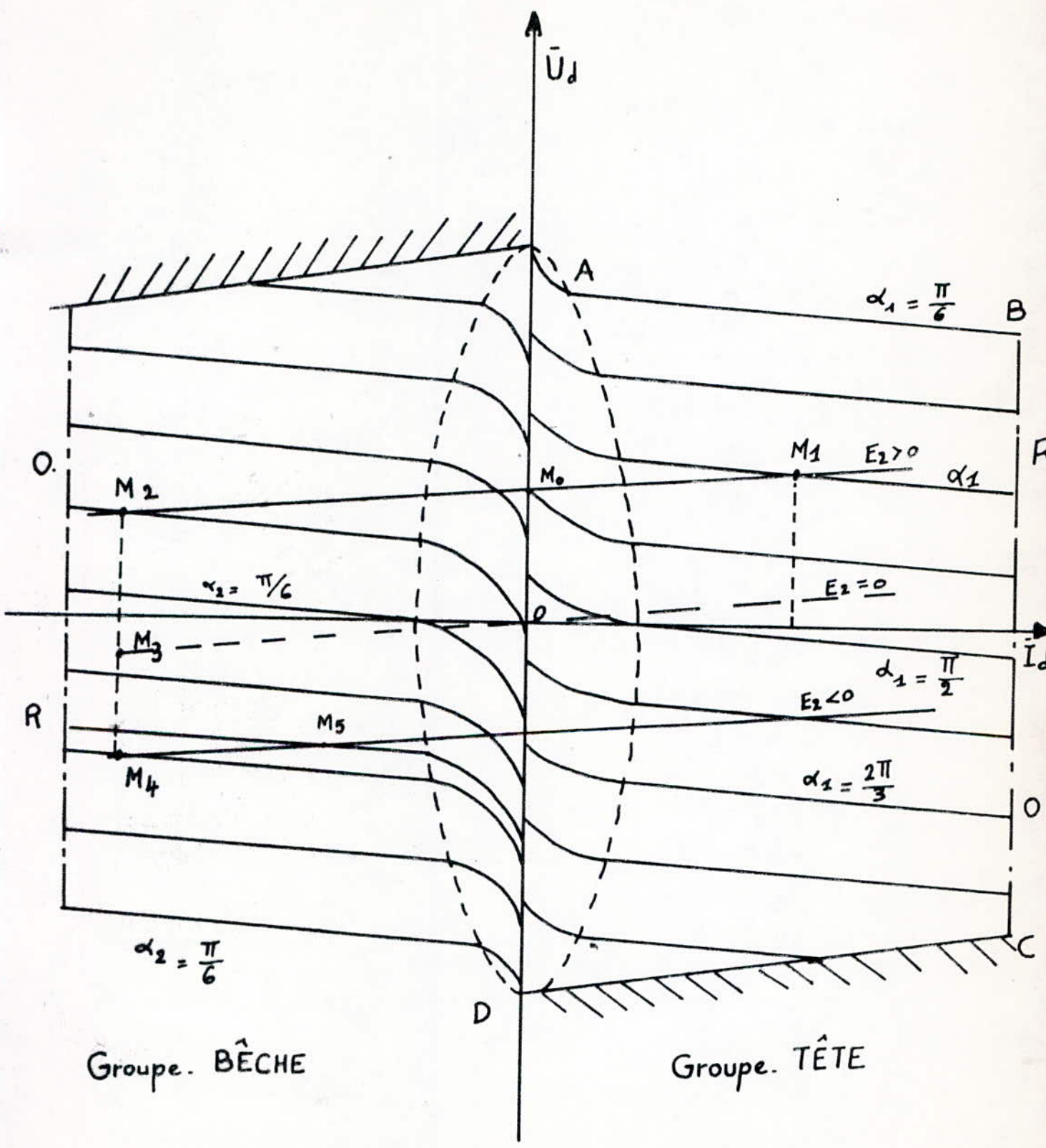


Figure 2.6 : Caracteristiques externes

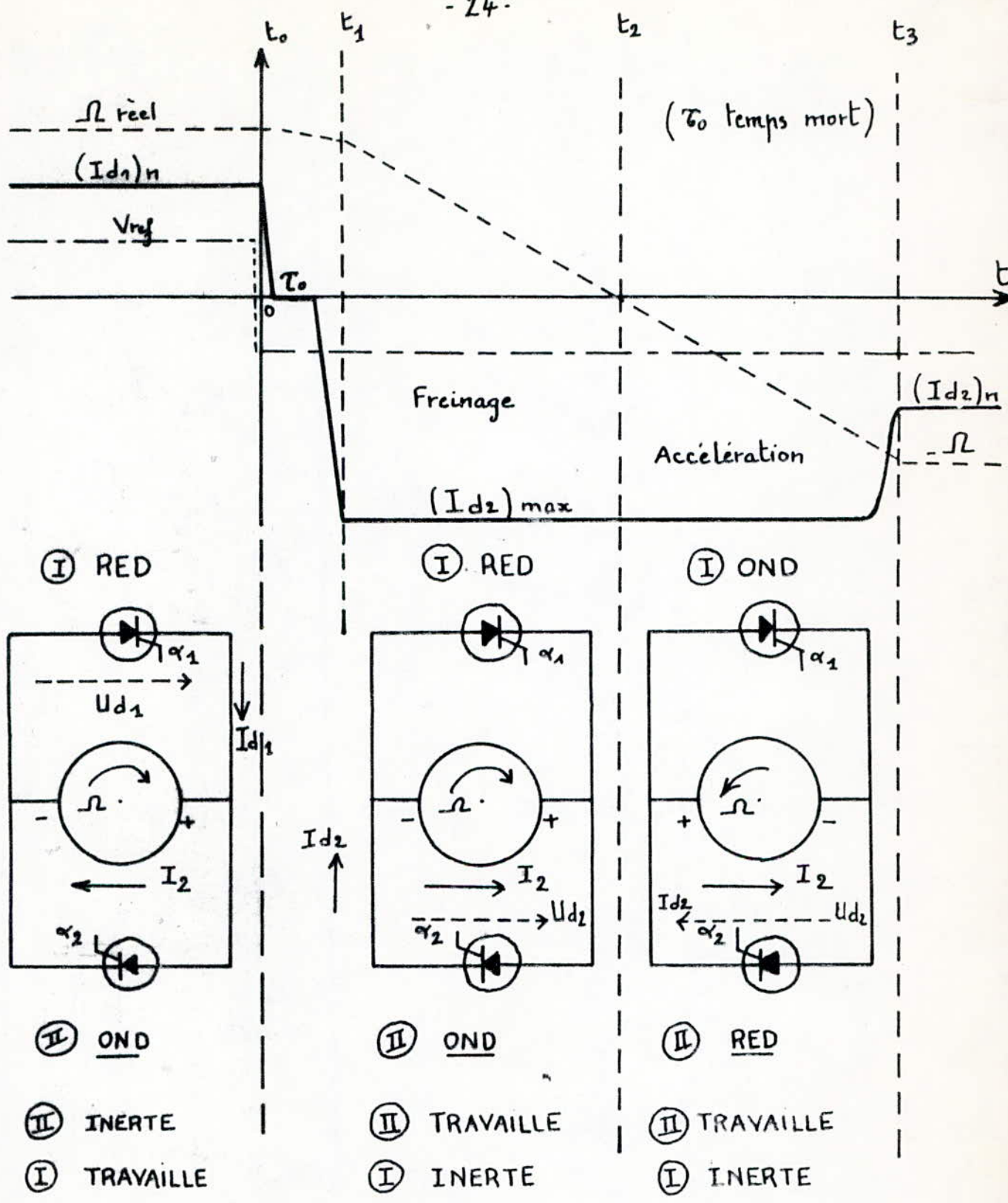


Figure 2.7 Phases D'inversion De Vitesse

Montage à "logique d'inversion".

Puisque l'alimentation du moteur ne nécessite la conduction que d'un pont à la fois, on bloque celui qui n'est pas en service en arrêtant d'envoyer des impulsions.

Le choix du groupe qui doit conduire est fait par circuit logique d'inversion à partir de certaines informations (référence courant, signe du courant Id, vitesse, ect.).

Le schéma de principe d'un tel réversible est donné sur la figure (2.8a) la conduction ou le blocage d'un groupe est assuré par l'application ou la suppression des impulsions de gâchette des thyristors. Le passage d'un groupe à l'autre se déroule en quatre temps (voir figure (2.8 t)).

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

Pour annuler le courant, le groupe qui conduit opère en onduleur. Un capteur de courant donne l'information <<courant nul>> .

2) Suppression des impulsions de commande thyristors:

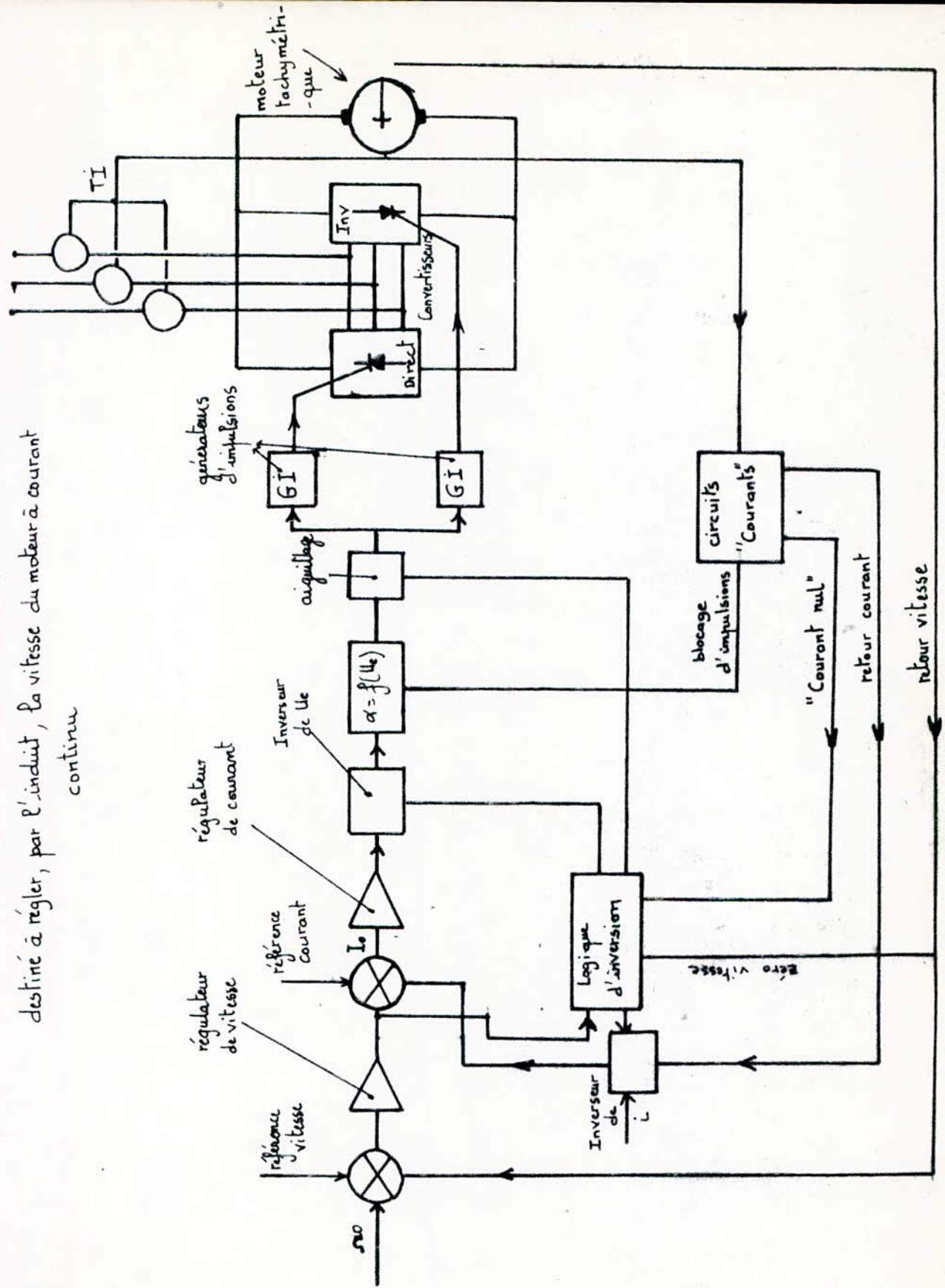
Nous savons, dans le fonctionnement en onduleur, la disparition des impulsions de gâchette provoque le défaut dit le recombustion, des lors que le groupe est en conduction continue.

Il n'est pas aisé de détecter le zéro de courant (sensibilité et précision du capteur). Heureusement, la conduction discontinue est atteinte à partir d'un certain niveau de courant, et il devient alors possible de supprimer les impulsions sans provoquer de défaut. Pour donner un ordre de grandeur, la détection du <<courant nul>> s'effectue au centième du courant nominal (0,01 dn).

3) Temporisation au déblocage de l'autre groupe: Suppression des impulsions ne veut pas dire désamorçage; il faut donc attendre le désamorçage naturel des thyristors conducteurs avant d'appliquer les impulsions sur l'autre groupe, au risque de provoquer une conduction entre ponts (court-circuit entre phases).

Cette attente de sécurité doit être au moins égale au retard statistique du montage T/P ; où T représente la période (20 ms, à 50 HZ) et P l'indice de pulsation du montage (12 pour le dodécaphasé). Pour ce type de montage, la temporisation théorique est de ($20/12 = 1,66$ ms). En pratique, on prend 2 ms au minimum pour plus de sécurité.

Figure 2.8a : schéma synoptique d'un réversible à logique d'inversion destiné à régler, par l'induit, la vitesse du moteur à courant continu



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

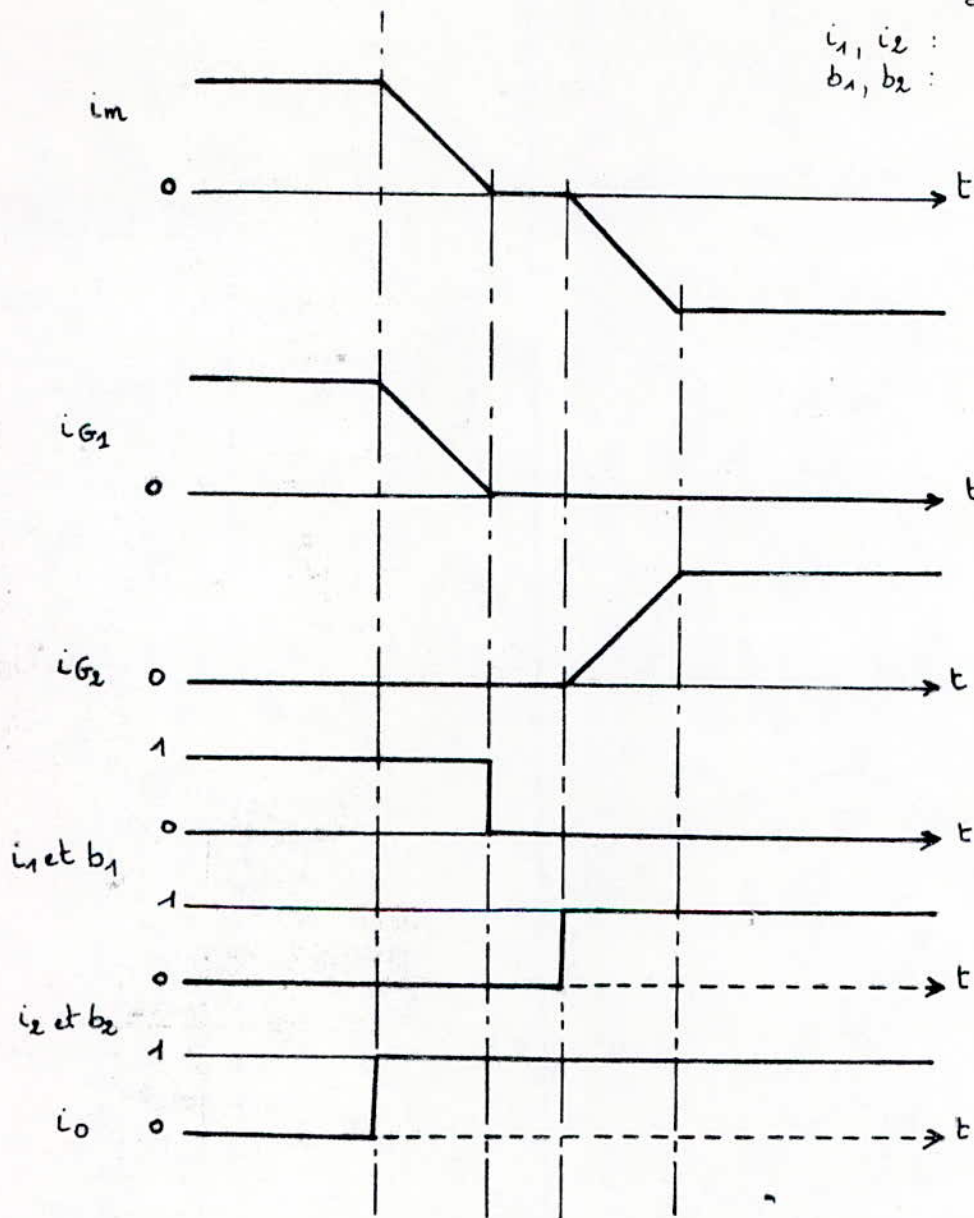


Figure 2.8.b. Diagramme de Fonctionnement de la logique d'inversion

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

Pour le calage des groupes (valeur de α_0) deux considérations sont à faire:

a) Durant les courts intervalles des temps où les deux groupes sont bloqués, la régulation se trouve en boucle ouverte; la tension de commande n'est donc plus contrôlée et, au déblocage, la valeur de U_c peut provoquer une montée de courant << en une arche >> au lieu d'une évolution contrôlée << en n arches >> .

b) En conduction discontinue, sur un induit du moteur, le courant nul est obtenu pour un angle de retard à l'amorçage de 110° à 120° . Il est donc nécessaire d'écartier les caractéristiques $U_d = f (U_c)$ des deux groupes tête-bêche, pour éviter une surintensité importante qui pourrait apparaître au déblocage d'un groupe.

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

A titre d'exemple nous allons voir les problèmes particuliers à l'alimentation d'inducteurs.

II.3.3 Principe de l'inversion du flux d'excitation.

A) Alimentation des Inducteurs

Les montages décrits précédemment peuvent être utilisés pour les alimentations réversibles d'inducteurs. Dans ce dernier cas, il existe une différence importante dans le fonctionnement. En effet, pour un moteur commandé par l'induit, le freinage, ou la récupération de l'énergie cinétique et mécanique, se fait sur un groupe onduleur avec inversion du courant d'induit; alors que, pour un inducteur, la récupération de l'énergie électromagnétique emmagasinée dans l'inductance se fait sur groupe onduleur, mais sans inversion du courant de charge.

