

**U. S. T. A.**

**ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

**DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE ET D'ÉLECTROTECHNIQUE**

*ELECTRICITÉ*



**COMMANDE ÉLECTRIQUE  
DU MÉCANISME DU MOUVEMENT  
DE ROTATION D'UN EXCAVATEUR**

Proposé par :

**V. BOUTENKO**

*Professeur à l'E.N.P.A.*

Étudié par :

**Rachid AZAÏZIA**

**Ahmed ZAÏME**

**U. S. T. A.**

**ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

**DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE ET D'ÉLECTROTECHNIQUE**

**PROJET DE FIN D'ÉTUDES**

**COMMANDE ÉLECTRIQUE  
DU MÉCANISME DU MOUVEMENT  
DE ROTATION D'UN EXCAVATEUR**

Proposé par :

**V. BOUTENKO**

*Professeur à l'E.N.P.A.*

Étudié par :

**Rachid AZAÏZIA**

**Ahmed ZAÏME**



DEDICACES

A la mémoire de ma mère,

A mon père

A mes frères

A ma famille

A mes amis

Rachid. A.

A mon oncle Abdelaziz

A mes parents

A tous les frères de la mosquée et en particulier Zaïm Chenah.

Ahmed. Z.

## REMERCIEMENTS

Nous tenons à présenter nos vifs remerciements à M<sup>r</sup> V. BOUTENKO pour l'aide précieuse qu'il nous a apportée dans l'élaboration de ce projet.

Que tous les professeurs qui ont contribué à notre formation veuillent trouver e ici l'expression de notre vive gratitude.

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

L'industrie actuelle est dominée par l'utilisation de plus en plus croissante des machines électriques et d'engins tels que: grues, pelles, draglines, et excavateurs, ces derniers sont largement utilisés dans divers domaines: carrières, travaux publics et exploitation des puits de mine pour ne citer que cela.

L'emploi judicieux des machines précédemment citées dont est dotée l'industrie moderne confère à l'homme le moyen et le pouvoir les plus sûrs pour exploiter la nature en sa faveur.

Notre étude portera sur l'entraînement et la commande électrique d'une excavateur dans son mouvement de rotation.

L'excavateur est un engin destiné à creuser profondément, à élever, à décharger...

Il a 4 mouvements aux quels s'ajoute le déplacement de la machine sur des chenilles:

- 1 - Ouverture du godet
- 2 - Mouvement linéaire du bras du godet
- 3 - Rotation du bras autour de son axe de fixation à la flèche
- 4 - Rotation de l'ensemble: cabine de commande-flèche - Godet.

L'excavateur est équipé d'une plate-forme rotative sur laquelle doivent reposer les moteurs d'entraînement de la machine.

Pour des raisons de stabilité et d'équilibre; nous choisissons 2 moteurs identiques diametralement opposés.

Vu que la puissance de l'excavateur est relativement grande, il est alors délicat d'alimenter directement les moteurs par un convertisseur.

Pour parer à cette difficultés, on utilise le système Génératrice moteur ( G M ) appelé aussi groupe Ward - Léonard. Pour un tel système le réglage de la tension d'induit des moteurs sera réalisé par l'intermédiaire du réglage de la tension d'excitation de la génératrice. Le groupe convertisseur n'aura alors à alimenter que l'enroulement d'excitation qui ne nécessite qu'une faible puissance.

- C H A P I T R E I -

Caractéristiques mécaniques des Systèmes de Commandes.

Les principaux éléments de notre système de commande sont: les moteurs électriques et la machine à entraîner (excavateur).

Pour que le groupe moteurs excavateur puisse travailler correctement dans ses régimes permanent et transitoir<sup>es</sup> et pour avoir une bonne stabilité de fonctionnement, il est nécessaire de vérifier la bonne adaptation des propriétés des moteurs avec la caractéristique mécanique de la machine entraînée. Pour cela, il est nécessaire de faire un rappel sur les caractéristiques mécaniques des moteurs et de l'excavateur.

a- Caractéristique mécanique de l'excavateur,  $n = f(C_R)$

$n = f(C_R)$  La relation générale est :  $C_R = C_0 + (C_{rm} - C_0) \left( \frac{n}{n_n} \right)^\alpha$

dans laquelle:  $C_0$  : Couple résistant dû aux frottements des parties tournantes.

$C_{rm}$ : Couple résistant à  $n = n_n$

$C_R$  : Couple résistant ou statique.

: Coefficient de corrélation du couple et de la vitesse.

Remarque: L'excavateur a un couple résistant constant indépendant de la vitesse ( $\alpha = 0$ ).

$C_R = C_s = C_{rm} = \text{cste.}$  ( Voir fig I 1 )

La caractéristique  $n = f(C_R)$  est une droite.

b- Caractéristique mécanique du moteur électrique  $n = f(C)$

En régime permanent, la tension appliquée au moteur est :

$U = R I + E$  où  $I$  : Courant d'induit,  
 $R$  : des résistances ( $R_n, R_a, R_{aux}$ )

La vitesse de rotation est liée au couple moteur par la relation.

suivante :  $n = \frac{U - R I}{K} = \frac{U}{K} - \frac{R C}{K^2} = \frac{U}{K} - \frac{R C}{C^2} = n_0 - n$

avec  $C = K \phi$  :  $C$  est 1 C<sup>te</sup> pour les moteurs à excitation indépendante et à excitation se

La caractéristique mécanique  $n = f(C)$  est une droite tombante

( Voir Fig: I 2 )

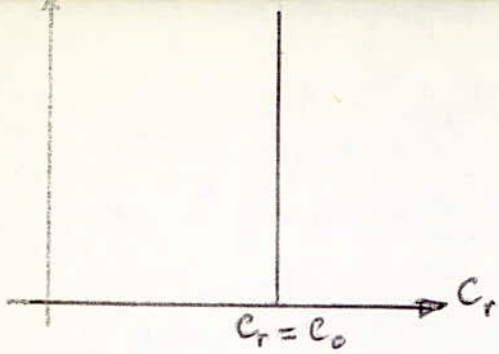


fig I-1

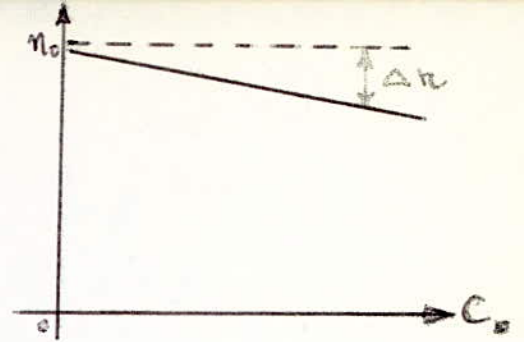
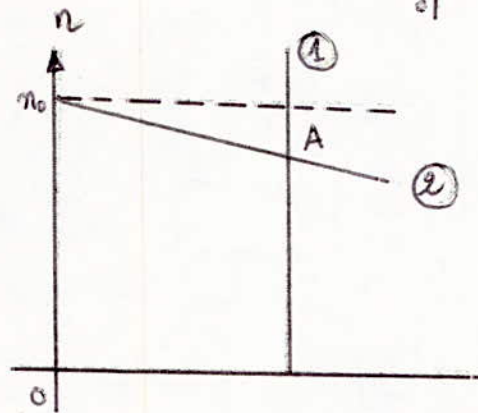


fig I-2



- fig I-3
- ① Caract. méca. de l'excavat.
  - ② Caract. méca. du moteur

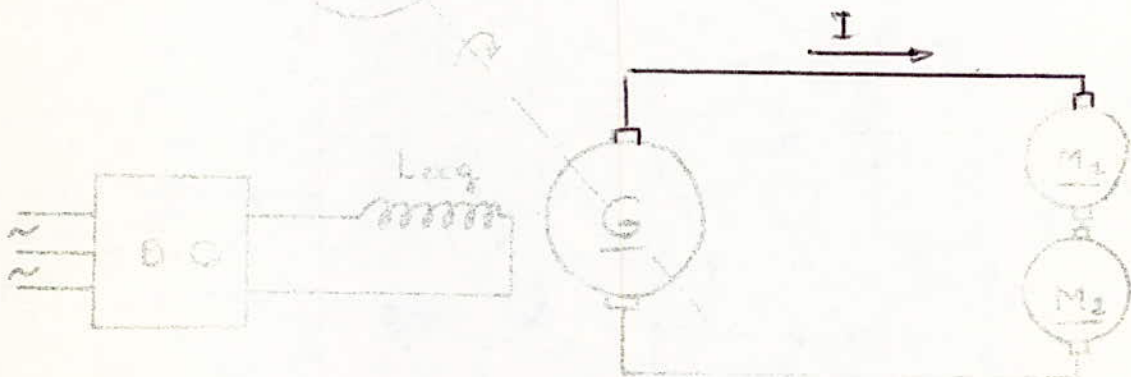
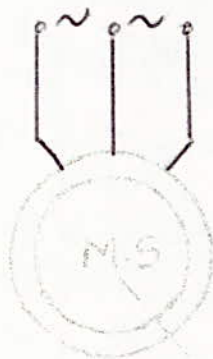