B) Montage

Le montage réalisé est celui de la figure (2.9)

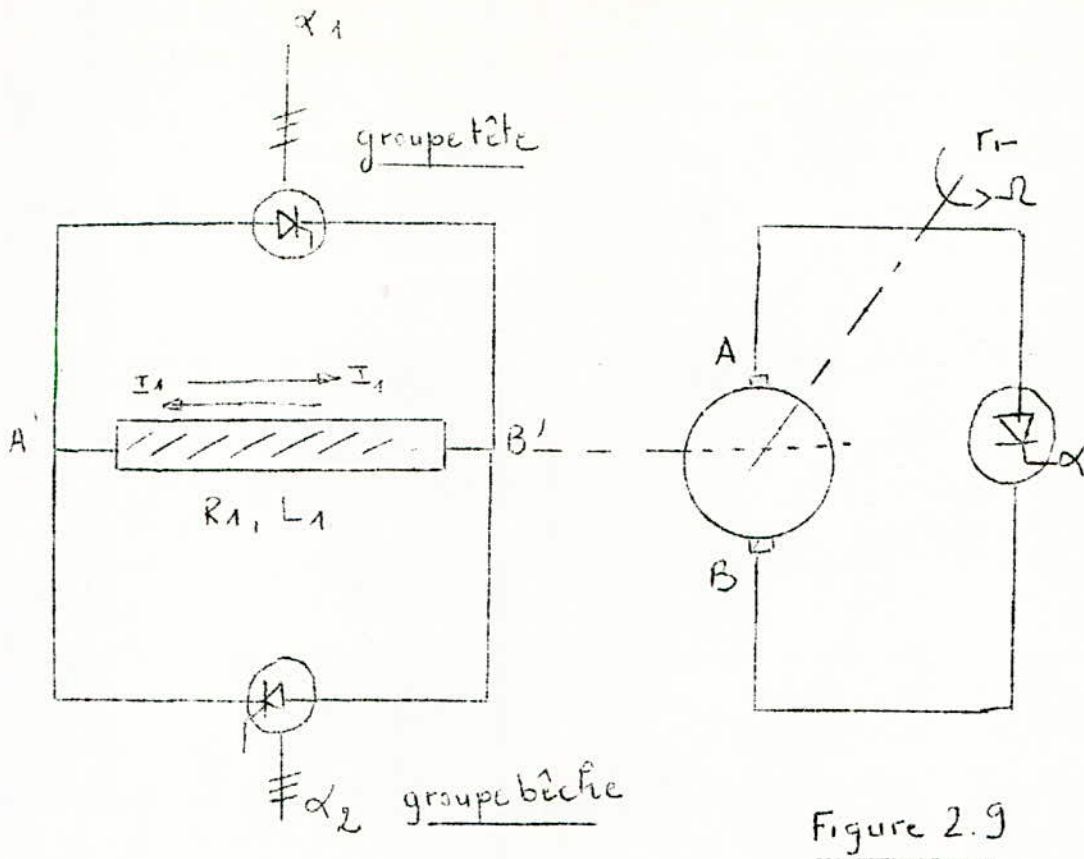


Figure 2.9

L'induit du moteur est alimenté par un seul convertisseur statique qui fixe l'unidirectionnalité du courant d'induit

L'inducteur est alimenté par deux convertisseurs statiques montés en tête-bêche, la self inductance des inducteurs imposant un régime de conduction continue.

Pour un sens de rotation déterminé, la tension aux bornes de l'induit s'inverse en même temps que change la polarité du flux inducteur comme le montre la figure (2.10)

À l'émission d'un ordre d'inversion du sens de marche, d'arrêt de la machine ou de réduction de vitesse, on annule le courant d'excitation puis on rétablit sa valeur nominale mais avec une polarité inverse.

Pendant ce temps d'inversion, on bloque d'induit en le ramenant à Zéro.

Lorsque le champ s'est inversé, le moteur tournant encore dans le sens initial, c'est une tension de polarité inverse qui apparaît à ses bornes.

Lorsqu'on débloque le courant d'induit, le moteur devient génératrice et il renvoie de l'énergie de freinage au réseau par l'intermédiaire du groupe convertisseur qui fonctionne en onduleur.

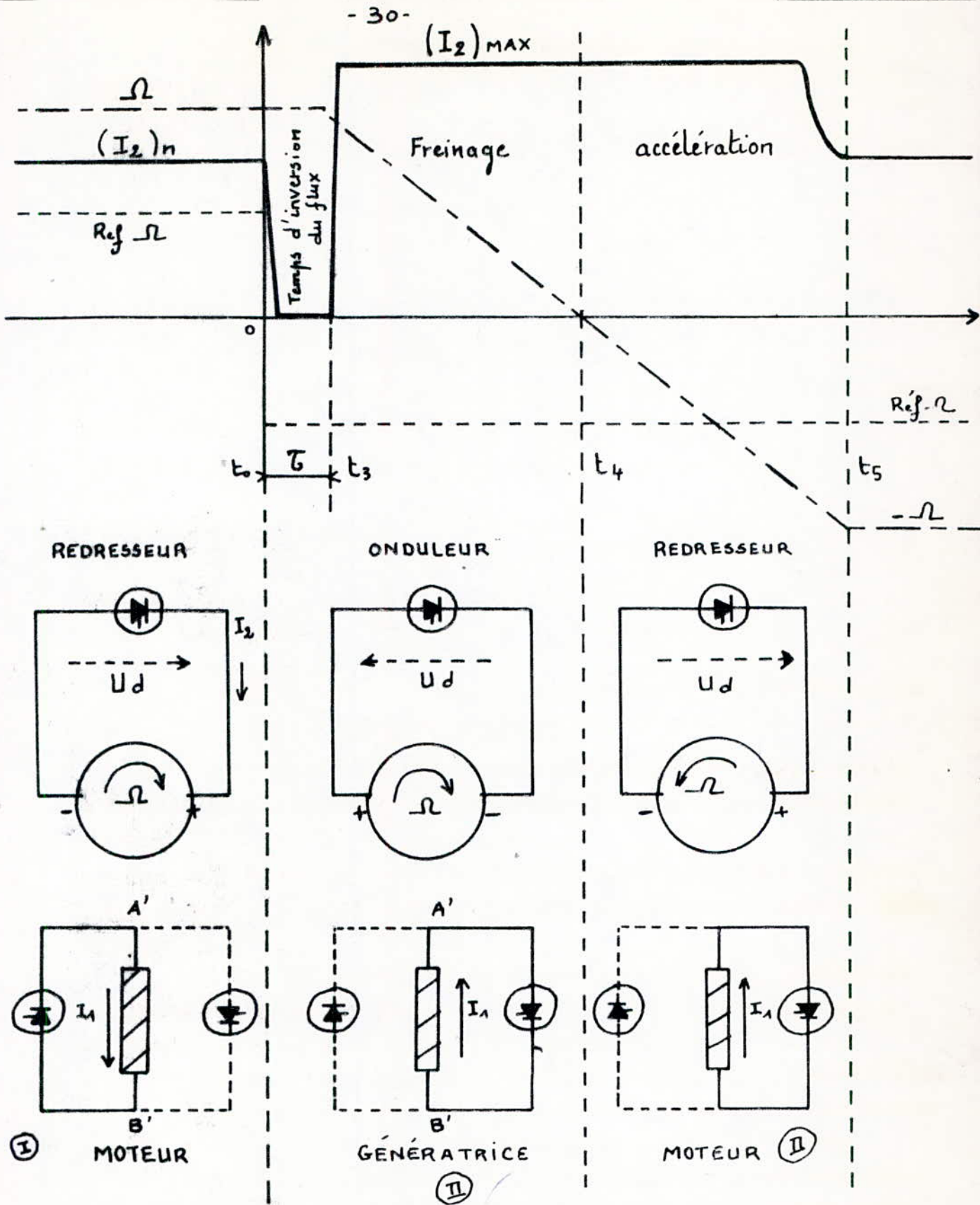


Figure 2.10. Phase d'inversion de vitesse par le flux

La vitesse du moteur s'annule ainsi que sa force électro-motrice puis en s'inversant, sa f. e. m croît en sens inverse, alors, le groupe convertisseur fonctionne en onduleur et le moteur fournit un couple accélérateur jusqu'à la vitesse de référence.

Cette inversion de vitesse s'accompagne d'un temps mort, pendant lequel le courant d'induit est nul. Ce temps mort dépend à la fois de la boucle de régulation du courant d'excitation et du maximum de tension (forcing) qu'ils peuvent fournir les groupes convertisseurs qui alimentent l'inducteur.

c) Fonctionnement du groupe tête-bêche aux bornes de l'inducteur

Avant l'ordre d'inversion, on part d'un état d'équilibre du flux inducteur ϕ_0 , correspondant au courant inducteur I_{10} .

$$V_A' - V_B' = R_1 I_{10} = V_{10}$$

Dans ce cas, le groupe tête (I) est redresseur avec un angle d'allumage α_1 et le groupe bêche (II) est soit onduleur avec un angle d'allumage $\alpha_2 \gg \pi - \alpha_1$, soit inerte dans le cas de la logique de basculement.

D) Avantages et Inconvénients de l'inversion de vitesse par le flux

a) Avantages :

- l'utilisation de deux convertisseurs tête-bêche sur un circuit de faible puissance.

- suppression de l'appareillage cher et délicat des inverseurs mécaniques sur l'induit.

b) Inconvénients

- l'utilisation d'un taux de forcing élevé pour réduire le temps d'inversion du flux.

- les courants de Foucault du circuit magnétique et la saturation modifient beaucoup la constante de temps de l'inducteur.

Cette méthode est utilisée principalement dans les machines d'extraction et certains bloomings à très grosse inertie (métallurgie de l'aluminium par exemple).

CHAPITRE III

TRANSFORMATEUR REDRESSEUR

3.1) Détermination des paramètres du groupe

Généralités

Nous avons à évaluer les caractéristiques essentielles concernant le groupe convertisseur. Le problème qui se pose généralement est d'effectuer le calcul de ces valeurs à partir d'une certaine tension (U_d) à obtenir en charge, côté continu.

Nous verrons, par la suite, comment se détermine la chute de tension qui s'ajoute à (U_d) pour donner (U_{dio}) qui est la tension à vide. Pour un calcul préliminaire on majore souvent (U_{do}) de 25 à 30%. On peut d'ailleurs pas se passer de faire une estimation << à priori >> de la chute de tension car la vraie valeur de celle-ci dépend d'éléments (transformateur en particulier) qui doivent être étudiés à partir de la tension à vide (entre autres). On fera, par la suite, une vérification et une correction éventuelle.

Tension continue fictive à vide avec réglage $U_{dio} \alpha$

Il faut distinguer plusieurs cas:

a) $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$ représenté en a (Figure 3.1)

La courbe de tension redressée est entièrement constituée de parties positives de sinusoides.

La valeur moyenne, sur une période, d'une fonction sinusoidale:

$v = V_{pm} \cos x$, dans un intervalle compris entre x_1 et x_2 est donnée par:

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

avec $x_1 = \alpha - \frac{\pi}{p}$

et $x_2 = x_1 + \frac{2\pi}{p} = \alpha + \frac{\pi}{p}$

(x_1) est l'angle correspondant à l'amorçage.

(x_2) est l'angle correspondant à l'extinction.

on trouve alors

$$V_{moy\alpha} = \frac{V_{pm}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cos\alpha$$

(a)

$$0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$$

circuit inductif ou
résistif (ou les deux)

(b)

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}$$

circuit inductif

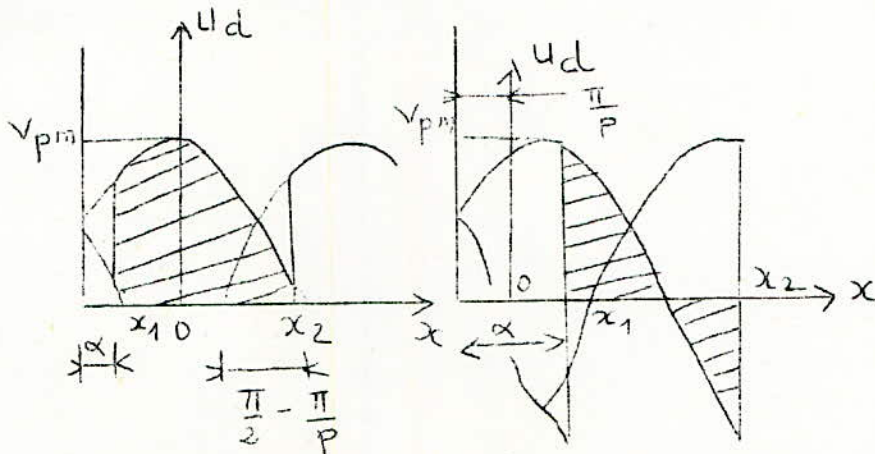


Figure 3.1) Régulation de tension par thyristors

La tension fictive ($U_{dio\alpha}$) fournie par un groupe redresseur d'indice (p) est (p) fois la valeur ci-dessus soit :

$$U_{dio\alpha} = V_{pm} \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cos\alpha$$

Comme
$$U_{dio} = V_{pm} \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)$$

d'où la relation importante ci-dessous valable quelle que soit la constitution du circuit continu.

$$U_{dio\alpha} = U_{dio} \cos\alpha \quad \text{pour } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}$$

$$b) \quad \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}$$

Pour ces valeurs de (α) on doit considérer la constitution du circuit continu (figure 3.2)

b₁) le circuit continu présente une grande inductance

b₁ Le courant peut encore circuler pendant une durée où la tension aux bornes des thyristors est dans le sens inverse (comme en (b) sur la figure - III.1).

Si on suppose que l'inductance est telle que le débit peut être prolongé jusqu'à :

$$\alpha_2 = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}$$

C'est à dire jusqu'à $\alpha = \frac{\pi}{2}$ on a, comme en (a) :

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

Un débit plus long arrive au fonctionnement onduleur puisque, pour , ($U_{dio} \alpha$) serait négatif.

b₂) Le circuit continu présente une résistance pure.

Dans ce cas le courant est nul quand la tension est négative le débit est possible entre $x_1 = \alpha - \frac{\pi}{p}$ et $x_2 = \frac{\pi}{2}$, on aura alors

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

$$\text{pour } \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}$$

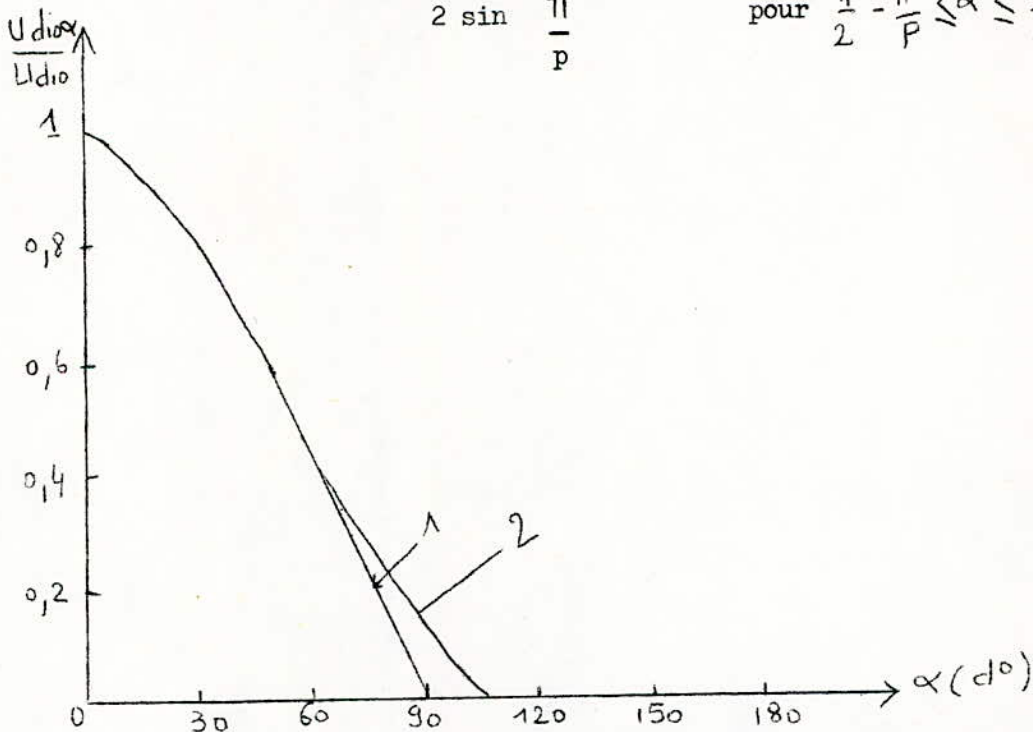


Figure 3.2. Courbes de réglage de la tension idéale à vide en fonction de l'angle de retard .

- 1 ° Circuit inductif ($L \omega \gg R$), p quelconque
- 2) Circuit résistif ($L \omega = 0$), $p = 12$

III.1.2 - Tension d'alimentation du bloc U_{vo}

La tension fictive à vide calculée précédemment est donnée par la formule suivante :

$$U_{dio} = V_m \cdot \frac{q}{\pi} S \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)$$

et, en partant de la tension efficace $V_m = \sqrt{2} \cdot V$.

$$U_{dio} = \sqrt{2} \cdot V \frac{q \cdot s}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{q}\right)$$

$$\text{or } V \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) = \frac{U_{vo}}{2}$$

avec : q = indice de commutation

s = nombre de groupes commutants en série

On en déduit la tension d'alimentation du bloc

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

avec rappelons le :

U_{dio} = tension fictive à vide sans réglage de phase ($\alpha = 0$).

III.1.3 - Tension inverse sur le bras du montage redresseur U_{i0m}

Fig III.3

C'est la tension, aux extrémités du bras, qui se présente dans le sens inverse pour les thyristors constituant l'élément redresseur. Cette tension si elle dépasse les limites admissibles risque de provoquer la destruction de l'élément.

Il faut donc déterminer la tension inverse qui se présente en service et retenir sa plus forte valeur (qui se produit à vide).

Cette valeur doit être encore majorée pour la détermination du nombre de thyristors à connecter en série.

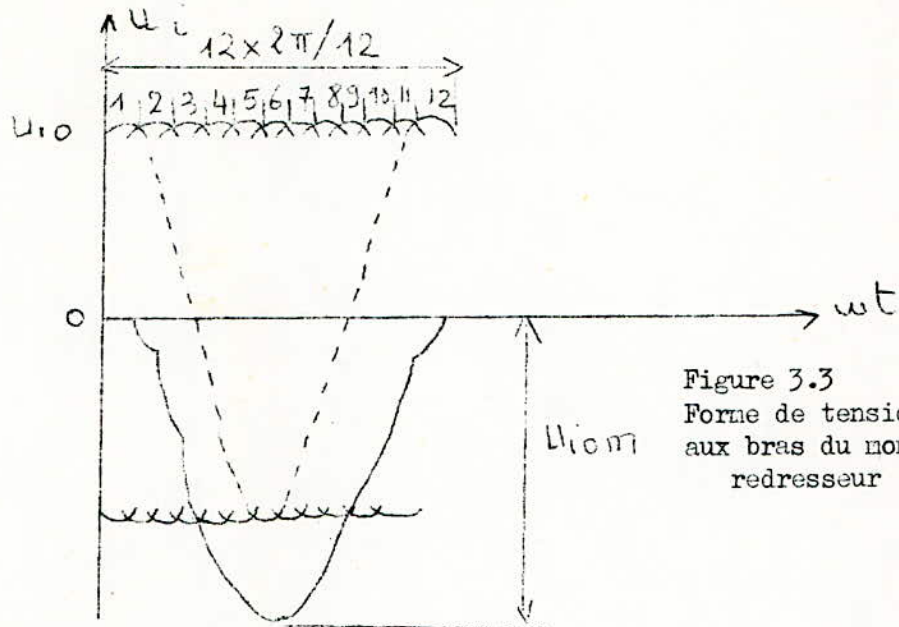


Figure 3.3
Forme de tension inverse
aux bras du montage
redresseur

Valeurs de courant

Pour chaque bloc et groupe convertisseurs, on doit spécifier une valeur pour le courant continu nominal relative à une charge spécifiée, de préférence un des cycles de charge normalisé du tableau I.

En outre, les blocs doivent avoir une valeur spécifiée pour le courant continu en régime permanent

Tableau I

classes de service normalisées

Classe de service	Valeurs nominales des courants de convertisseurs et conditions d'essai des blocs (Valeur en % du courant continu)
I	100 % permanent
II	100 % permanent 150 % 1 minute
III	100 % permanent 150% 2 minutes 200 % 10 secondes

Courants dans le bloc redresseur et dans son alimentation.

Pour évaluer ces courants on fait, en général, dans le domaine industriel, une hypothèse importante:

Le courant continu est parfaitement << lissé >> c'est à dire que sa valeur est constante dans le temps ce qui implique une réactance infinie dans le circuit d'utilisation ($X_d = \infty$).

Courant dans un bras : I_{moy}

La valeur moyenne du courant dans un bras est évidente et elle est égale à :

$$I_{moy} = \frac{I_d}{g \cdot q}$$

avec:

I_d = courant redressé

g = nombre de groupes commutants

q = indice de commutation

La valeur efficace du même courant est aussi immédiate, elle est donnée par la formule suivante

$$I_a^2 \text{ eff} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{q}} i^2 dt = \frac{1}{q} \left(\frac{I_d}{g} \right)^2$$

$$\text{d'où } I_a \text{ eff} = \frac{I_d}{g \sqrt{q}}$$

Courant alimentant le bloc : I_v

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

Il est égal dans chacun des conducteurs au nombre de << $g \cdot q$ >> alimentant le bloc. S'agissant d'un montage à double voie, la valeur moyenne est nulle et la valeur efficace est:

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

Ces courants sont susceptibles de la même surcharge que celle du circuit d'alimentation (voir tableau (I)).

B) TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

Cet appareil est très important pour la détermination des caractéristiques du groupe redresseur. Au point de vue économique, il représente, à lui seul, plus de 50 % du prix de la fourniture totale.

Les fonctions du transformateur-redresseur peuvent être résumées ainsi:

- Adaptation de la tension d'alimentation fournie par le réseau à celle nécessaire à l'entrée du bloc redresseur.

- Evite toute liaison directe entre le circuit continu et le réseau alternatif.

- Evite qu'une composante continue parcoure le réseau alternatif.

- Amortissement des courants de court-circuit côté continu.

- Réalisation, à partir du nombre de phases du réseau, d'un groupe présentant des systèmes à (q) phases déphasés éventuellement entre eux de manière à obtenir un indice de pulsation (p) multiple de (q).

- Possibilité de prévoir, par rapport à la tension du réseau, un déphasage par groupe tel que, pour plusieurs couplés en parallèle, on obtienne un indice de pulsation plus élevé que celui d'un seul groupe.

Les deux aménagements ci-dessus provoquent, en augmentant (p) par rapport à (q), outre un moindre taux d'ondulation de la tension redressée, l'annulation de certains harmoniques de courant envoyés dans le réseau alternatif.

Hypothèses simplificatrices

Le calcul d'un transformateur redresseur est assez délicat en raison du fonctionnement particulier qu'il doit assurer et des contraintes qu'il peut subir en cas de défaillance des thyristors.

Dans l'étude qui suit les courants magnétisants seront faibles. Ils peuvent être facilement composés avec les courants primaires qui sont des courants alternatifs mais très éloignés de la forme sinusoïdale.

Les enroulements du secondaire sont parcourus par le courant continu que l'on admet dans tous les calculs comme parfaitement constant (sans ondulation), ce qui revient à considérer comme infiniment grande la réactance du circuit d'utilisation (hypothèse déjà mentionnée auparavant).

Enroulements secondaires:

Courants secondaires aux bornes

Ces courants sont les mêmes que ceux qui alimentent le bloc redresseur. Nous avons choisi un secondaire un en étoile et l'autre en triangle.

- Courant dans l'enroulement étoile

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

- Courant dans l'enroulement triangle

$$I_{s \Delta} = \frac{I_v}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{g\sqrt{q}} I_d$$

Enroulements primaires

Alimentation triphasée

De manière générale, les courants dans les enroulements primaires dépendent pour une tension d'alimentation ($U_L = 10 \text{ kv}$ tension normalisée de SONEGAS)

- des courants secondaires
- des connexions entre enroulements
- du circuit magnétique

Courant d'alimentation côté réseau : I_L

Il est donné par la relation

$$I_L = \frac{U_d}{\sqrt{3}} \cdot \frac{I_d}{\cos \varphi} \cdot \frac{1}{V_L} \cdot \frac{1}{U_L}$$

dans laquelle

- U_d = tension redressée
- U_L = tension de ligne
- I_d = courant redressé
- $\cos \varphi$ = facteur de déphasage
- V_L = facteur de déformation avec

$$V_L = \frac{9 \cdot \Delta}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \pi \cdot R_L} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi(\sqrt{3}+1)} = 0,99$$

$$\text{d'où } I_L = \frac{U_d}{U_L} \left[\frac{\pi(\sqrt{3}+1)}{6\sqrt{6}} \right] \cdot \frac{I_d}{\cos \varphi} = 0,585 \frac{I_d}{\cos \varphi} \cdot \frac{U_d}{U_L}$$

Courants dans les enroulements primaires :

On a réalisé le primaire en deux demi éléments assez découplés connectés en étoile. Le courant dans chaque demi-primaire sera donné par la formule suivante.

$$I_{p\lambda} = \frac{\pi}{6\sqrt{3}} \cdot \frac{I_d}{\cos \varphi} \frac{U_d}{U_L} = 0,302 \frac{I_d}{\cos \varphi} \frac{U_d}{U_L}$$

III.2. Détermination du facteur de déphasage

III.2-1- Généralités.

Pour les convertisseurs dont l'indice de pulsation est égal à 6 ou plus, le facteur de puissance présente peu d'intérêt dans la pratique, la valeur utile pour les utilisations étant le facteur de déphasage $\cos \varphi$.

Le facteur de déphasage pour des montages homogènes triphasés à semi-conducteurs doit être déterminé par le calcul à partir des valeurs mesurées des réactances et du courant magnétisant dans les éléments constituant du groupe.

Quand un convertisseur fonctionne comme redresseur, il absorbe de la puissance active et réactive du système.

Quand un convertisseur fonctionne comme onduleur, il fournit de la puissance active au système en courant alternatif, mais absorbe encore de la puissance réactive.

a) Définition

C'est le facteur de puissance correspondant aux ondes fondamentales de la tension et du courant d'alimentation soit :

$$\cos \varphi = \frac{\text{Puissance active (de l'onde fondamentale)}}{\text{Puissance apparente de l'onde fondamentale}}$$

III.2.2- Calcul de facteur de déphasage ($\cos \varphi$)

On cherchera d'abord la valeur du facteur de déphasage avec courant magnétisant du transformateur négligé que l'on appellera ($\cos \varphi'$), puis la correction à apporter pour tenir compte de ce courant.

De même, on négligera l'impédance du réseau d'alimentation dans les formules données pour $\cos \varphi'$, mais des courbes seront fournies en fonction de quelques rapports usuels entre la puissance du redresseur et la puissance de court-circuit du réseau à l'endroit considéré (voir la figure 1 de l'annexe).

III.2.3 - Calcul de $(\cos \varphi')$

Ce facteur de déphasage est provoqué par les inductances situées dans les circuits de commutation du redresseur proprement dit côté primaire et côté secondaire du transformateur d'alimentation.

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

La valeur de $(\cos \varphi')$, qui néglige le courant magnétisant du transformateur, est celle qui correspond à $\text{tg } \varphi'$ donnés par:

$$\text{tg } \varphi' = \frac{1}{2} \frac{2u + \sin 2\alpha - \sin 2(u + \alpha)}{\cos^2 \alpha - \cos^2 (u + \alpha)}$$

La valeur de $\cos(\varphi)$ sera tirée de celle de $(\cos \varphi')$ en utilisant la courbe de la figure 2 (voir annexe) compte tenu de la valeur relative du courant magnétisant.

Pour de petites valeurs de (u) on peut admettre

$$\varphi' = \alpha + \frac{u}{2} \quad \text{Avec } u : \text{ angle de commutation.}$$

III.3 - Courants de court-circuit

A court-circuit externe

III.3.1 - Généralités

En cas de court-circuit du côté continu d'un groupe « transformateur redresseur » les thyristors, les enroulements du transformateur et les conducteurs principaux sont parcourus par des courants dont l'intensité est un multiple de celle des courants qui circulent en service normal.

Ce multiple est généralement compris entre 3 et 10.

Si le transformateur et les conducteurs ont des capacités thermiques qui leur permettent de supporter ces courants pendant un certain temps et d'admettre une crête initiale de valeur élevée, il n'en est généralement pas de même des semi-conducteurs monocristallins dont la température de jonction varie très rapidement avec la surintensité.

Le nombre de thyristors à connecter en parallèle dépendra, non seulement du courant circulant dans chaque bras de montage redresseur en service normal, mais aussi de celui qui se présente en cas de court-circuit du côté continu.

Il est donc indispensable d'évaluer les caractéristiques se rapportant à ces courants dont il y aura lieu de considérer suivant les cas: la valeur crête, la valeur efficace et la valeur moyenne. Cette étude était, avec les redresseurs à vapeur de mercure, moins nécessaire car ils admettaient des contraintes brutales en surintensité plus élevées que les thyristors qui les ont pratiquement remplacés.

III.3.2 - Hypothèses et objectifs

On supposera, et c'est le cas le plus courant dans les montages redresseurs industriels, que:

- Les thyristors sont considérés comme présentant une impédance nulle dans le sens direct et infinie en sens inverse,
- L'impédance du réseau d'alimentation est négligée (ou incluse dans celle considérée par le transformateur),
- La liaison formant court-circuit est d'impédance nulle de même que celle des conducteurs du bloc,
- La bobine d'absorption possède des enroulements parfaitement couplés et leur résistance nulle.

On considèrera que le court-circuit en régime symétrique.

III.3.3 - Recherche des relations entre courants de court-circuit et courant normal continu.

a) Courants à l'entrée du transformateur

Le courant de court-circuit d'alimentation sera déterminé par la tension de court-circuit lorsque les bornes secondaires sont reliées sans impédance en faisant circuler le courant normal d'alimentation (I_L) Indice K pour le court-circuit.

Si (e_z) est cette tension de court-circuit il est connu que:

$$I_{LK} = \dot{I}_L / e_z \quad \text{en valeur efficace}$$

$$I_{LKm} = \frac{I_{Lm}}{e_z} \quad \text{en valeur maximale}$$

Or s'agissant d'un courant sinusoïdal:

$$I_{Lk_m} = \frac{\sqrt{2} I_L}{e_z}$$

b) Courants à la sortie du transformateur

Si il y a (n) systèmes en parallèle ou en série, ils seront, par la loi de conservation de puissance, (n) fois moindres.

$$\text{donc } I_{V_{km}} = \frac{\sqrt{2}}{n} \cdot \frac{I_L}{e_z} \text{ ou } I_{V_{km}} = \frac{\sqrt{2}}{n} \frac{I_d}{e_z} \left(\frac{I_L}{I_d} \right)$$

La valeur efficace sera $\sqrt{2}$ fois moindre pour le cas du montage à double voie soit:

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

c) Courant dans un bras du bloc redresseur

En montage double voie du fait du débit pendant une demi-période sa valeur efficace est $\sqrt{2}$ fois plus faible que (I_{V_k})

$$\text{d'où } I_k = \frac{I_d}{n\sqrt{2} e_z} \left(\frac{I_d}{I_L} \right) \text{ en valeur efficace}$$

La valeur maximale de ce courant qui se partage entre les thyristors connectés en parallèle est à considérer sérieusement en vue de la contrainte des thyristors.

Cette valeur maximale est égale à:

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

Quant à la valeur moyenne c'est celle d'une alternance par rapport à la période donc la valeur maximale divisée par (π)

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

d) Courant continu (unidirectionnel) dans le court-circuit

Ce courant est égal au courant moyen dans un bras multiplié par le nombre total de bras débitant en parallèle sur le circuit continu.

Si (b_p) est le nombre de ces bras :

$$I_{dk} = b_p I_{ak} = \frac{b_p \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_d}{n \cdot e_z} \left(\frac{I_L}{I_d} \right)$$

B Court-circuit interne

III.3.4 - Généralités

On appelle « court-circuit interne » dans un redresseur à semiconducteurs celui qui est provoqué par la perte de l'effet de redressement dans un des bras du montage considéré.

Cette perte est généralement due au fait du " claquage " d'une cellule (ou d'une file de cellules). La recherche des courants qui se développent dans ces conditions a un double but:

- déterminer la contrainte des thyristors sains restant en service,
- déterminer les courants circulant dans la branche avariée afin de fixer les caractéristiques des appareils de protection (généralement fusibles) que permettent d'éliminer le défaut.

Il est évident que, les thyristors ne laissant circuler leurs courants que dans le sens direct, ceux-ci, qui se totalisent dans la branche en défaut, seront inférieurs à celui qui circule en sens inverse, dans cette dernière branche (en défaut).

Il ne faut pas oublier que, si les bras comportent plusieurs "files" de thyristors en parallèle une seule d'entre elles peut être affectée par le court-circuit dont elle doit supporter le courant total.

Dans le but d'éviter de graves dégâts et d'assurer une protection correcte du groupe redresseur il est indispensable, bien qu'il s'agisse d'un problème assez délicat, d'évaluer le courant de court-circuit qui se manifeste en sens inverse, dans le bras en défaut, (ou, tout au moins, ses limites).

III.3.5 - Courant de court-circuit dans le bras en défaut

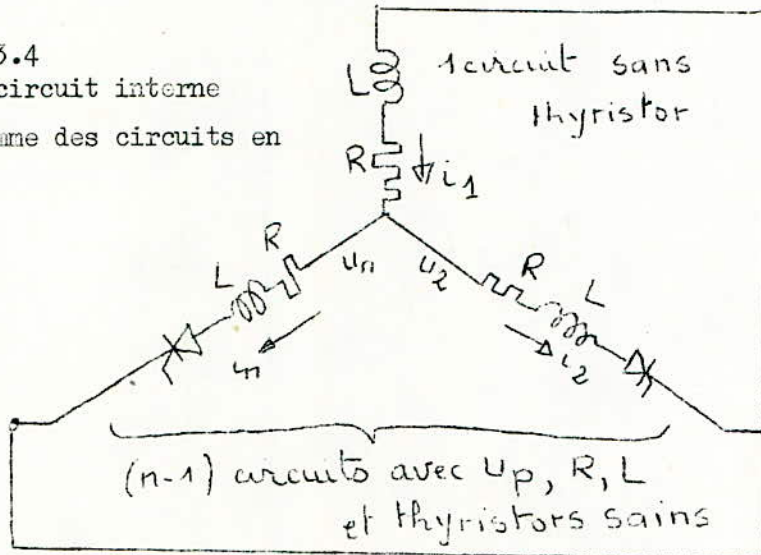
Lorsqu'un bras perd sa faculté de redressement il se produit une série de courts-circuits dont la nature dépend du nombre et du décalage angulaire de phases qui peuvent débiter simultanément sur le bras en défaut.

La nature des courts-circuits change successivement et le courant dans le bras en défaut peut atteindre une valeur maximale plus élevée que dans le cas le plus défavorable envisagé pour le court-circuit externe.

a) - Détermination des phases d'évolution du défaut

Le schéma général des circuits secondaires en débit est celui de la figure 3.4 où $(U_2), \dots, (U_n)$ sont des tensions des phases alimentant les sains par rapport à celle qui alimente le bras en défaut et $(i_1), \dots, (i_n)$ les courants dans les bras (en débit).

Fig : 3.4
Court-circuit interne
diagramme des circuits en
débit



Ce schéma permet d'écrire

$$i_1 = i_2 + \dots + i_n \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} -Ri_1 - Ri_2 - L \frac{di_1}{dt} - L \frac{di_2}{dt} + u_2 = 0 \quad (2,2) \\ \dots \\ -Ri_1 - Ri_n - L \frac{di_1}{dt} - L \frac{di_n}{dt} + u_n = 0 \quad (2,n) \end{array} \right.$$

n - 1 relations

au total

$$-(n-1) Ri_1 - R(i_2 + i_n) - (n-1) L \frac{di_1}{dt} - L \left(\frac{di_2}{dt} + \dots + \frac{di_n}{dt} \right) + u_2 + \dots + u_n = 0 \Rightarrow Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} = \frac{u_2 + \dots + u_n}{n}$$

n est le nombre de bras débitant simultanément:

(n-1) sains + 1 en défaut

En reportant cette expression (3) dans les relations (2.2) à (2.n) on obtient pour divers courants:

$$\begin{array}{l}
 (n-1) \\
 \text{relations}
 \end{array}
 \left\{
 \begin{array}{l}
 R_{L2} + L \frac{di_2}{dt} = U_2 - \frac{U_2 + \dots + U_n}{n} \quad (4.2) \\
 \text{---} \\
 R_{Ln} + L \frac{di_n}{dt} = U_n - \frac{U_2 + \dots + U_n}{n} \quad (4.n)
 \end{array}
 \right.$$

On voit d'après les relations (4.2) à (4.n) que pour un bras non amorcé, le premier membre est nul, il s'amorce pour le bras (n) par exemple quand:

$$U_n = \frac{U_n + \dots + U_n}{n}$$

Si on passe d'un débit sur (n) circuits à un débit sur (n + 1) circuits il faudra:

$$U_{n+1} = \frac{U_2 + \dots + U_{n+1}}{n+1}$$

Par exemple le bras (3) pourra débiter, alors que (1) et (2) débitaient seuls quand:

$$U_3 = \frac{U_2 + U_3}{3}$$

Ceci est applicable pour les amorçages de courant dans tous les cas.

III.4 - Chute de tension du groupe transformateur redresseur

III.4.1 - Variation de tension

La chute de tension totale, côté continu, du <<groupe transformateur redresseur >> est essentiellement constituée des trois éléments suivants:

- chute << inductive >> de tension due aux inductances du circuit (U_x).
- chute << résistive >> de tension due aux résistances du circuit (U_r).
- chute de tension due aux thyristors (U_c).