fig I-4



Pour des raisons de stabilité, on préfère le moteur à excitation indépendante, qui se distingue par la bonne rigidité de sa caractéristique mécanique. En effet, la vitesse d'un tel moteur diminue avec la charge.

c) Caractéristique commune du groupe moteur - excavateur

En portant dans le même système d'axes les caractéristiques mécaniques du groupe, on obtient la graphe suivant ( voir fig: I 3 ).

Il reste à vérifier si le point A est un Point de fonctionnement stable pour le groupe. En général, le fonctionnement du groupe est stable si :  $\frac{dC}{dn} < \frac{dC_r}{dn}$  instable dans le cas contraire. Dans notre cas,  $C_r = C_0 = c^{te}$

$\frac{dC_r}{dn} = 0$  par suite  $\frac{dC}{dn} < 0$  fonctionnement stable.  $\frac{dC}{dn} > 0$  fonctionnement instable.

Or, le couple moteur pour un moteur à excitation séparée vérifie la relation  $\frac{dC}{dn} < 0$ . Donc nous concluons que notre groupe moteur-machine est stable.

d) Le groupe G - M ( Ward - Léonard )

Comme il a été signalé auparavant, nous avons convenu de prendre le groupe G - M comme système d'entraînement ( voir fig. I.4 ).

L'excitation de la génératrice est assurée par un bloc convertisseur alternatif - continu réversible asservis.

1°/ Principe de fonctionnement :

Si  $E_g$  et  $E_m$  sont respectivement les f.e.m de la génératrice et du moteur,  $R_g$  et  $R_m$  leurs résistances d'induit:

$$E_g = E_m + ( R_g + R_m ) I \quad ; \quad E_m = U - R_m I = E_g - ( R_g + R_m ) I = K n \phi$$

D'où l'expression de la vitesse de rotation du moteur:

$$n = \frac{E_g - ( R_g + R_m ) I}{K \phi} = \frac{U}{K \phi}$$

on voit ainsi qu'en agissant sur l'excitation de la génératrice, on peut alors obtenir une large gamme de réglage de la vitesse du moteur de service.

2°/ Avantages du système G - M

- Le démarrage se fait sans rhéostat de démarrage donc sans perte d'énergie.
- Il permet un freinage avec récupération.
- Les pertes dues au réglage sont faibles.

3°/ Inconvénients du système G - M:

- Le rendement d'un tel système est faible car il est le produit des 3 rendements.
- Il est difficile d'obtenir de très basses vitesses.
- Le prix, le poids et sont élevés.

- C H A P I T R E II -

Détermination des paramètres du système G - M

a ) Tableau donnant les principales caractéristique du système G - M

CARACTERISTIQUES	MOTEUR	GENERATRICE
Type	72	14 - 12/4
Puissance nominale Pn	100 KW	225 KW
Tension nominale Un	305 V	660 V
Courant nominal: In	360 A	341 A
Vitesse de rotation nominale Nn	750 tr/mn	1000tr/mn
Courant d'excitation nominale I <sub>exn</sub>	12,7 A	20,8 A
Tension d'excitation nominale: V <sub>exn</sub>		110 V
Nombre de pôles	4	4
Résistance d'induit	0,011	0,0263
Résistance de l'enroulement d'excitation:	5,1	
Résistance de l'enroulement des pôles aux :	0,0086	0,0038
Résistance de l'enroulement de compensation:		0,0258
Nombre de sections de l'en- roulement d'induit :	31	
Nombre de spires/pôles excitation	470	324
Nbre de spires/pôles auxiliaires	14	13
Nbre de spires/pôles de l'enrou- lement d'induit:		342
Rendement nominal	0,91	
Facteur de marche	60%	30
Nbre de spires (compensation)		5
Nbre de spires anti-compond		45
Surcharge		2 I <sub>N</sub> (pendant 3 s)

L'excavateur que nous étudions est du type ЭМГ - 8 ( selon la classification soviétique ).