L'équation de la tension redressée en tenant compte des diverses chute de tension s'écrit:

$$U_d = U_{dio} \cos \alpha - U_x - U_r - U_c$$

Ces chutes de tension se calculent en fonction de l'inductance de la résistance, des circuits et du courant qui les parcourt.

Il en résulte, en fonction de ce courant, une courbe caractéristique, constamment décroissante, et à cause de la << bobine d'absorption >> présente un point anguleux pour la valeur du " courant critique généralement très faible, qui correspond à la magnétisation de la bobine (figure 3.5)

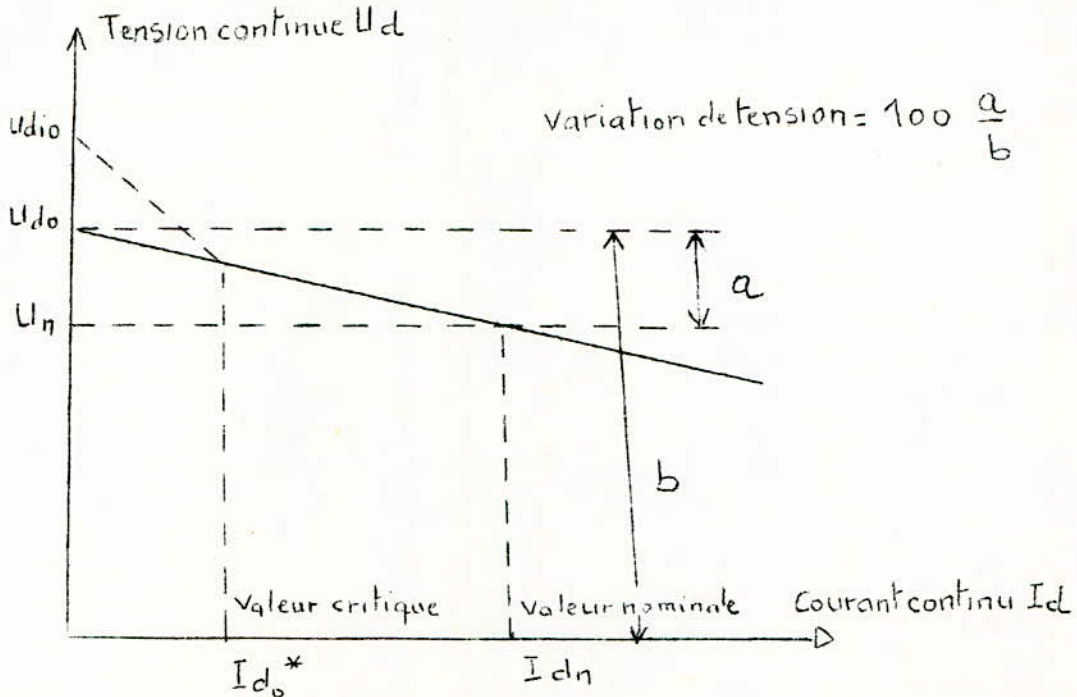


Fig : 3.5 Caractéristiques de chute de tension d'un groupe transformateur-redresseur

III.4.2 - Chute inductive de tension continue

a) Phénomène de l'empiétement

Du fait des inductances en circuit que nous pouvons supposer localisées dans chacun des bras de ce groupe commutateur, le transfert du courant d'un bras au suivant n'a pas lieu instantanément.

Cette opération dure pendant le temps de ce qu'il est convenu d'appeler la COMMUTATION.

On appelle empiétement (angle μ) la durée en mesure angulaire pendant laquelle deux éléments du circuit sont traversés simultanément par le courant:

b) Relation entre la chute inductive de tension et l'angle d'empiétement

Considérons la commutation << binaire >>, c'est à dire que pendant celle-ci deux anodes seulement d'un même groupe redresseur sont mises, simultanément en court-circuit, le phénomène va se produire sur un angle inférieur à $\left(\frac{2\pi}{q} \right)$; (q) étant l'indice de commutation.

a) avec réglage d'angle α b) pour $\alpha = 0$

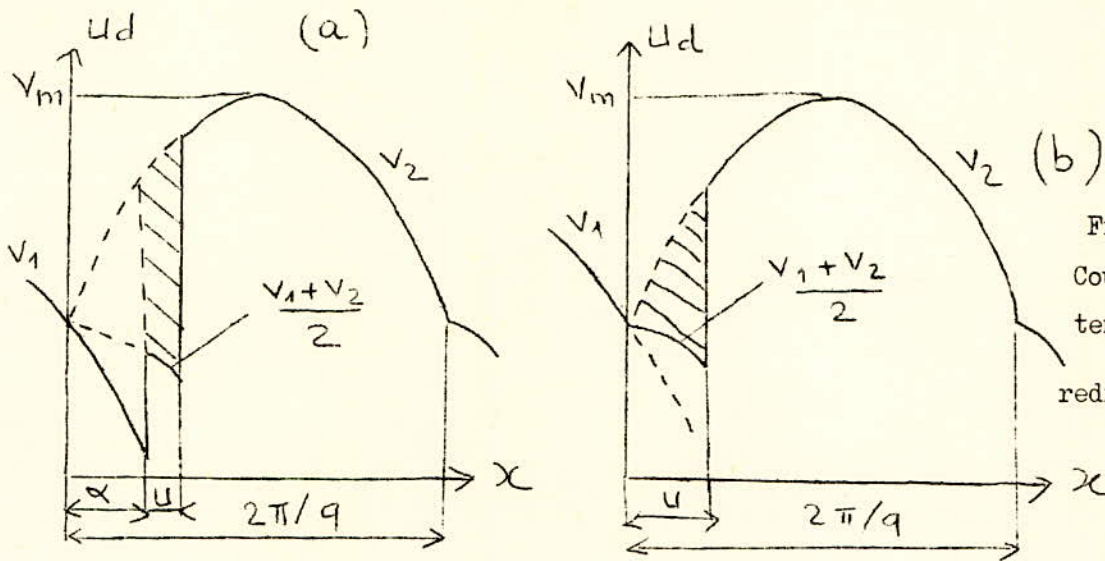


Fig : 3.6
Courbes de
tension
redressée

Nota: Pour un même groupe et un même courant; les surfaces hachurées sont égales (même chute inductive) donc $U(a) < U(b)$

Il suffira de chercher la valeur moyenne de U_d le long de cet angle de $(2\pi/q)$ qui correspond à la durée pendant laquelle une des phases présente, en sens direct, une différence de potentiel plus élevée que les autres.

La chute inductive de tension, en valeur absolue, s'obtiendra en divisant la surface de l'aire hachurée (qui s'exprime en « volts x radian ») par $2\pi/q$. C'est donc, en appelant (U_x) cette chute:

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

avec $v_1 = V_m \cos\left(x + \frac{\pi}{q}\right)$ et

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

$$\text{d'où } U_x = \frac{q}{2\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \left[\cos x \right]_{\alpha}^{\alpha+u} = D$$

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

or nous avons déjà vu que:

$$U_{dio} = V_m \frac{q}{\pi} \cdot S \cdot \sin \frac{\pi}{q} \quad \text{et par conséquent}$$

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

$$\text{On pose } dx = \frac{U_x}{U_{dio}} \Rightarrow dx = \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + u)}{2}$$

Nous obtenons la très importante relation entre la chute inductive relative et l'angle d'empiètement (U): (figure 3.6)

Le courant redressé peut s'écrire sous la forme suivante:

$$I_d = 2 \frac{V_m}{X_c} \sin \frac{\pi}{q} [\cos \alpha - \cos(\alpha + u)]$$

$$\text{d'où } U_{xc} = \frac{3}{\pi} X_c I_d \quad \text{pour } q = 3 \text{ (indice de commutation)}$$

X_c = réactance de commutation

I_d = courant redressé

c) Chute inductive de tension due au transformateur

- Principe

Le bloc redresseur étant constitué de groupes commutants identiques, la chute de tension relative à la tension fournie par le groupe commutant est la même que celle du groupe complet. Elle est calculée à partir de la réactance du transformateur (X_t) au moyen de la formule suivante:

$$dx_t = \frac{\delta \cdot q \cdot s}{2 \pi \cdot q} X_t \cdot \frac{U_d}{U_{dio}}$$

dans laquelle on a:

g = nombre d'ensembles de groupes commutants entre lesquels se partage le courant I_d

I_d = courant continu

q = indice de commutation

s = nombre de groupe commutant en série

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

δ = nombre de groupes commutants, en commutation simultanée, par

primaire.

d) Chute inductive de tension due à la réactance du réseau alternatif

- Influence de l'impédance du réseau à courant alternatif sur la

variation de la tension continue

La charge du convertisseur peut modifier la valeur efficace et la forme d'onde de la tension alternative à ses bornes côté réseau alternatif. Cette influence dépend de l'indice de pulsation et du rapport de la charge du convertisseur à la puissance de court-circuit du réseau à courant alternatif, basée sur l'impédance du réseau vue des bornes côté du convertisseur.

L'influence de la réactance du réseau à courant alternatif sur la forme d'onde de la tension alternatif, entraîne l'apparition d'une chute de tension additionnelle aux bornes côté continu du convertisseur. Elle est égale en valeur relative à

$$dx = \frac{8.9 \cdot D}{2 \cdot \pi \cdot g} \left(\frac{U_{V0}}{U_L} \right)^2 X_L \frac{I_d}{U_{dio}}$$

avec U_{V0} = tension d'alimentation du bloc

X_L = réactance du réseau

U_L = tension de ligne

En outre rappelons que la chute de tension selon l'équation précédente s'entend lorsqu'il y a seulement deux anodes déphasées en commutation c'est à dire pour ($u \ll 2\pi/p$)

avec p = indice de pulsation

on aura donc

$$dx \leq \frac{1}{2} \left[\cos \alpha - \cos \left(\alpha + \frac{2\pi}{p} \right) \right] \quad \text{cela reste encore vraie pour}$$

$\alpha = 0 \Rightarrow \cos \alpha = 1 \quad \text{d'où}$

$$dx < \frac{1}{2} \left(1 - \cos \frac{2\pi}{p} \right)$$

nous avons un système dodécaphasé avec $p = 12$

$$dx \leq \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad \text{d'où}$$

$$dx < 0,0675$$

rappelons que dx est la chute de tension inductive totale relative

III.4.3 - Chute résistive de tension continue

Cette chute s'exprime de façon simple en fonction des pertes dans les conducteurs (enrôlements du transformateur, inductances, résistances, liaisons).

En effet ces pertes correspondent à une diminution de la puissance délivrée côté continu. Si (P_R) représente la somme des pertes pour un courant continu délivré I_d , on peut écrire, en appelant (U_R) la valeur absolue de la chute résistive:

$$P_R = U_R I_d \quad \text{d'où } U_R = \frac{P_R}{I_d} = R_C I_d$$

et la chute résistive relative s'écrit:

$$d_r = \frac{P_R}{I_d \cdot U_{dio}}$$

III.4.4 - Chute de tension due aux thyristors

On connaît, en général, les pertes dissipées par chaque thyristor pour une forme et une durée de courant données. Ces pertes s'expriment par la formule suivante.

$$P_c = n \left(U_{T0} I_F + r_F I_{Fe}^2 \right)$$

dans laquelle on a:

U_{T0} = tension de seuil

n = nombre total de thyristors

r_F = résistance différentielle

I_F = intensité moyenne dans le sens direct

I_{Fe} = intensité efficace

et la chute de tension directe

$$U_c = \frac{P_c}{I_d}$$

Avec des thyristors au silicium on peut à priori, estimer, cette chute de tension à 1,5 V environ par semiconducteur et qui peut être négligée dans certains cas.

En valeur relative par rapport à U_{dio} on aura

$$d_c = \frac{P_c}{I_d U_{dio}}$$

III.4.5 - Chute de tension totale

(Calcul de U_{dio} et U_{vo})

En valeur absolue cette chute, que nous appelons (U) s'exprime par:

$$U = U_{xt} + U_r + U_c + U_L$$

ou encore, en valeur relative, en divisant tous les termes par U_{dio} :

$$d = d_{xt} + d_r + d_c + d_L$$

Les trois premiers termes du second membre de ces équations constituent la chute de tension << propre >> du groupe redresseur; le quatrième (U_L ou d_L) dépend du réseau.

Connaissant la tension (U_d) à obtenir par la charge (I_d) nous aurons:

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

U = chutes absolues

d = chutes relatives

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

d'où

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

D'après cette équation nous aurons la tension U_{vo} en tenant compte des diverses chutes de tension

d'où

$$U_{vo} = \frac{U_d + U}{1 - d} \sqrt{2} \frac{\pi}{\rho \cdot \beta}$$

III.5 - Pertes et rendement

III.5.1 - Généralités sur les pertes et rendement

Considérées en fonction du courant côté continu (I_d), un groupe << transfo-redresseur >> présente trois sortes de pertes.

- 1°) Les pertes constantes (pertes dans le fer du transformateur et dans les accessoires et auxiliaires) P_o
- 2°) Les pertes proportionnelles au courant débité (essentiellement celles dues à la tension de seuil des thyristors). P_T
- 3°) Les pertes proportionnelles au carré du courant débité (enroulements, liaisons, coupe-circuits, ect.) P_r
- 4°) Les pertes supplémentaires P' .

Si nous appelons ($\sum p$) la somme de ces pertes, le rendement pour une valeur donnée de (I_d) sous la tension (U_d) s'exprime par:

$$\eta = \frac{P.L}{P_d + \sum p} = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + \sum p} \quad (P_d = \text{puissance délivrée})$$

on le donne généralement en %

Ces pertes sont déterminées par la méthode des << pertes séparées >> .

III.5.2 - Pertes dans le transformateur principal

Elles se composent essentiellement, comme dans tout transformateur:

- des pertes dans le fer
- des pertes dans le métal des enroulements
- pertes dues aux systèmes de refroidissement
- pertes dans la bobine d'absorption.

On va donc les examiner successivement.

a) Pertes dans le fer

Elles sont indiquées, par le constructeur du transformateur, pour la tension nominale, la fréquence nominale et une forme de tension pratiquement sinusoïdale. Ces pertes dépendent de l'induction adoptée et de la constitution du circuit magnétique. Elles font partie des pertes constantes du groupe redresseur.

b) Pertes dans les enroulements

Les pertes dans les enroulements qui se manifestent dans des conditions normales de service comprennent les pertes résistives dans le cuivre et les pertes supplémentaires (fonction de la fréquence) dues aux courants parasites, de même que le flux de dispersion dans les enroulements et les parties constructives. En raison des harmoniques, il serait nécessaire, pour mesurer les pertes réelles dans les enroulements, que le transformateur soit en service normal avec le bloc.

Les pertes dans les enroulements primaires et secondaires s'expriment par:

$$P_{rp} = n_1 r_1 I_p^2$$

$$P_{rs} = n_2 r_2 I_s^2$$

$$\text{avec } P_{rt} = P_{rp} + P_{rs}$$

dans ces relations (où (I_p) et (I_s) ont été déjà définis)

$$\left. \begin{array}{l} P_{rp} = \text{pertes joule côté primaire} \\ P_{rs} = \text{pertes joule côté secondaire} \end{array} \right\} P_{rt} = \text{Pertes Joule} \\ \text{totales du transformateur.}$$

n_1 et r_1 = nombre des enroulements primaires et résistance moyenne unitaire.

n_2 et r_2 = nombre des enroulements secondaires et résistance moyenne unitaire.

Si (P_A) est la puissance mesurée en court-circuit dans les conditions indiquées on a donc

$$P_{rt} = P_A$$

c) Pertes dues au système de refroidissement

Pour les transformateurs à ventilation forcée, il faut tenir compte, dans l'établissement des pertes, de la consommation des ventilateurs, pompes, ect.

Ces pertes seront sensiblement constantes et pourront être incluses dans les pertes à vide du transformateur.

d) Pertes dans les bobines d'absorption et les inductances éventuelles

D'une manière générale ces pertes comportent les pertes par effet Joule et des pertes fer (nulles si le flux magnétique circule dans l'air). Les premiers sont proportionnelles à (I_d^2) et nous appellerons (P_{rb}), les secondes ne sont pas constantes, peuvent être négligées.

III.5.3 - Pertes dans le bloc redresseur

La puissance dissipée par seconde est égale :

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^{T/4} (U_{T0} + r_F i_F) I_F dt$$

$$\text{soit } P_c = U_{T0} \frac{1}{T} \int_0^{T/4} I_F dt + r_F I_F^2$$

$$P_c = U_{T0} I_F + r_F I_F^2$$

avec rappelons le :

U_{T0} = tension de seuil
 r_F = résistance différentielle } du thyristor

Si le groupe comporte (n) thyristors les pertes totales dans celui-ci seront :

$$P_c = n (U_{T0} I_F + r_F I_F^2) \quad - 54 -$$

a) Pertes dans les fusibles éventuelles

La puissance dans les fusibles est produite par effet Joule donc de la forme :

$$P_f = r_f I_f^2$$

r_f = résistance, supposée constante, du fusible, lorsque celui-ci est parcouru par un courant I_d

I_f = valeur de l'intensité qui parcourt le fusible quand le redresseur débite le courant I_d .

III.5.4 - Pertes dans les liaisons

Ce sont des pertes par effet Joule qui dépendent de la résistance des circuits et des courants qui les parcourent. Ces pertes sont proportionnelles à (I_d^2) et nous appellerons (P_{rL}).

III.5.5 - Totalisation des pertes et calcul des rendements

Nous voyons d'après ce qui précède, que nous pourrions classer les pertes de la manière suivante :

$$P = P_0 + P_r + P_T + P'$$

De ceci nous en déduisons le rendement

$$1 - \eta = \frac{\sum p}{u_d \cdot I_d + \sum p}$$

PERTURBATIONS - PROTECTIONSIV.1 - Perturbations essentielles

En regard des nombreux avantages, les convertisseurs statiques ont tout de même quelques inconvénients bien connus: ce sont les perturbations.

- Facteur de puissance
- Surintensités
- Courts - circuits
- Surtensions
- Harmoniques

IV.2 - Facteur de puissance

Pour le réseau, les groupes à thyristors sont des récepteurs (ou des générateurs) qui présentent quelques particularités. Tout d'abord, le courant efficace alternatif absorbé est, dans un pont complet, à très peu de chose près, constant lorsque le courant continu est lui même constant, quelque soit la tension continue. Autrement dit, la puissance apparente absorbée au réseau n'est fonction que du courant continu débité par le groupe à thyristors.

Si la puissance active qui est conservatrice est nulle (aux pertes près), le réseau ne fournit que la puissance réactive, qui est égale à la puissance apparente (c'est le cas qui se présente au démarrage d'un moteur). Inversement, lorsque la tension continue est maximale, la puissance active est presque égale à la puissance apparente, la puissance réactive est presque nulle, et ne représente que la consommation réactive du transformateur.

Ce fonctionnement est très nettement différent de celui d'un groupe Ward-Léonard qui absorbe une puissance apparente à peu près proportionnelle à la puissance active. Les groupes à thyristors absorbent donc, dans certaines conditions, beaucoup de puissance réactive, que l'on sait être génératrice de chutes de tension, et il faut porter une attention particulière aux réseaux alimentant les groupes à thyristors.

Rappelons également que, quelque soit le mode de fonctionnement du groupe (redresseur ou onduleur) il absorbe toujours de la puissance réactive, ~~alors que~~ pendant la marche en onduleur, il fournit de la puissance active au réseau.

Dans le cas de notre équipement de puissance élevée (plusieurs mégawatts) appelés à balayer fréquemment toute la plage de retard à l'amorçage et à stationner plus ou moins longtemps à des valeurs intermédiaires, il est nécessaire de faire appel à des solutions permettant de réduire la puissance réactive consommée.

On peut alors fractionner le convertisseur de puissance $\ll P \gg$ en " n " convertisseurs de puissance P/n commandés graduellement les uns après les autres (exemple de la commande échelonnée).

IV.3 - Surintensités

IV.3.1 - Origines et effets des surintensités mises en jeu

Les surintensités qui peuvent apparaître dans les montages redresseurs-onduleurs peuvent avoir une origine extérieure, et se traduire par une augmentation excessive du courant redressé traversant l'ensemble des thyristors. Dans le cas d'un redresseur, cette augmentation provient généralement d'une surcharge ou d'un court-circuit dans le réseau d'utilisation; dans le cas d'un onduleur non autonome, elle se produit le plus souvent à la suite d'une baisse de la tension du réseau à courant alternatif, ou d'une hausse de la tension fournie par la source à courant continu.

Elles peuvent avoir au contraire une origine interne, telle qu'une avarie survenant à une ou plusieurs soupapes du montage. Ces avaries sont de deux sortes.

a) Les soupapes peuvent présenter une cessation de l'effet redresseur. La soupape avariée fait, le plus souvent, partie d'un montage polyanodique ou polycathodique, tel que celui de la figure (4.1); dans ce cas, des courts-circuits successifs s'établissent entre la phase d'alimentation de la soupape avariée 1, siège d'un courant inverse, et les phases d'alimentation des soupapes intactes 2 et 3. Celles-ci débitent un courant de court-circuit dans le sens direct, si le sens de leur tension le permet, et compte tenu des inductances de fuites qui peuvent prolonger le courant. Dans chaque soupape intacte l'intensité qui n'est limitée que par l'impédance du transformateur et par l'effet redresseur subsistant, peut atteindre de grandes valeurs.

Le courant inverse traversant la soupape avariée, qui est la somme des courants directs précédents, est encore plus élevé. Des perturbations importantes, allant jusqu'à l'annulation, se produisent en même temps sur la tension continu.

La cessation de l'effet redresseur revêt des aspects différents selon la nature des soupapes.

Dans les soupapes ioniques, elle prend l'aspect de l'allumage en retour, phénomène aléatoire se produisant dans les conditions normales d'emploi, qui cesse parfois spontanément mais qui, le plus souvent, doit être interrompu par des moyens de protection avant que la soupape ait été endommagée. Celle-ci est alors prête à reprendre son fonctionnement.

Dans les soupapes à semi-conducteurs, l'avalanche est l'analogue de l'allumage en retour avec la différence qu'il s'agit d'un phénomène régulier, qui se produit pour des tensions nettement supérieures à la tension normale d'emploi, et n'est pas à considérer dans ce cas.

La cessation de l'effet redresseur se produisant aux tensions normales dans une soupape à semi-conducteurs est un claquage, entraînant son avarie définitive. Selon les cas, sous l'effet des surintensités inverses, la soupape peut être mise en court-circuit franc, ou au contraire en circuit ouvert si elle a joué le rôle d'un fusible.

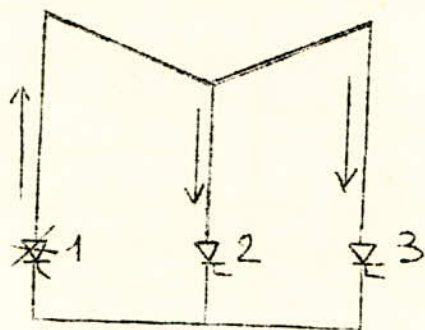


Fig 4.1 Courants de court-circuit provoqué par la cessation de l'effet redresseur d'une soupape

b) Les soupapes peuvent présenter des perturbations de la commande d'amorçage:

Ce dernier peut ne pas se produire quand on le désire: on a affaire à un raté d'amorçage; il peut se produire au contraire inopinément à un instant quelconque: on a affaire alors à un déblocage intempestif de la soupape.

L'effet d'un raté d'amorçage est différent selon qu'il se produit dans un montage fonctionnant en redresseur, ou au contraire en onduleur non autonome.

Considérons d'abord figure (4.2 a) les tensions successives d'un montage triphasé simple tel que celui de la figure (4.1); les impulsions de commande d'amorçage dans le fonctionnement en redresseur sont représentées sur la figure (4.2. b). Supposons que l'impulsion 1 n'ait pas d'effet: nous voyons que la tension redressée instantanée U_d va prendre la forme anormale représentée en trait plein. Admettons que le circuit continu maintienne une force contre-électromotrice constante E , sensiblement égale à la tension redressée moyenne normale.

Nous voyons que le raté d'amorçage de la soupape 1 se traduit par une perturbation temporaire de la tension ($U_d - E$), représentée par l'aire hachurée, dont les coordonnées sont négatives. Cette perturbation ne pourrait donner qu'une baisse fugitive du courant continu.

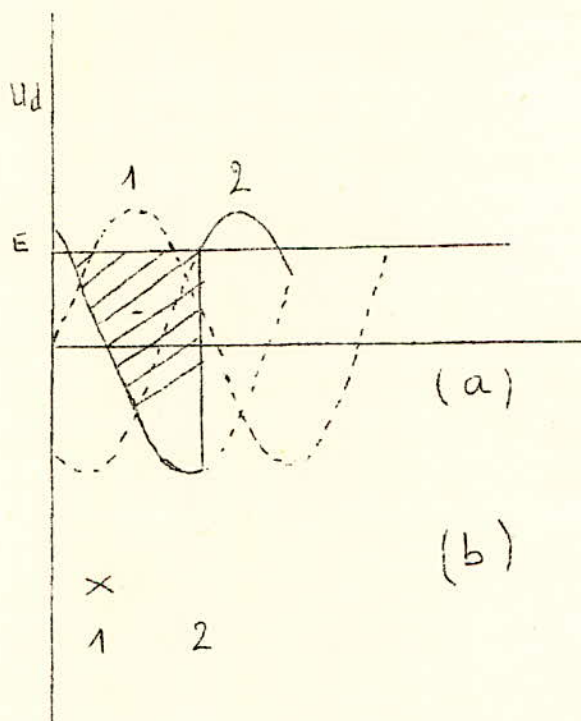


Fig 4.2 Effet d'un raté d'amorçage sur un montage redresseur.

Considérons au contraire (figure 4.3 a) le fonctionnement en onduleur non autonome. La force électromotrice E du circuit continu (négative) égale normalement la tension moyenne de l'onduleur. Admettons un raté d'amorçage de l'impulsion 1. La force contre-électromotrice U_d de l'onduleur aura l'aspect anormal représenté en trait plein, et la perturbation temporaire de tension ($U_d - E$) donnée par le raté d'amorçage sera représentée par l'aire hachurée, dont les ordonnées sont positives. Cette perturbation engendre donc une surintensité qui peut être limitée par l'inductance de lissage présente dans le circuit continu. Le calcul de la valeur crête de cette surintensité se fait sans difficulté à partir de l'équation;

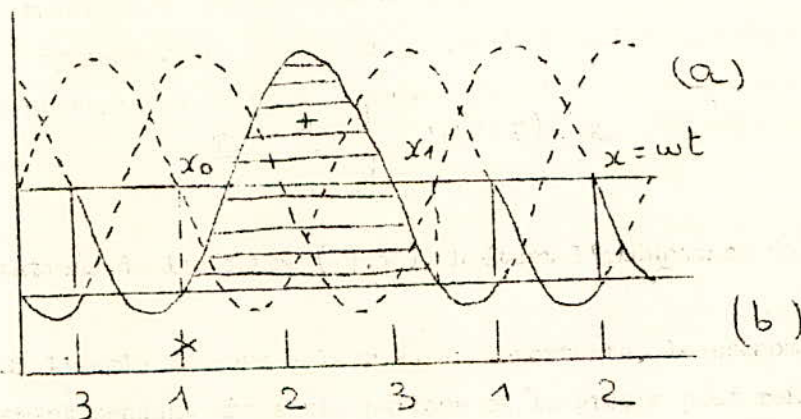
$$\tilde{u}_L = \frac{1}{\omega L} \int_{x_0}^{x_1} (\omega d - \varepsilon) dx$$

avec les notations de la figure (4.3), L étant l'inductance de la bobine de lissage.

Si l'angle β a une valeur assez importante, le phénomène peut être limité seulement pendant une seule période et le groupe peut rentrer dans son régime normal de fonctionnement.

La limite de déphasage est égale à $\alpha_m = 180 - \beta$ ou $\beta = U_{\max} + \gamma$, (β angle d'avance, U_{\max} angle de commutation maximal et γ angle de marge). En pratique, α_m est limité à environ 150° .

Ce phénomène de « décrochage » se produit aussi pendant le temps de freinage par récupération. On aura sur la phase en commutation une chute de tension transitoire importante ou même la disparition totale de la tension



4.3 Effet d'un raté

d'amorçage sur un montage onduleur non autonome.

IV.3.2 - Protection globale d'un montage redresseur onduleur contre les surintensités.

La protection de l'ensemble d'un montage redresseur-onduleur contre les surintensités provenant du réseau continu est assurée en général au moyen de disjoncteurs ou de contacteurs - disjoncteurs insérés sur les conducteurs de sortie des soupapes. Les relais provoquant la disjonction du circuit continu doivent permettre les surcharges tolérables pour le redresseur-onduleur, tout en agissant le plus rapidement possible vis à vis des surcharges élevées. Les surcharges modérées peuvent être coupées sous l'action de relais intégrateurs convenables, et les surcharges brutales, par des relais électromagnétiques rapides.

Le disjoncteur inséré dans le circuit continu peut contribuer à la protection d'un montage redresseur contre les avaries internes: ainsi, en cas de cessation de l'effet redresseur d'une soupape, si le circuit continu est le siège d'une force électromotrice, celle-ci tend à débiter dans le redresseur un courant de retour, qui peut être coupé par le disjoncteur à courant continu; ce dernier doit alors être muni d'un relais retour de courant, insensible aux surcharges dans le sens normal, mais sensible à un courant de sens inverse beaucoup plus faible.

IV.3.3 - Protection individuelle des soupapes

La protection individuelle des soupapes d'un montage redresseur-onduleur vise deux buts différents: d'une part interrompre une surintensité brutale avant qu'elle ait pu causer une avarie définitive, d'autre part, éliminer une soupape avariée << émédiatement >> par court-circuit (une soupape qui s'est coupée s'élimine d'elle même). Les organes utilisés se ramènent à deux types: fusibles ou disjoncteurs unipolaires à déclenchement électromagnétique (dit instantané).

IV.4 - Courts-circuits

Dans le cas de court-circuit le groupe est mis hors service le plus rapidement possible. Les thyristors doivent supporter le courant qui se présente, dans les plus mauvaises conditions (asymétrie maximale) lors de l'apparition du défaut, on a intérêt à ce que celui-ci dure le moins longtemps possible.

Les courants traversant les thyristors peuvent être assez différents selon que le court-circuit est "externe", c'est à dire qu'il y a lieu sur l'utilisation ou qu'il est "interne" c'est à dire qu'il se présente sur un bras du bloc redresseur (claquage du thyristors en général). On traitera donc les deux cas successivement.

IV.4.1 - Court-circuit << externe >>

Dans ce cas le disjoncteur, généralement placé côté alternatif, peut supprimer l'alimentation en un temps couramment compris entre 60 et 100 ms, et le nombre des thyristors peut, dans certains cas, être déterminé par cette seule condition (et non par le courant de service normal).

IV.4.2 - Court-circuit << interne >>

Ce genre de court-circuit engendre dans la file des thyristors en défaut un courant généralement plus grand que celui provoqué par le court-circuit externe. Cette différence est d'autant plus importante que le nombre de files par bloc est plus élevé.

Pour la protection, on utilise un << court-circuiteur >> qui a pour effet:

- 1) De supprimer l'alimentation du défaut dans le bloc.
- 2) De faire déclencher le disjoncteur côté réseau du transformateur par les relais qui sont normalement prévus pour protéger cet appareil contre les surintensités.

On arrive par ce système, à des temps d'élimination du défaut des thyristors de l'ordre 3 ms grâce à l'utilisation d'une détection par mesure précise de l'intensité et de sa vitesse d'accroissement di/dt et aussi du fait que le << court-circuiteur >> est actionné par des ressorts puissants.

IV.5 - Surtensions

Il est bien connu que les semi-conducteurs peuvent être détériorés par des surtensions qui excèdent leur tension d'avalanche, même si ce dépassement est très bref (quelques microsecondes). Les causes de surtensions sont multiples, parmi les plus courantes, on peut citer:

- coupure et mise sous tension à vide du primaire du transformateur d'alimentation du redresseur,
- coupures de charges inductives en parallèle avec l'alimentation du redresseur,
- coupures de batteries de condensateurs ou de ligne à vide,
- surtensions apparaissant lors de l'interruption d'un courant de défaut.
- coups de foudre, ect...

Il est donc indispensable de prévoir des dispositifs de réduction des surtensions en amont de l'alimentation des groupes de redressement.

Les dispositifs de réductions de surtensions sont constitués soit par des réseaux R, L, C soit par des éléments à caractéristique $V(I)$ non linéaire.

A titre d'exemple, étudions les surtensions provoquées par l'énergie magnétisante du transformateur.

Il est connu que la mise sous tension, à vide, du transformateur, peut provoquer une surtension dont la valeur dépend de l'instant de cet enclenchement.

Si cet instant est celui où la tension d'alimentation passe par Zéro cette surtension peut atteindre deux fois la valeur de la tension normale, côté secondaire.

Ce facteur 2 étant bien connu il se trouve, en général, inférieur à celui (K) qui est adopté pour déterminer les caractéristiques des thyristors et le nombre de mises en série.

On ne prévoit donc pas, en général, de protection spéciale contre ce phénomène.

Par contre la surtension provoquée par la libération de l'énergie magnétique du transformateur, lorsque celui-ci est à vide, peut provoquer une surtension nettement plus importante.

En charge, le disjoncteur coupe, en pratique, lors du passage par Zéro du courant ce qui peut conduire à une surtension de l'ordre 2 comme à l'enclenchement.

A vide, le disjoncteur coupe mal le courant magnétisant (totalement réactif) et des réallumages provoquant des surtensions de l'ordre 3 à 5 peuvent se produire. Par une étude sur les conditions de cette coupure, qui n'a pas lieu au même moment sur les trois pôles d'un disjoncteur triphasé on peut arriver dans chaque cas à obtenir une valeur plus approchée de la surtension.

Celle-ci étant liée à la valeur de l'énergie magnétisante libérée par le transformateur, on dérive cette dernière énergie vers des condensateurs qui doivent se charger de manière à atteindre une tension inférieure à celle qui correspond à une répercussion sur les thyristors ne dépassant pas la contrainte permise.

Ces condensateurs peuvent être placés: soit du côté alternatif du bloc redresseur, soit du côté continu.

Dans le premier cas ils sont parcourus constamment par des courants engendrés par la tension entre phases secondaires, tension qui est à la fréquence du réseau. Ils devront être déterminés pour supporter ces courants en permanence.

Il paraît plus rationnel de connecter un seul condensateur entre les bornes courant continu. Celui-ci se charge alors quelles que soient les phases intéressées par la surtension.

Dans notre installation, où l'énergie magnétisante est grande on aboutit à des valeurs élevées pour la capacité et l'on aura intérêt à utiliser des condensateurs électrolytiques ce qui est souvent possible en les situant côté continu.

En outre, ce même condensateur peut protéger, dans une certaine mesure, contre des surtensions provenant du réseau d'utilisation à courant continu.

IV.5.1 - Calcul de la capacité (C)

D'après les études sur les phénomènes se produisant lors de la coupure du courant magnétisant à vide on peut admettre que l'énergie libérée est environ 30 % supérieure à celle produite par le courant maximal à vide s'écoulant dans la self-inductance que présente le transformateur.

Si la coupure du disjoncteur a lieu simultanément sur les trois phases de l'alimentation, le courant magnétisant étant maximal dans l'une d'elles, les deux autres sont parcourues par un courant moitié (déphasages de + et - $2\pi/3$)

L'énergie magnétisante libérée est donc, dans ce cas:

$$W_L = \frac{1}{2} \left[L I_{0Lm}^2 + 2L \left(\frac{I_{0Lm}}{2} \right)^2 \right] = \frac{3}{2} L I_{0L}^2$$

(L) est l'inductance du transformateur à vide amenée à une phase du réseau d'alimentation c'est à dire que l'on a :

$$U_L = \sqrt{3} L \omega I_{0L} \quad \text{d'où} \quad L I_{0L}^2 = \frac{U_L}{\sqrt{3}} \frac{1}{\omega} I_{0L}$$

et par conséquent

$$W_L = \frac{\sqrt{3}}{2} U_L \frac{I_{0L}}{\omega}$$

(I_{0L} = courant magnétisant en ligne valeur efficace).

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

$$W_C = \frac{1}{2} C (U_S^2 - U_{m0}^2)$$

(U_S) étant la tension maximale atteinte sur le circuit continu lors de la sur-tension.

(U_{m0}) la tension maximale sur le circuit continu, à vide sans surtension. Avec la marge de 30 % adoptée on aura

$$W_C = 1,3 W_L \quad \text{soit} \quad C (U_S^2 - U_{m0}^2) = \frac{1,3 \sqrt{3}}{\omega} U_L I_{0L}$$

$$\text{d'où} \quad C = \frac{1,3 \sqrt{3} U_L I_{0L}}{\omega (U_S^2 - U_{m0}^2)}$$

IV.5.2 - Remarques sur le système de protection complet

- Il est nécessaire de connecter en parallèle avec le condensateur (C) une résistance de décharge (R_p) de manière que la constante de temps de décharge (τ) soit faible, on prend souvent

$$\tau = R_p C \cong 1s$$

- En série avec l'ensemble précédent on place:
 - a) 1 fusible (F) de protection déterminé pour une fusion rapide en cas de claquage du condensateur (avec indicateur de fusion).
 - b) une résistance (R_s) non inductive limitant l'appel de courant de charge.
- Dans certains cas on connecte, après le fusible, un condensateur de faible valeur (C') destiné à se charger directement entre + et - (surtensions à front raide côté continu).