Pour assurer l'entraînement électrique de son mouvement de rotation, nous avons adopté le système G M composé d'une génératrice du type: M 14 - 12/4 et de deux moteurs identique en serie du type: АПБ 72, dont les caractéristiques sont celles consignées dans le tableau précédent.

Dans ce chapitre, nous déterminons les paramètres du systèmes G M, et nous vérifions la bonne adaptation des moteurs et de la génératrice vis à vis des caractéristiques de la machine entraînée.

b) Choix de la puissance du moteur :

On choisit la puissance d'un moteur en partant de la considération d'assurer l'exécution d'un travail donné à un régime thermique normal et avec une charge mécanique admissible du moteur.

Le choix de la puissance du moteur exige le calcul de la charge en régime permanent et régime transitoire.

Pour un excavateur, un couple maximum est demandé au démarrage, il faudrait donc choisir un moteur capable d'assurer les pointes de puissance et de couple.

c) Diagramme du couple et de la vitesse pour un cycle:

Le cycle complet de rotation de l'excavateur se compose de 2 parties: ( avec 2 moments d'inertie différents )

- partie avec pelle chargée
- partie avec pelle vide

Le mouvement de rotation de l'excavateur se fait dans les 2 sens  
Dans un sens de rotation la pelle sera chargée, dans l'autre sens la pelle sera vide.

Decrivons la partie du cycle avec la pelle chargée:

- la partie A B correspond au démarrage. Dans ce cas, le mouvement est accéléré, et un couple important constant est exigé.

- la partie B C correspond à un mouvement uniforme. Le couple moteur est égal au couple statique.

- la partie C D correspond à un mouvement retardé, donc à un freinage, pour diminuer la durée de freinage, on applique un couple négatif.

- la partie D E correspond à l'arrêt du groupe.

Un raisonnement analogue se fait pour la 2<sup>e</sup> partie du cycle ( voir figure II.1 ).