Le schéma de protection est donné par la figure (4.4)

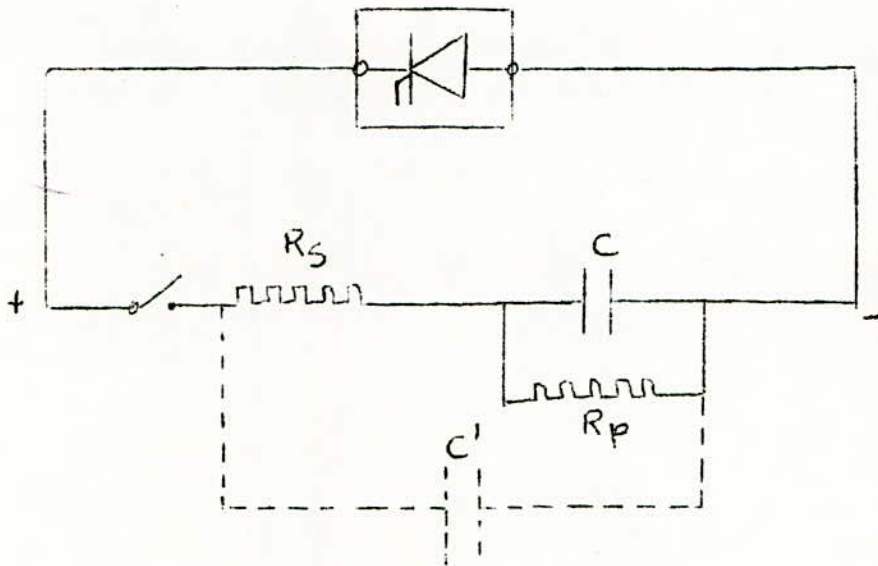


Figure 4.4 : Protection contre les surtensions internes

IV.6 - Les harmoniques

Tout redresseur engendre, 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 du convertisseur et de la réactance du réseau.

Ainsi pour un harmonique de tension de valeur efficace (U_n) et de rang (n) le courant correspondant a pour valeur.

$$I_n = \frac{U_n}{\sqrt{n^2 \omega^2 L^2 + R^2}}$$

où (L) et (R) sont les valeurs de l'inductance et de la résistance en circuit. Si il y a une bobine de « lissage » , (L) doit comprendre l'inductance de celle-ci.

Ces circonstances créent aussi des harmoniques de tension d'autant plus gênants que le réseau est moins puissant. L'un des moyens propres à les réduire, consiste à augmenter l'indice de pulsation du redresseur (p = 12). C'est le cas de notre transformateur dont le primaire est réalisé en deux demi-éléments.

Les charges des transformateurs étant égales, la réaction sur le réseau alternatif de cet ensemble est ainsi équivalente à celle d'un groupe dodécaphasé. A la place de l'harmonique d'ordre 5 apparait celui d'ordre 11, dont l'amplitude est alors réduite de plus de 50 %. Pour un redresseur dodécaphasé, les harmoniques de rangs 5 et 7 n'existent pas du tout.

IV.6.1 - Protection contre les harmoniques

Ces harmoniques créent des perturbations néfastes, il s'avère donc nécessaire « de prendre le mal à sa source » c'est à dire pratiquement de connecter des filtres d'harmoniques aux bornes de l'alimentation.

Ces filtres sont constitués par des circuits accordés sur la fréquence des harmoniques à éliminer du réseau.

Cette protection peut se révéler moins onéreuse : puisque l'on doit aussi compenser l'énergie réactive consommée par l'utilisation du redresseur (mauvais $\cos \varphi$). Si pour un des harmoniques, les valeurs de (L ω) et (1/C ω) deviennent voisines, l'impédance apparente du circuit constitués par (L) et (C) en parallèle devient élevé et une tension harmonique élevée va apparaitre sur le réseau.

Les valeurs de courant harmonique^R dans L et C (qui sont presque en opposition de phase) deviennent alors plus importantes que le courant harmonique produit par les redresseurs. Ces courants peuvent détériorer les condensateurs d'amélioration du facteur de puissance ou leurs protections.

La condition de résonance du filtre pour l'harmonique d'ordre (n) est :

$$L n \omega = \frac{1}{C n \omega} \quad \text{ou} \quad \boxed{L C n^2 \omega^2 = 1}$$

Conclusion

Les perturbations sur les réseaux sont des phénomènes théoriquement bien connus, leur importance dépend des caractéristiques des réseaux qui sont souvent mal connues, d'autre part ces caractéristiques sont variables avec la charge.

La présence de condensateurs d'amélioration du facteur de déphasage peut provoquer des phénomènes de résonance. Il faut en tenir compte mais les perturbations les plus graves résultent de la disparition fugitive ou permanente de la tension d'alimentation lors du fonctionnement en onduleur. Il est donc nécessaire d'obtenir une estimation de la fréquence de ces défauts afin de pouvoir ajouter éventuellement les dispositifs de déclenchement appropriés.

C H A P I T R E V

Détermination des caractéristiques d'un groupe transformateur redresseur

V-1- Exemples de laminoirs réversibles avec thyristors de puissance

(C.E.M. Brown Bovéri)

V-1-2- Structure générale

Dans ce laminoir duo réversible, appelé aussi train blooming, on fabrique, à partir de lingots bruts coulés, préchauffés, des billettes servant de matière première pour des trains de laminoirs continus, tels, par exemple, que trains à fils ou train à acier profilés. Comme le train blooming constitue le premier élément dans la chaîne de l'installation de laminage, la production complète dépend de son bon fonctionnement. Pour obtenir une production optimale, la section du produit à laminer doit être réduite de sa forme initiale à sa forme finale par un nombre de passes aussi petit que possible. A cet effet, on réunit les grandeurs qui interviennent dans un plan dit de passes. A partir de ce plan de passes, on peut calculer la variation du courant qui doit servir de base pour le dimensionnement du moteur et des installations d'alimentation. Le laminoir duo réversible qui nous occupe ici, comprend une cage principale et quelques dispositifs d'entraînement auxiliaires.

V-1-3- Cage principale

La réduction de la section, du lingot jusqu'à la billette, demande 21 passes au maximum

Section des lingots	;.... 400 x 400 mm
Section des billettes	120 x 120 mm
	ou 80 x 80 mm
Poids unitaire des lingots	2 tonnes

L'installation est prévue pour 490 inversions par heure avec une durée d'inversion de 1,5 seconde, de vitesse de base à vitesse de base.

V-2- Caractéristiques générales

a) Caractéristiques du réseau

- Tension primaire nominale entre phases $U_L = 90$ KV
(alimentation triphasée)
- Fréquence du réseau = 50 HZ
- Fluctuations normales de la tension du réseau $d_n = \pm 0,05$
- Puissance de court-circuit $Q = 1500$ MVA

b) Caractéristiques du moteur

Induit :

- Type 2 G 31018/960/8
- vitesse de base $b = 55$ tr/mn
- vitesse maximale $max = 110$ tr/mn
- Puissance nominale $P_d = 4000$ KV
- Tension d'induit nominale $U_d = 970$ V
- Intensité nominale $I_d = 4450$ A
- Couple nominal à la vitesse de base = 71 m.t
- Couple maximal jusqu'à $= 55$ tr/mn $max = 177,5$ m.t
- Intensité correspondante à max $I_{max} = 11.100$ A
- Couple de déclenchement jusqu'à 55 tr/mn $\bar{I}_D = 195$ m.t
- Intensité correspond à d $I_D = 12\ 200$ A
- Résistance totale de l'induit
(Induit + compensation à 115° C) $R_A = 0,0128$
- Inductance totale de l'induit $L_A = 0,605$ m.H
- Rendement à I_d , à plein flux,
à la vitesse de base = 0,925

Inducteur :

- Puissance totale d'excitation nominale $P_E = 32$ KW
- Tension d'excitation nominale $U_E = 194$ V
- Intensité d'excitation nominale $I_E = 165$ A
- Constante de temps inducteur $T_E = 3;50$ sec
(valeur moyenne)
- Constante de temps d'accélération du moteur seul (de 0 à la vitesse
de base au couple nominal..... $T_A = 0,375$ sec

Calcul de la tension redressée idéale à vide

On peut admettre, étant donné le réglage de la tension, une chute naturelle de 29%. Ce sera la tension qui apparaîtrait aux bornes du redresseur en commutation naturelle et en l'absence de charge.

$$U_{dio} = \frac{U_d}{1-d} = \frac{970}{1-0,29} = 1366 \text{ V}$$

Cette tension aura une caractéristique dodécaphasée avec un taux d'onduleur égal à 1 (pratiquement), figure 5.1

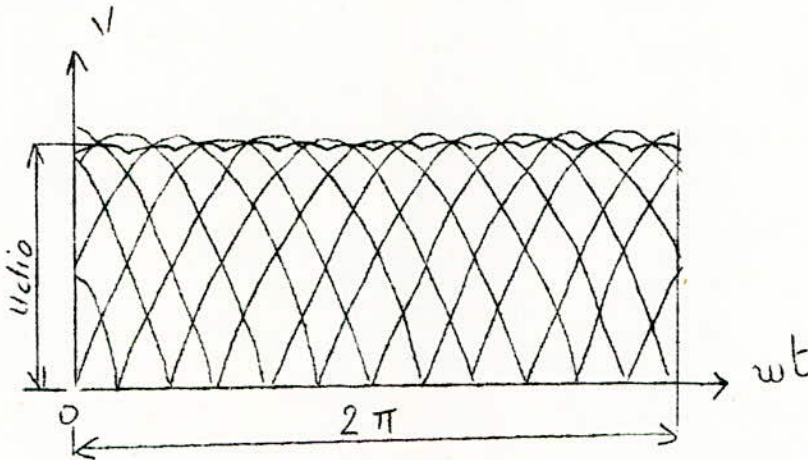


Figure 5.1 Caractéristique de la tension d'un double pont de Graëtz

Tension secondaire à vide entre phases

(couple triangle et étoile)

$$U_{vo} = \sqrt{2} \cdot \frac{\pi}{q \cdot s} \cdot U_{dio} \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} q = 3 \\ s = 2 \end{array}$$

$$U_{vo} = \sqrt{2} \cdot \frac{3,14}{3 \times 2} \cdot 1366 = 0,74 \times 1366 = 1010 \text{ V}$$

Tension inverse sur un bras pour 90 KV + 5 %

$$U_{iom} = U_{im} = \sqrt{2} (1 + d_N) U_{vo}$$

$$U_{im} = \sqrt{2} (1 + 0,05) \cdot 1010 = 1495 \text{ V}$$

Cette tension inverse répétitive est liée à la tension de crête maximale alternative.

Valeur moyenne du courant dans un bras

$$I_{a \text{ moy}} = \frac{I_d}{g q} \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} g = 2 \\ q = 3 \end{array}$$

$$I_a \text{ moy} = \frac{4450}{2 \times 3} = 742 \text{ A}$$

Valeur efficace du même courant

$$I = \frac{\sqrt{I_a}}{g \quad q}$$

$$I = \frac{4450}{2 \times 3} = 1286 \text{ A}$$

Courant d'alimentation du bloc

$$I_v = \frac{\sqrt{2}}{g \sqrt{q}} I_d \quad \text{avec } g = 2 \\ q = 3$$

$$\text{d'où } I_v = \frac{\sqrt{2}}{2 \times \sqrt{3}} \times 4450 = 1813 \text{ A}$$

c) choix des thyristors

Courant de service

Si (n p) est le nombre de files de thyristors en parallèle par bras, avec le fonctionnement à (n p - 1) et un déséquilibre de 8 % dans la répartition du courant nous devons avoir

$$n p - 1 \geq 1,08 \frac{I_a}{k I_F}$$

(K) est un coefficient inférieur à 1 qui tient compte de la surcharge
(I_F) est le courant moyen direct que peut supporter un thyristor en permanence.

Type de thyristors retenu : (Figure 5 de l'annexe)

Ils sont prévus pour I_F = 550 A avec radiateur soufflé à 6m/s par air
(température d'entrée de l'air : 35° C)

pour une surcharge de 150 % on prendra k = 0,45

$$\text{donc } n p - 1 \geq 1,08 \times \frac{742}{0,45 \times 550} = 3$$

$$n p \geq 4$$

on prendra n p = 4

Détermination du nombre (n s) de thyristors en série

Le thyristor choisi présente une tension inverse transitoire maximale (URSM) de 1600 V.

Si on prend : n s = 1, soit un thyristor par file, on aura 2 (n p) thyristors par bras dans le sens direct et 2 (n p) pour le sens inverse.

Le nombre total de thyristors (n) sera :

$$n = 2 (n p \times n s) \times 12 = 96$$

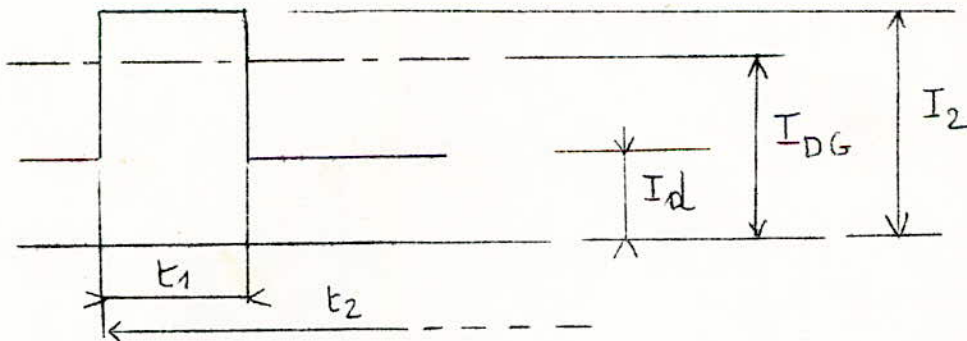
Pour la protection on connectera en parallèle avec chaque thyristor un condensateur et en série un fusible en cas de court-circuit interne.

Dimensionnement en courant pour un pont de Graëtz

Le dimensionnement en courant est prévu pour permettre $2,5 I_N$ à partir de la charge de base I_N pendant un temps tel que l'échauffement du moteur ne dépasse pas celui permis par sa classe d'isolation. Ce temps est compris entre 34 et 37 sec.

Cycles de charge le plus sévère

- apparaissant une seule fois ou périodiquement
- Avec ou sans charge de base.



avec :

- Durée du cycle $t_2 = \infty$ sec
- Durée du surcourant $t_1 = 37$ sec
- Rapport des temps $\frac{t_1}{t_2} = 0,00$
- Intensité permanente admissible $I_{DG} = 8720$ A
- Intensité nominale $I_d = 4.450$ A
- Coefficient de charge de base $G = \frac{I_1}{I_{DG}} = \frac{4450}{8720} = 0,51$

- Rapport du courant de pointe au courant maximum admissible en régime permanent du groupe

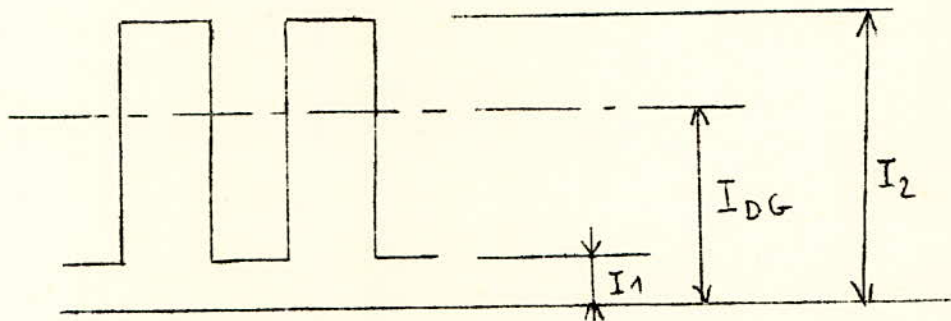
(figure 4 de l'annexe) $R = \frac{I_2}{I_{DG}} = 1,27$

- Valeur du courant de pointe admissible $I_2 = R \cdot I_{DG} =$

$I_2 = 1,27 \times 8720 = 11\ 100\ A$

Vérification pour le cycle d'utilisation (d'après programme type)

avec un thyristors en moins par bras.



avec :

- Durée de cycle $t_2 = 9\ sec$

- Durée du surcourant $t_1 = 5\ sec$ (passe la plus longue)

Le temps mort ($t_2 - t_1$) est pratiquement toujours égal à 4 secondes.

$I_{DG} = 7770\ A$

- Rapport des temps $\frac{t_1}{t_2} = 0,555$

- Charge de base $I_1 = 500\ A$ (pertes du moteur)

- Coefficient de charge de base $G = \frac{I_1}{I_{DG}} = \frac{500}{7770} = 6,5\%$

- Rapport du courant de pointe en courant maximum admissible en régime permanent du groupe $R = \frac{I_2}{I_{DG}} = 1,29$

Valeur du courant de pointe admissible $I_2 = R \cdot I_{DG}$

$$I_2 = 1,29 \times 7770 = 10020 \text{ A}$$

Calcul des angles de retard limite; Butée onduleur B, Angle limite

d'insuffisance de tension continue du groupe convertisseur, en marche en onduleur.

Ce calcul est fait pour la vérification de la position de l'angle de butée onduleur vis à vis des angles d'insuffisance de la tension continue α' et de perte de contrôle en onduleur α'' .

- Hypothèses de départ : $d_N = 0,050$
 $U_d = 970 \text{ V}$

La chute résistive relative dans l'enroulement d'induit est donnée par

$$g_{A1} = \frac{R_A \times I_d}{U_d} = \frac{0,0128 \times 4450}{970} = 0,059$$

Le risque est exprimé en marche à vide, pour la tension du réseau la plus faible

$$\cos \alpha' = - \frac{(1 - g_{A1}) U_d}{(1 - d_N) U_{dio}} = - \frac{(1 - 0,059) 970}{(1 - 0,050) 1366} = - 0,703$$

$$\alpha' = 134,67^\circ$$

$$\alpha' = 135^\circ$$

Il y a donc insuffisance pour $\alpha' < 135^\circ$ avec un réseau à $(1 - d_N) = 0,95$ de sa tension nominale.

Angle limite de perte de contrôle en onduleur

- Hypothèses de départ : Angle de butée d'allumage en onduleur fixe; tension du réseau égale à sa valeur nominale.

$$\alpha_m = \alpha'' = 180^\circ - \beta \text{ où } \beta = \mu_{\max} + \gamma$$

avec :

- Angle d'empiètement à charge maximale I_{\max} : μ_{\max}

- Angle de recouvrement des propriétés de blacage dans le sens direct

$$\gamma = 15^\circ$$

- Angle d'avance β

La figure 5.2 illustre ce qui précède en montrant les angles

$$(\alpha, \beta, \mu, \gamma).$$

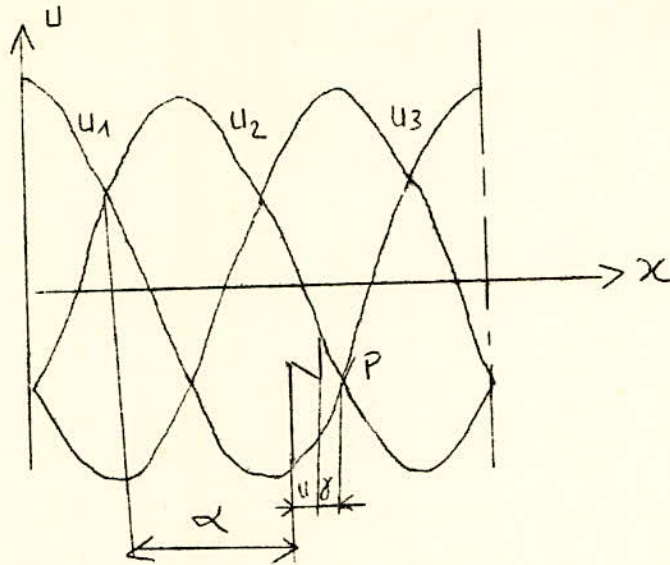


Fig 5.2 : Commutation dans le groupe commutant réglable d'un pont triphasé.

- Formule, à charge maximale, pour une tension de court-circuit du transformateur en valeur relative $e_{xt} = 0,07$

$$\cos \alpha'' = \cos (\alpha'' + \mu_{\max}) + (i_{\max} \times e_{xt})$$

$$i_{\max} = \frac{I_{\max}}{I_d} = \frac{11\,100}{4450} = 2,50$$

$$\begin{aligned} \cos \alpha'' &= \cos (180^\circ - \gamma) + (i_{\max} \times e_{xt}) \\ &= \cos (165^\circ) + 2,50 \times 0,07 \\ &= -0,965 + 0,175 \\ &= -0,790 \end{aligned}$$

$$\text{d'où } \alpha'' = 142^\circ$$

Il y a donc risque de perte de contrôle en onduleur pour

$$\alpha'' > 142^\circ$$

Choix de l'angle de butée onduleur β :

Pour un fonctionnement sûr l'angle α doit être inférieur d'au moins 5° à l'angle α'' , ce qui est bien le cas.

Nous devons avoir aussi

$$\alpha' < \beta < \alpha''$$

La valeur de calage de la butée β est déterminée pour une baisse de tension de réseau entraînant $\alpha' = \alpha''$. Dans ce cas d_N devient variable.

$$\text{Tension de court-circuit du transformateur} = e_{\text{ext}} \frac{1}{1 - d_N}$$

Formules

$$\cos \beta = \cos (180 - \gamma) + i_{\text{max}} \times e_{\text{ext}} \frac{1}{1 - d_N} = - \frac{(1 - g_{A1}) U_d}{(1 - d_N) U_{\text{dio}}}$$

$$1 - d_N = - \frac{(1 - g_{A1}) U_d - (I_{\text{max}} \times e_{\text{ext}} \times U_{\text{dio}})}{\cos (180 -) U_{\text{dio}}}$$

$$1 - d_N = - \frac{(1 - 0,059) 970 - (2,50 \times 0,070 \times 1366)}{\cos (165^\circ) \times 1366}$$

$$1 - d_N = 0,873$$

$$\cos \beta = \cos 165 + (2,50 \times 0,07) \times \frac{1}{0,873}$$

$$\cos \beta = -0,765$$

$$\boxed{\beta = 140^\circ}$$

Nous avons $\alpha' = 135^\circ$, $\alpha'' = 142^\circ$, $\beta = 140^\circ$

Les conditions sont donc normales en égard aux hypothèses de départ.

Dimensionnement du transformateur de redresseur

Alimentation sous 90 KV \pm 5% - 50 HZ -

L'utilisation de couplages λ et Δ sur les secondaires alimentant des ponts redresseurs dont l'utilisation est identique dans le temps, aussi bien charge de courant qu'en ouverture de grilles, constitue, vue côté réseau, un système dodécaphasé éliminant les harmoniques d'ordre 5 et 7.

On rappelle que les deux demi-primaires sont connectés en étoile.

Courant dans l'enroulement secondaire étoile

$$I_{s \lambda} = I_v = \frac{\sqrt{2}}{g \sqrt{q}} I_d \quad \text{avec } g = 2$$

$$q = 3$$

$$I_{s \lambda} = \frac{\sqrt{2}}{2 \times \sqrt{3}} 4450 = 1813 \text{ A}$$

• Courant dans l'enroulement secondaire triangle.

$$I_{s \Delta} = \frac{I_v}{\sqrt{3}} = \frac{I_{s \lambda}}{\sqrt{3}}$$

$$I_{s \Delta} = \frac{1813}{\sqrt{3}} = 1048 \text{ A}$$

• Courant d'alimentation côté réseau

Il est donné par la relation suivante

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

dans laquelle

$\cos \varphi$: facteur de déphasage avec courant magnétisant non nul.

La valeur de ($\cos \varphi'$) qui néglige le courant magnétisant du transformateur dépend à la fois des angles (U) et (α). Il est égal à :

$$\cos \varphi' = \frac{3}{\pi} \cos \left(\alpha + \frac{U}{2} \right)$$

en outre on avait choisi α'' tel que :

$$\alpha'' = 180 - U_{\max} - \gamma$$

$$U_{\max} + \gamma = 180 - \alpha''$$

$$\text{ici } \alpha'' = 142^\circ \text{ d'où}$$

$$\gamma = 15^\circ$$

$$U_{\max} = 180 - (142 + 15) = 23^\circ$$

on prendra

$$\alpha = 20^\circ$$

$$U = 20^\circ$$

$$\cos \varphi' = \frac{3}{\pi} \cdot \cos \left(20 + \frac{20}{2} \right) = \frac{3}{\pi} \cos (30^\circ)$$

$$\boxed{\cos \varphi' = 0,827}$$

pour un courant magnétisant de 1%, on tire $\cos \varphi$ de la figure (Annexe) d'où

$$\cos \varphi = 0,820 \quad \text{on calcule } I_L \text{ donc}$$

$$I_L = 0,585 \times \frac{4,450}{0,820} \times \frac{970}{90} = 34 \text{ A}$$

Courant dans chaque demi-primaire
(couplage étoile)

$$I_p \lambda = 0,302 \frac{I_d}{\cos \varphi} \cdot \frac{U_d}{U_L}$$

$$I_p = 0,302 \cdot \frac{4,450}{0,820} \times \frac{970}{90} = 17,66 \text{ A}$$

Dimensionnement du transformateur

Secondaires : (calcul pour un secondaire)

Dimensionnement d'un secondaire avec un facteur de marche égal à 100%

$$P_{V1} = \sqrt{3} \times U_{V0} \times I_V$$

$$P_{V1} = \sqrt{3} \times 1010 \times 1813 = 3200 \text{ KVA}$$

Dimensionnement d'un secondaire 50 % du temps

$$P_{V1/2} = \frac{P_{V1}}{\sqrt{2}} = \frac{3200}{\sqrt{2}} = 2270 \text{ KVA}$$

Le sous dimensionnement $\frac{1}{2}$ n'est admissible que lorsque le régime de fonctionnement correspond à des alternances égale et de breve durée (quelques dizaines de secondes) pour chaque sens de courant continu.

Primaires : (calcul pour un primaire)

Dimensionnement d'un demi primaire

$$P_L 1/2 = P_{V1/2} = 2270 \text{ A}$$

Dimensionnement des selfs de lissage

Pour le calcul des selfs de lissage nous prenons en considération qu'un seul pont, B.B.C utilise la formule suivante

$$\frac{\Delta I_c}{I_d} \frac{L_d \omega \cdot I_d}{U_{dio}} = k \quad L_d = k \frac{U_{dio}}{\frac{\Delta I_c}{I_d} \omega \cdot I_d}$$

dans laquelle ΔI_c = amplitude de la composante alternative du courant continu

I_d : composante moyenné du courant continu (valeur nominale)

k : coefficient donné pour l'indice de pulsation et l'angle de retard

L_d : valeur globale de l'inductance du circuit continu

$$L_d = L_A + L_S$$

L_A : self totale du circuit induit

L_S : valeur de la self de lissage

$$L_S = k \frac{U_{dio}}{\frac{\Delta i_c}{I_d} \omega} - L_A$$

Données $\alpha = 90^\circ$ $k = 0,14$ (système hexaphasé)

$$I_d = 4450 \text{ A} ; U_{dio} = 1366 \text{ V} ; \omega = 314$$

$$\frac{\Delta i_c}{I_d} = 0,1 \qquad L_A = 0,605 \text{ m H}$$

d'où la self de lissage L_S :

$$L_S = 0,14 \frac{1366 \times 10^3}{0,1 \times 314 \times 4450} - 0,605$$

$$L_S = 0,763 \text{ m H}$$

Soit

$L_S = 0,8 \text{ m H à } 4450 \text{ A}$

Vérification de la chute de tension

Dans l'enroulement d'induit

$$\epsilon_{A1} = \frac{R_A \times I_d}{U_d} = \frac{0,0127 \times 4450}{970} = 0,059$$

Chute de tension dans les conducteurs de liaison côté continu, self de lissage comprise

(valeur relative par rapport à U_d)

$$g k_1 = 0,010$$

Chute inductive

Due à l'impédance du réseau

$$\frac{I_d \quad U_{dio}}{Q} = \frac{(4,450 \times 1366) \text{ KW}}{(1500 \cdot 10^3) \text{ KVA}} = 0,004$$

nous pouvons tirer $d \times L$ de la figure 3 (voir Annexe)

$$d \times L \simeq 0$$

— Due au transformateur

La réactance totale mesurée avec les deux secondaires en court-circuit provoque une tension de court - circuit de 10 % ceci conduit à une chute inductive que nous pourrons tirer du tableau extrait de la norme U.T.E, voir annexe).

$$\frac{d \times t_1}{e \times t_1} = 0,52 ; \quad e \times t_1 = 10 \%$$

$$d'ou\ d \times t_1 = 0,52 \times 10\% = 0,052$$

Chute inductive totale

$$d_x = 0,052 + 0,010 = 0,062$$

Chute ohmique

- Transformateur (P_{cu} = pertes cuivre en Watts)

$$d_{rt} = \frac{P_{cu}}{I_d \times U_{dio}} = \frac{60\ 000}{4450 \times 1366} = 0,010$$

- Cables de liaison transformateur - thyristors

$$d_r = 0,005$$

- Chute relative dans un bras du convertisseur (thyristors)

$$d_c = 0,07$$

- Autres chutes (fusibles + ventilateur, ect.)

$$d' = 0,07$$

Chute relative totale

$$d = d_x + d_{rt} + d_r + d_c * d' + \epsilon A1$$

$$d = 0,062 + 0,010 + 0,005 + 0,07 + 0,059$$

$$d = 0,276$$

$$d \approx 28 \%$$

Chute de seuil des thyristors

$$U = U_{T0} \times n$$

U_{T0} = tension de seuil (Annexe thyristor C S 550)

$$U = 1,0 \times 2 = 2 \quad \checkmark$$

Vraie valeur de U_{dio}

$$U_{dio} = \frac{U_d + U}{1 - d} = \frac{970 + 2}{1 - 0,28} = 1350 \text{ V}$$

ce qui permet de calculer aussi U_{vo} (tension secondaire d'alimentation) soit:

$$U_{vo} = \frac{U_d + U}{1 - d} \times 2 \times \frac{\pi}{q \cdot S}$$

$$U_{vo} = 1350 \times \sqrt{2} \times \frac{\pi}{3 \times 2} = 999 \text{ V}$$

Chute totale : Cette chute est ($1350 - 970 = 380 \text{ V}$) entre la tension à vide et celle de la charge permanente nominale. Il y a un bon accord entre la chute évaluée au début est celle résultant du calcul complet.

Pertes et rendement

Les valeurs ci-dessous s'entendent suivant normes et avec tolérances U.T.E

Nature	Elément considéré	Pertes en KW
P _o	Pertes à vide transformateur (sous la tension nominale) P _{ot}	36
	Pertes à vide bobine P _{ob} = KW	3
	Pertes protections et relais (150 W + relais)	0,3
	Total P _o	39,3
P _T	Pertes de seuil des thyristors	
	$P_{Tc} = n U_{T0} \frac{I_a}{n p} = 96 \times 1,0 \times \frac{742}{4}$	18
	Total P _T	18
P _r	Pertes cuivre transformateur (à 75°C)	
	P _{rt} = 60 KW	60
	Pertes cuivre bobine	
	P _{rb} = 5 KW	5
	Pertes dynamiques des thyristors	
	$P_{rc} = nr \left(\frac{I}{n p} \right)^2 = 96 \cdot \frac{0,367}{10^3} \left(\frac{1286}{4} \right)^2 \dots$	6

Nature	Elément considéré	Pertes en KW
P'd	Pertes fusibles	1,9
	Pertes liaisons	0,7
	Total P _r	73,6
	Ventillation (transformateur et thyristors)	1
	Total P'	1
	<p data-bbox="378 816 1046 856">- Somme des pertes p</p> <p data-bbox="378 866 1046 907">- Tension continue en V</p> <p data-bbox="378 917 1046 957">- Puissance délivrée en KW</p> <p data-bbox="408 957 1046 1018">(U_d . I_d) = (4,450 × 970)</p> <p data-bbox="378 1028 667 1078">← Rendement en %</p> $\eta = \frac{U_d \cdot I_d}{(U_d \cdot I_d + p)}$ $\eta = \frac{4316,5}{4316,5 + 132,3} = \frac{4316,5}{4448,8} = 97,02$ <div data-bbox="556 1501 808 1602" style="border: 1px solid black; padding: 5px; width: fit-content; margin: 20px auto;"> $\eta = 97\%$ </div>	<p data-bbox="1090 816 1313 856">132,3 KW</p> <p data-bbox="1090 866 1313 907">970 Volts</p> <p data-bbox="1090 957 1313 997">4316,5 KW</p>

Coordination des protections contre les surintensités

Défauts externes : en redresseur, seule la protection électronique suppression des impulsions de gâchette intervient; en onduleur, il faut faire en sorte que ce soient le disjoncteur et les protections électroniques qui fonctionnent, et non les fusibles. En effet, dans ce cas, l'ensemble des thyristors ou au moins deux bras de thyristors, conduisent le courant de défaut, et il faut éviter une fusion généralisée de fusibles dont le remplacement nécessiterait un arrêt prolongé.

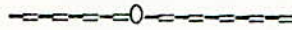
Le disjoncteur côté alternatif sera muni de relais à caractéristique <inverse >> en fonction des surintensités.

Pour le disjoncteur d'utilisation côté continu, il sera capable de couper les surcourants (court-circuit par exemple). Il sera réglé de manière à laisser passer 11 100 A, pendant 37 secondes et 4450 A en permanence en intensité totalisée.

Défauts internes : en cas d'un défaut interne seul le fusible de la file avariée fondra avec certitude (signalisation), le service peut continuer sans intervention immédiate grâce à des caractéristiques ($n - 1$).

Enfin une signalisation bien conçue peut également permettre de gagner beaucoup de temps dans la recherche des défauts. La signalisation de la fusion d'un fusible, de même que la surveillance des impulsions, peuvent être d'un grand secours dans la recherche des défauts qui ne sont pas nettement caractérisés.

C O N C L U S I O N



Parmi les systèmes de commande à courant continu à vitesses variables, les groupes convertisseurs à thyristors sont utilisés de plus en plus aujourd'hui. Cependant les conditions demandées par la commande de ces systèmes sont extrêmement sévères.

Le moteur à courant continu étant réversible et sa puissance relativement élevée ($P_n = 4000 \text{ KW}$), nous avons choisi un montage dit "double Graëtz antiparallèle, capable de supporter sans difficulté une surcharge correspondant à 2,5 fois son intensité nominale.

Il permet, par la même, la réversibilité totale, c'est à dire le fonctionnement dans les quatres quadrants des axes couple - vitesse. Suivant la charge du moteur l'inversion du couple électromagnétique devra s'operer soit par l'induit (cas des laminoirs) ou par l'inducteur (cas des machines à extraction).

Ce type de montage présente aussi de nombreux avantages parmi lesquels:

- La récupération de l'énergie au moment des inversions de marche ou des freinages.
- L'élimination des harmoniques de courant de rangs 5 et 7 dans le réseau l'alimentation.

En ce qui concerne les moyens de protection contre les diverses perturbations (surtensions, surintensités), ils consistent surtout dans l'emploi de fusibles ou de disjoncteurs suivant que le défaut est interne ou externe.

B I B L I O G R A P H I E C H R O N O L O G I Q U E

LIVRES

JEAN. VAN DER SPEK : " Redresseurs à vapeur de mercure "
HERMANN et Cie 1951

M. KOSTENKO et L. PIOTROVSKI : " Machines électriques " Tome 1
Mir 1969

M.MOUNIC : " Electronique; Redressement "
FOUCHER. PARIS 1969

R. MASCARIN : " Redresseurs industriels à semi-conducteurs "
Eyrolles, PARIS V^e 1973

ARTICLES

H. WALDINGER : " Entraînements alimentés par convertisseurs statiques "
SIEMENS. Juin 1971

H. GEISSING : " Convertisseurs statiques à thyristors pour des commandes
inversibles à courant continu "
SIEMENS. Janvier 1966

G. BAUER : " Laminoir réversibles avec thyristors de puissance "
Revue Brown Boveri. Février/Mars 1971

R. CHAUPRADE : " Commande électronique des moteurs électrique "
Electricien. Septembre/Octobre 1975

F. TEYSSONNEYRE : " Groupes convertisseurs statiques de puissance à thyristors
en montage tête-bêche."
Polycopié de l'Institut national polytechnique
de Nancy. Juin 1976

C.E.M : " Alimentation des moteurs principaux ".
Brown Boveri. 30. 04. 1970

* * * * *
* A N N E X E *
* * * * *

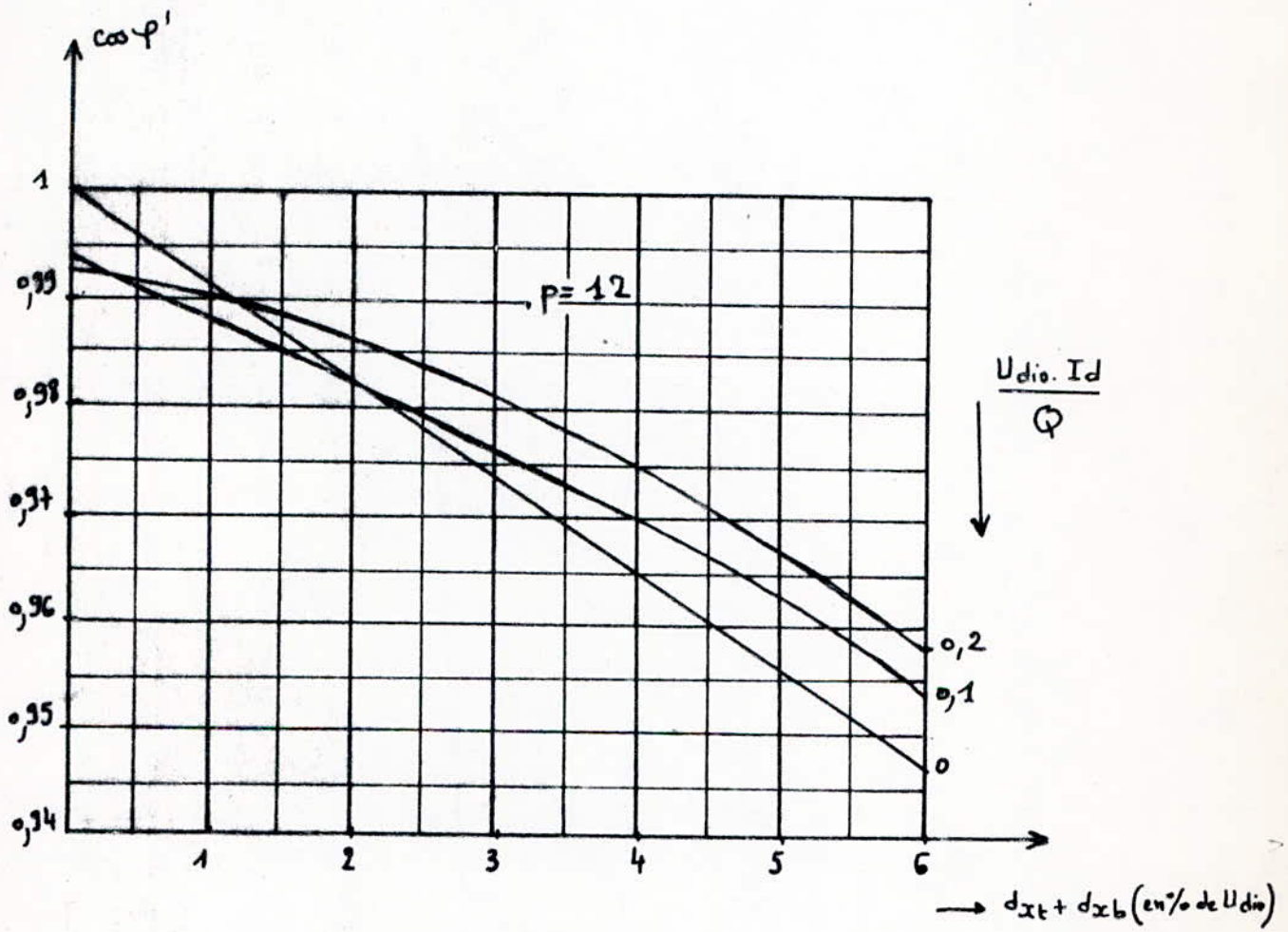


Figure 1 Valeur de $\cos \varphi'$: Couplages à indice de pulsation $p=12$
 (Extrait de la Norme U.T.E NF C53 220).