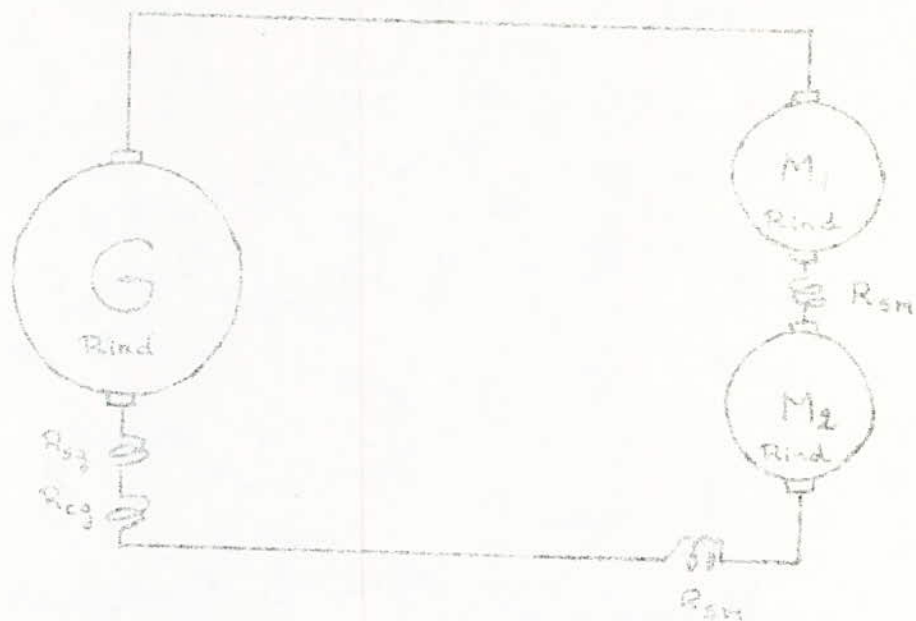


figure du schéma equivalent  
du système G-M<sub>1</sub>

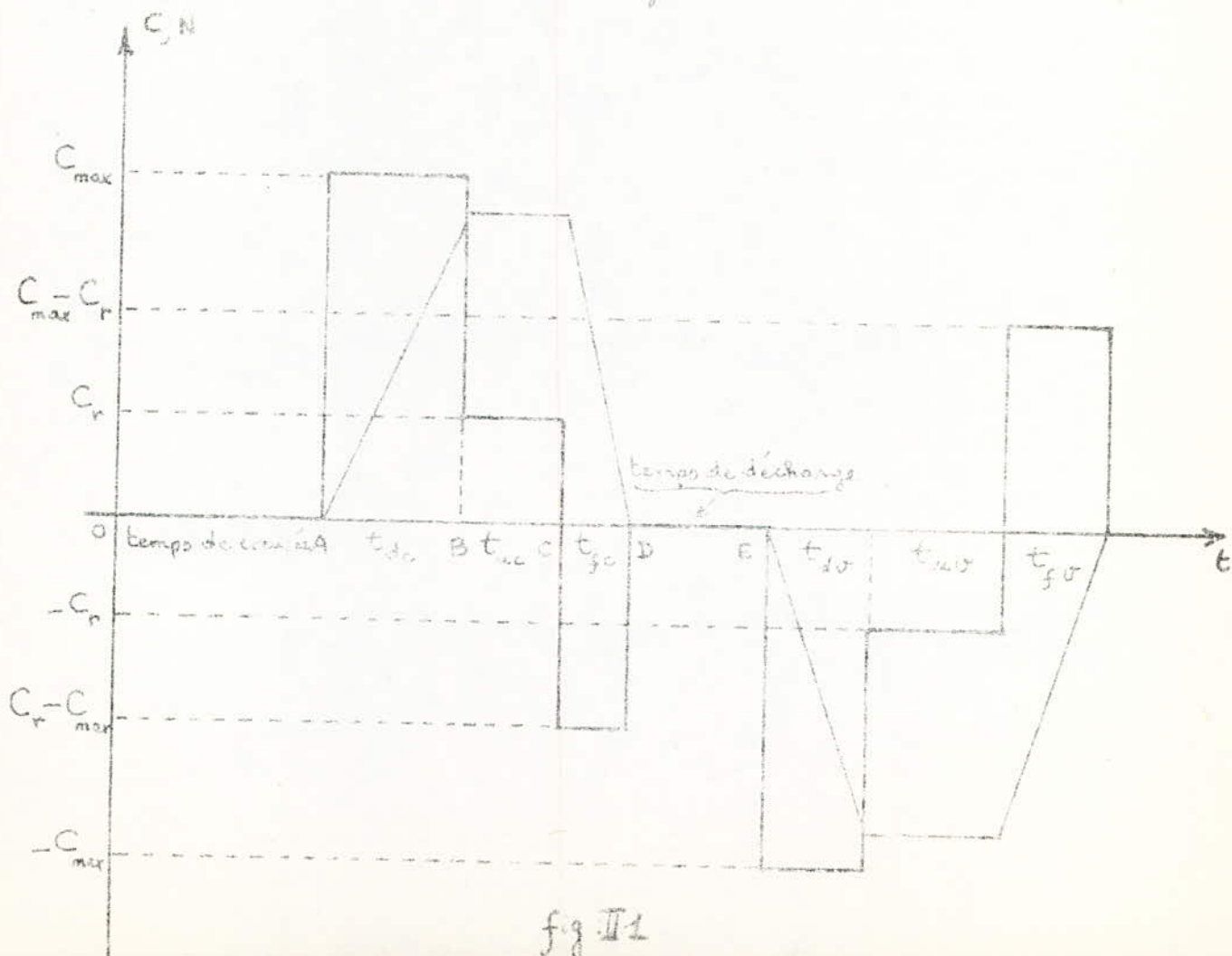


fig II 1

d) Méthode de courant, de couple, et de puissance équivalents

La méthode de courant équivalent consiste à remplacer le courant réel variable passant dans le moteur par un courant équivalent qui provoquerait dans le moteur les mêmes pertes que le courant réel.

La détermination d'un tel courant se fait en acceptant les hypothèses suivantes.

- Pertes dans le moteur:  $Q_{\text{moy}} = K + R I_{\text{eq}}^2$  ( 1 )
- Par ailleurs les pertes moyennes sont évalués à partir de:

$$Q_{\text{moy}} = \frac{\sum_i Q_i t_i}{\sum_i t_i} \quad ( 2 )$$

Des 2 expressions précédentes, on tire :

$$I_{\text{eq}} = \sqrt{\frac{\sum_i I_i^2 t_i}{\sum_i t_i}} \quad ( 3 )$$

Il faut que  $I_{\text{eq}} \leq I_N$ .

Des calculs analogues permettent de déterminer le couple et la puissances équivalents

$$C_{\text{eq}} = \sqrt{\frac{\sum_i C_i^2 t_i}{\sum_i t_i}} \quad \text{Il faut que } C_{\text{eq}} \leq C_N \quad ( 4 )$$

$$P_{\text{eq}} = \sqrt{\frac{\sum_i P_i^2 t_i}{\sum_i t_i}} \quad \text{Il faut que } P_{\text{eq}} \leq P_N$$

Remarque : La méthode du courant, du couple et de la puissance équivalents convient parfaitement pour le moteur dont le flux est constant ( moteur à excitation séparée) ce qui est notre cas.

Pour pouvoir calculer le courant, le couple et la puissances équivalents, il faut déterminer les  $t_i$  et  $C_i$  pour chaque portions de charge , ainsi que le temps de cycle.

c) Calcul des paramètres du système G M

1 - Schéma du système G M - ( voir figure II 2 ).

2 - Résistance intérieure de l'induit de la génératrice.

En admettant que les pertes par effet Joule dans l'induit de la génératrice représentent la moitié de toutes les pertes de la génératrice.

$$I_{gN}^2 R'_g \approx 0,5 (1 - \eta_{gN}) I_{gN} V_{gN}$$
$$R'_g \approx 0,5 (1 - \eta_{gN}) \frac{V_{gN}}{I_{gN}} = 0,087 \Omega$$

en régime nominal :  $E'_{gN} = V_{gN} + R'_g I_{gN}$

$$E'_{gN} = 660 + 0,087 \cdot 341 = 689,66 \text{ V.}$$

3 - Résistance de l'enroulement de compensation.

$$R_{cg} = 0,0258 \Omega \quad (\text{donné par le catalogue})$$

4 - Résistance totale de l'enroulement d'induit de la génératrice.

C'est la résistance intérieure de la génératrice sans l'enroulement de compensation:

$$R_g = R'_g - R_{cg}$$

$$R_g = 0,087 - 0,0258 = 0,0612 \Omega$$

5 - Fem développée par la génératrice en régime nominal des 2 moteurs.

$$E_g = 2 U_{mN} + I_{mN} (R'_g + R_{fil})$$

$$E_g = 2 \cdot 305 + 360 (0,087 + 0) = 641,32 \text{ V}$$

6 - Résistance nominale du système G M.

$$R_{SN} = \frac{E_g}{I_{mN}} = \frac{641,32}{360} = 1,78 \Omega$$

7 - Résistance nominale du moteur ( totale ).

$$R_{mN} = \frac{U_{mN}}{I_{mN}} = \frac{305}{360} = 0,847 \Omega$$

8 - Résistance du circuit d'induit des moteur :

$$R'_m = 0,5 (1 - \dots) \frac{2 \sqrt{P_{mN}}}{I_{mN}}$$

$$R'_{mN} = \frac{P_{mN}}{I_{mN}} = \frac{100 \cdot 10^3}{305 \cdot 360} = 0,91 \text{ } \Rightarrow R' = 0,0762 \Omega$$

9 - Résistance de l'enroulement des pôles auxiliaires :

$$R_{pam} = 0,0086 \Omega \quad (\text{moteur})$$

$$R_{pal} = 0,0038 \Omega \quad (\text{génératrice})$$

10 - Résistance d'induit du moteur :

$$R_m = 0,5 R'_m - R_{pam} = 0,5 \cdot 0,0762 - 0,0086 = 0,0295 \Omega$$

11 - Résistance totale du circuit d'induit du système G M

$$R_{GM} = R'_m + R'_g = 0,163 \Omega$$

f) Détermination du temps de cycle :

Le temps de cycle est la somme des temps relatifs aux phases suivantes: temps de marche avant, temps de marche arrière pour la pelle chargée et pelle vide, ainsi que du temps de pause.

La détermination des temps de travail pour chaque portion de charge est basée sur la connaissance de l'équation de mouvement du dispositif d'entraînement.

Equation du mouvement du dispositif d'entraînement.

L'équation d'équilibre des couples pour un mouvement de rotation est donnée par

$$C - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} \quad (1)$$

C : couple moteur

C<sub>r</sub> : couple statique

$j \frac{d\Omega}{dt}$  couple dynamique

L'équation (1) se peut écrire :



l'équation ( 1 ) peut aussi s'écrire :

$$C - C_r = \frac{G D^2}{375} \frac{dn}{dt}$$

n : vitesse en tr/ mn

$G D^2 = 4 g \delta$  en  $[ N. m^2 ]$  c'est le moment de giration.