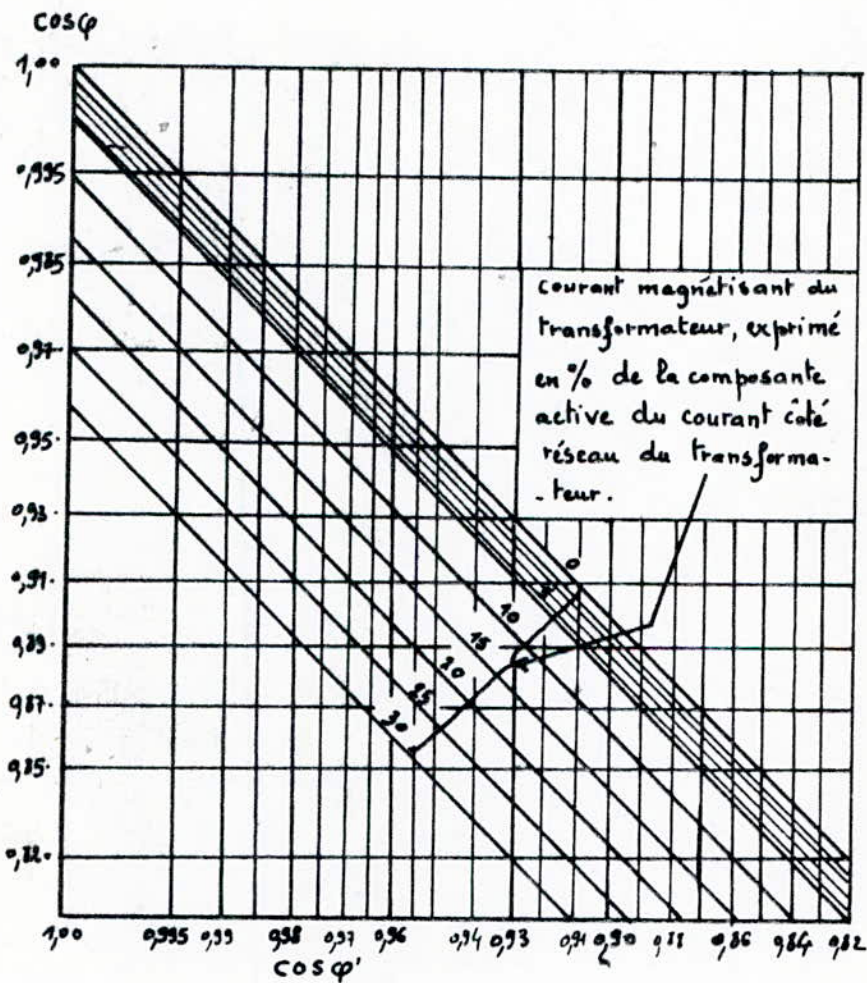
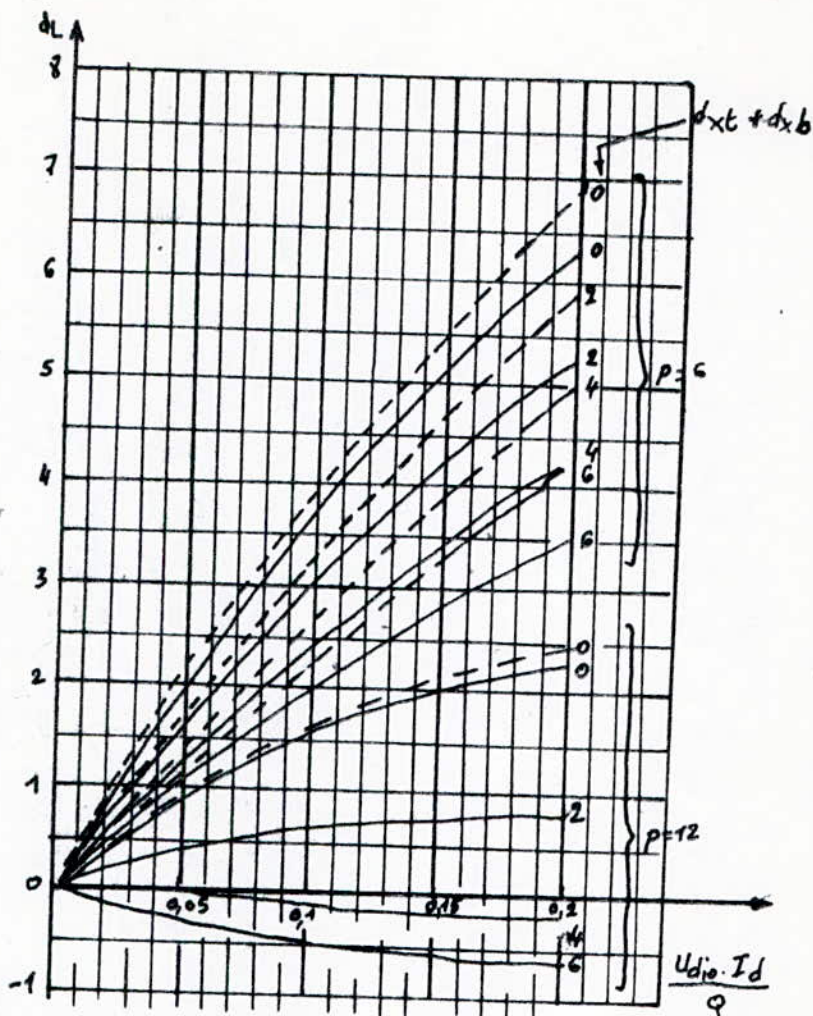


Figure 2 Valeur du $\cos \varphi$ (avec courant magnétisant) en fonction du $\cos \varphi'$
 (pour courant magnétisant nul)
 (Extrait de la Norme U.T.E C 53 220).



Légende de la figure

Ordonnées:

d_L : valeur cherchée de la chute de tension supplémentaire due à l'impédance du réseau d'alimentation, exprimée en % de la tension continue fictive à vide, par le courant continu I_d .

Abscisses: $\frac{U_{dio} \cdot I_d}{Q}$

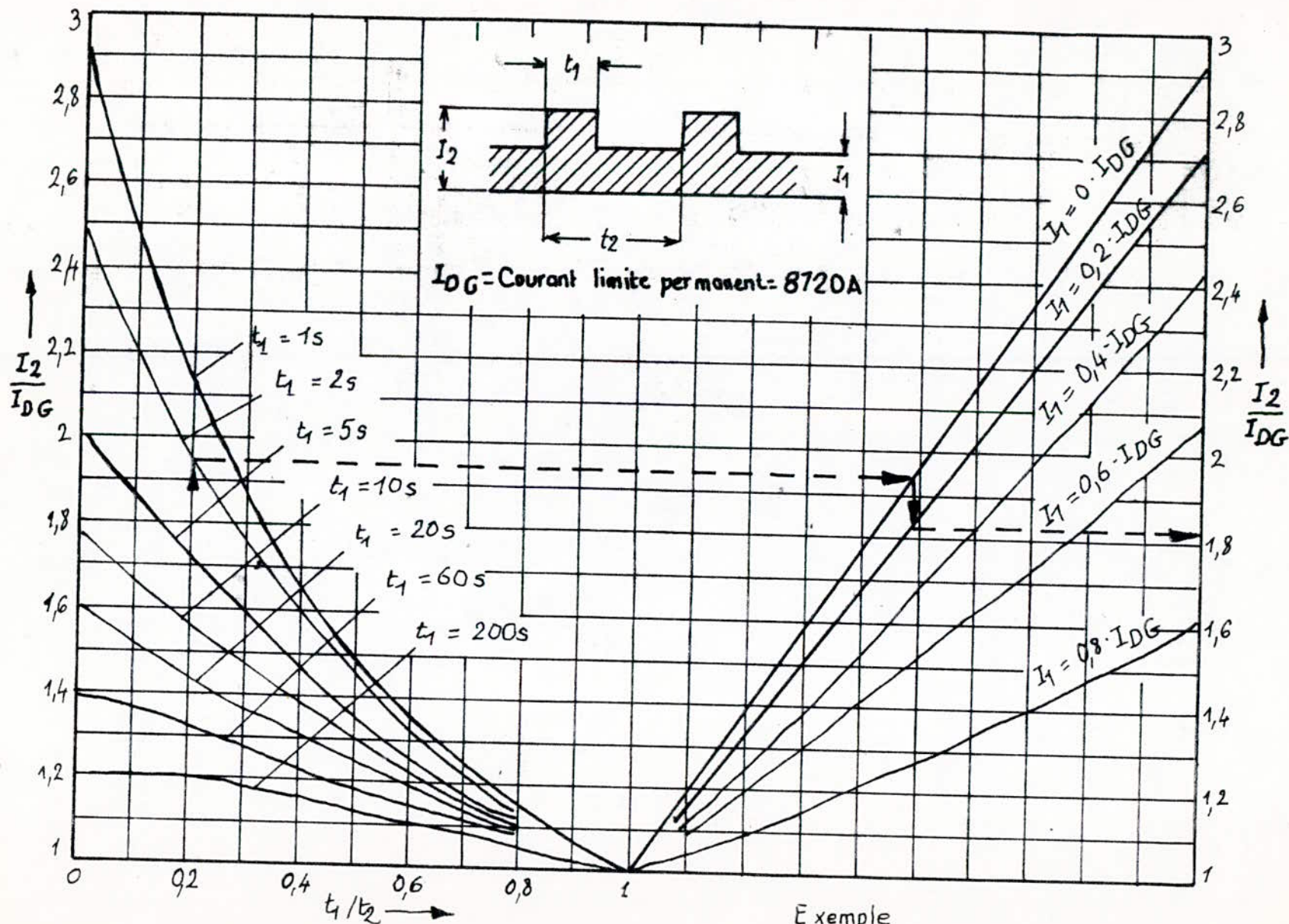
Q : puissance de court-circuit

U_{dio} : tension continue fictive à vide

I_d : courant continu nominal du groupe

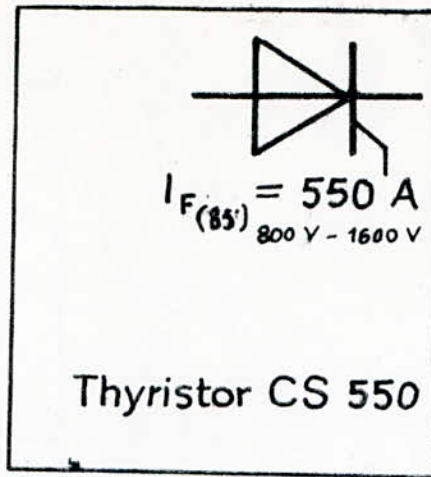
Figure 3 Détermination selon U.T.E et C.E.I de la chute inductive de tension provoquée par l'impédance du réseau

(Extrait de la Norme U.T.E NF C 53 220)



Exemple
 $t_1/t_2 = 0,2, t_1 = 2\text{s}, I_1 = 0,2 \cdot I_{DG}$
 $I_2 = 1,82 \cdot I_{DG} = 15850\text{A}$

Figure 4



Tension de pointe
répétitive inverse
et directe

U_{RSM} Type CS 550 - 08 lot; go1	800 V
10 lot; go1	1000 V
12 lot; go1	1200 V
13 lot; go1	1300 V
14 lot; go1	1400 V
15 lot; go1	1500 V
16 lot; go1	1600 V

Courant de blocage inverse et direct	$I_{B, D}$	à: et	$\theta_{(W)} = 125^\circ C$ U_{RSM}	$\leq 40 \text{ mA}$
Courant de pointe non répétitif	I_{TSM}	à:	$\theta_{(W)} = 45^\circ C; 10 \text{ ms}$ $\theta_{(W)} = 125^\circ C; 10 \text{ ms}$ $\theta_{(W)} = 45^\circ C; 1 \text{ ms}$ $\theta_{(W)} = 125^\circ C; 1 \text{ ms}$	10 500 A 9 400 A 22 000 A 20 000 A
Intégrale de charge	$\int I^2 dt$	à:	$\theta_{(W)} = 45^\circ C; 10 \text{ ms}$ $\theta_{(W)} = 125^\circ C; 10 \text{ ms}$ $\theta_{(W)} = 45^\circ C; 1 \text{ ms}$ $\theta_{(W)} = 125^\circ C; 1 \text{ ms}$	550 000 A ² s 440 000 A ² s 240 000 A ² s 200 000 A ² s
Courant efficace maximum admissible	I_{TSM}			1 500 A
Courant moyen permanent max. en régime sin. 180°el	I_F	à:	$\theta_c = 85^\circ C$ $\theta_c = 38^\circ C$ $\theta_c = 70^\circ C$ KF 141 $\theta_c = 78^\circ C$ KF 141 $\theta_c = 93^\circ C$ K 50 $\theta_c = 115^\circ C$ K 50	550 A 955 A 700 A 610 A 460 A 185 A
Courant de maintien	I_H	à:	$U_D = 6 \text{ V}$ $\theta_{(W)} = +25^\circ C$	$\leq 200 \text{ mA}$
Tension directe	U_T	à:	$I_T = 1500 \text{ A}$ $\theta_{(W)} = 125^\circ C$	1,55 V
Tension de seuil	$U_{(ro)}$	à:	$\theta_{(W)} = 125^\circ C$	1,0 V
Résistance apparente (à l'état passant)	r_T	à:	$\theta_{(W)} = 125^\circ C$	0,367 m Ω
vitesse de l'air 6 m/s, température d'entrée de l'air 35°C				

	representation vectorielle		$\frac{I_L}{I_d}$	$\frac{I_V}{I_d}$	bornes à relier en C.C pour la mesure des pertes			Pertes totales dans les enroulements	$\frac{U_{V0}}{U_{d10}}$	$\frac{U_{i10}}{U_{d10}}$	$\frac{d_{21}}{e_{21}}$	p	q	$\frac{S_{qs}}{S}$
	côté réseau	côté Thyristors	Id	Id	A	B	C							
1			1	1	1.2			P_A	1,11	1,57	0,71 (1.2)	2	2	8
2		hexaphasé en pont triphasé	0,816	0,816	1.2.3			P_A	0,741	1,047	0,50 1.2.3	6	3	6
3		do décaphasé à 2 ponts triphasés parallèles	0,789	0,408	1.3.5	2.4.6	1.3.5 2.4.6	$0,035(P_A + P_B) + 0,930 P_C$	0,741	1,047	0,26 moyenne des résultats	12	3	3
3 bis		Montage double voie comme en 3 mais avec 2 demi-primaires en // couplés chacun séparément avec un secondaire.	0,789	0,408			1.3.5 2.4.6	$1,07 P_C$	0,741	1,047	0,52 (1.3.5 et 2.4.6)	12	3	3
4		do décaphasé à 2 ponts triphasés en série	1,578	0,816	1.3.5	2.4.6	1.3.5 2.4.5	$0,035(P_A + P_B) + 0,930 P_C$	0,37	1,047	0,26	12	3	12
4 bis		Montage double voie comme 4 et mêmes hypothèses pour le transfert qu'en 3 bis	1,578	0,816			1.3.5 2.4.6	$1,07 P_C$	0,37	1,047	0,52 (1.3.5 et 2.4.6)	12	3	12

Tableau extrait de la Norme U.T.E

- Montage à double voie -

N.B: Voir notes et commentaires sur ce tableau page

Notes du tableau U.T.E (Extrait de la norme N F C 53 220) Circuits

Circuits magnétiques :

Pour toutes les alimentations triphasées, il est supposé que les circuits magnétiques sont à trois noyaux.

Facteur de courant côté réseau : I_L/I_d

La valeur efficace I_L du courant côté réseau par rapport au courant continu I_d est indiquée dans le tableau en admettant que :

- Le courant continu est parfaitement constant
- Le courant I_L est de forme rectangulaire.

Tension côté thyristors U_{V0} à vide

On peut calculer la valeur de la tension U_{V0} côté thyristors à partir de la tension continue << fictive >> à vide U_{dio} en utilisant pour les couplages indiqués dans le tableau les facteurs donnés dans la colonne U_{V0}/U_{dio} .

Facteur de courant côté thyristors I_V/I_d

La valeur efficace I_V du courant côté thyristors par rapport au courant continu I_d est indiquée en admettant des formes rectangulaires de courant.

Chute inductive de tension :

La chute inductive de tension dxt_1 due au transformateur, rapportée à la composante inductive de la tension de court-circuit, est indiquée en admettant une commutation binaire, c'est à dire se produisant entre deux phases d'un même groupe commutant (durée inférieure à $\frac{1}{p_f}$)

Tension inverse de crête répétitive à vide :

La tension inverse de crête répétitive à vide U_{iio} est la tension maximale qui apparait à vide, dans un groupe redresseur, aux extrémités d'un bras si l'on ne tient pas compte des surtensions internes ou externes, ni des chutes de tension dans les thyristors.

On peut calculer cette tension à partir de la tension continue <fictive > à vide U_{dio} en utilisant pour les couplages indiqués les facteurs donnés dans la colonne U_{iio}/U_{dio}