Equation permettant le calcul du temps de démarrage du moteur

$$C - C_r = J \frac{dn}{dt} \Rightarrow dt = \frac{J}{C - C_r} dn \Rightarrow t_d = \frac{J}{C - C_r} dn$$

$$t_d = \frac{J}{C - C_r} N$$

$$\text{or } C = 2 C_{max} \Rightarrow t_d = \frac{J}{2 C_{max} - C_r} N$$

Equation permettant le calcul du temps de freinage du moteur.

$$t_f = \frac{J N}{2 C_{max} + C_r} \quad \text{où } C = - 2 C_{max}$$

Durée du demarrage :

$$\text{pelle chargée } t_{dc} = J_c \frac{J N}{2 C_{max} - C_r}$$

On a pris  $2 C_{max}$  puisqu'il s'agit de 2 moteurs en serie.

Le cahier de charge mentionne que  $J_c = 1,5 \text{ Kgm}^2$ ,  $J_v = 80\%$   $J_c = 1,2 \text{ Kgm}^2$

La cste **du temps** electromagnétique du système est donnée par:

$$T_e = J_c \frac{R_g M}{C_e C_m}$$

Calcul du coefficient du couple électromagnétique.

$$C_e = \frac{2 U_{mN} - R'_m I_{mN}}{n_N}$$

$$C_e = \frac{2 \cdot 305 - 0,0762 \cdot 360}{750} = 0,7767 \frac{V \text{ mn}}{\text{tr}}$$

$$C_e = 7,417 \text{ V S/rd}$$

$$C_e = 1,03 C_m \Rightarrow C_n = \frac{C_e}{1,03} = 7,20 \text{ V. S/rd.}$$

Ces données nous permettent de calculer le cste  $\theta_0$

$$\theta_0 = \frac{4,5 \cdot 0,163}{1,0 \cdot 7,417} = 0,4 \text{ s}$$

Couple électromagnétique du moteur  $C_e \simeq C_m = \frac{C_e}{2} I_{mN}$

$$C_e = \frac{7,417}{2} \cdot 360 = 136,09 \text{ Kgm}$$

Couple électromagnétique des 2 moteurs :

$$2 C_e = 272,20 \text{ Kgm}$$

Couple nominal du moteur  $C_N = \frac{P_{mN}}{C_{\phi N}}$

$$C_N = \frac{100 \cdot 10^3 \cdot 60}{2 \pi \cdot 750} = 129,79 \text{ Kgm}$$

Couple maximum admissible du moteur

$$C_{mex} = 1,6 C_N$$

$$C_{mex} = 1,6 \cdot 129,79 = 207,66 \text{ Kgm}$$

Couple résistant ou statique  $C_r = 20 \% C_{mex}$

$$C_r = 41,53 \text{ Kgm}$$

$$\text{Durée du démarrage en charge } t_{dc} = \frac{J_c \cdot \omega_c N}{2 C_{mex} - C_r}$$

$$t_{dc} = 1,5 \frac{750}{2 \cdot 207,66 - 41,53} = 3 \text{ s}$$

Durée du démarrage à vide  $t_{dv} = 80 \% t_{dc} = 2,42 \text{ s}$

Durée du freinage en charge :  $t_{fc} = J_c \frac{\omega_c N}{2 C_{mex} + C_r}$

$$t_{fc} = 4,5 \frac{750}{2 \cdot 207,66 + 41,53} = 2,46 \text{ s}$$

Durée du freinage à vide

$$t_{fv} = 0,8 t_{fc} = 1,96 \text{ s}$$

Durée du régime permanent en charge :

On impose un angle de rotation de l'excavateur égal à  $\alpha = 120^\circ$  et un coefficient de réduction de vitesse égal à  $K = 360$ .

a) Cas du démarrage.

- accélération en charge  $\gamma_{dc}$

$$\gamma_{dc} = \frac{\Delta n}{\Delta t} = \frac{n_{dc}}{t_{dc}} = \frac{12,5}{3,00} = 4,166 \text{ tr/s}^2$$

Nombre de de tours effectués pendant  $t_{dc}$  :

$$\theta_{dc} = \int_0^{t_{dc}} \gamma_{dc} \cdot t \cdot dt = \frac{1}{2} \gamma_{dc} t_{dc}^2 = 18,93 \text{ tr}$$

Nombre de tours effectués par l'excavateur:

$$\theta'_{dc} = \frac{\theta_{dc}}{K} = \frac{18,93}{360} = 0,052 \text{ tr}$$

Angle de rotation correspondant à  $\theta'_{dc}$  :

$$\alpha_{dc} = 0,052 \cdot 360 = 18,72^\circ$$

b) Cas du freinage. Le raisonnement est analogue.

$$\gamma_{fc} = \frac{\Delta n}{t_{fc}} = 4,14 \text{ tr/s}^2$$

$$\theta_{fc} = \frac{1}{2} \gamma_{fc} t_{fc}^2 = 18,72 \text{ tr}$$

$$\theta'_{fc} = \frac{\theta_{fc}}{K} = \frac{18,72}{360} = 0,052 \text{ tr}$$

$$\alpha'_{fc} = 18,72^\circ$$

Angle de rotation de l'excavateur en régime permanent en charge:

$$\alpha_{muc} = 120^\circ - (\alpha_{dc} + \alpha'_{fc}) = 120^\circ - (18,72 + 18,72) = 82,56^\circ$$

Nombre de tours effectué par l'excavateur pendant ce temps:

$$\frac{\alpha_{muc}}{K} = \frac{82,56}{360} = 0,22 \text{ tr}$$

Nombre de tours effectué par le moteur: ( 82,56 tr )

Temps du mouvement uniforme :

$$t_{muc} = \frac{82,56}{12,5} = 6,6 \text{ s}$$

Temps de rotation en charge :

$$t_{rc} = t_{dc} + t_{mic} + t_{fc} = 12,60 \text{ S}$$

Durée du régime permanent à vide :

a) cas du démarrage : un raisonnement analogue conduit aux résultats suivants:

$$\gamma_{dv} = \frac{n_N}{t_{dv}} = \frac{12,5}{2,42} = 5,16 \text{ tr/S}^2$$

$$\theta_{dv} = \frac{1}{2} \gamma_{dv} t_{dv}^2 = 15,1 \text{ tr}$$

$$\alpha_{dv} = 15,1^\circ \cdot \theta'_{dv} = 0,04 \text{ tr (excavateur)}$$

b) cas du freinage :

$$\gamma_{fc} = \frac{n_N}{t_{fc}} = \frac{12,5}{2,40} = 5,20 \text{ tr/S}^2$$

$$\theta_{fv} = \frac{1}{2} \gamma_{fc} t_{fc}^2 = \frac{1}{2} \cdot 5,20 \cdot (2,40)^2 = 14,91 \text{ tr}$$

$$\alpha_{fv} = 14,91^\circ$$

Angle de rotation de l'excavateur en régime permanent à vide :

$$\alpha_{muv} = 120 - (\alpha_{dv} + \alpha_{fv}) = 120 - (15,1 + 14,91) \approx 90^\circ$$

$$\theta_{muv} = 90 \text{ tr}$$

$$t_{muv} = \frac{\theta_{muv}}{n_N} = 7,2 \text{ S}$$

Le temps de rotation à vide :

$$t_{r.v} = t_{dv} + t_{muv} + t_{fv} = 2,42 + 7,2 + 1,96 = 11,58 \text{ s}$$

Durée de travail du moteur pendant un cycle:

$$t_t = t_{rc} + t_{rv} = 12,6 + 11,58 = 24,78 \text{ S}$$

Temps de cycle

$$\text{F.M} = \frac{t_t}{t_{cy}} \quad \text{: facteur de marche}$$

Or le F.M est donné par le catalogue : F.M = 60 %

$$\text{donc } t_{cy} = 40,3 \text{ s}$$

Calcul du couple équivalent :

$$C_{eq} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\sum_i C_i^2 t_i}{\sum_i t_i}} \quad \text{avec} \quad \sum_i t_i = t_{cy}$$

$$C_{eq} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(2.207,66)^2(3 + 2,42) + (41,53)^2(6,6 + 7,2) + 373,79)^2}{(1,96 + 2,46) \times 24}}$$

Soit  $C_{eq} \approx 99 \text{ Kgm}$

La condition  $C_{eq} \leq C_N$  est vérifiée :

Calcul du courant équivalent

$$I_{eq} = \sqrt{\frac{\sum_i I_i^2 t_i}{\sum_i t_i}}$$

$I_{eq} \approx 270 \text{ A}$

La condition  $I_{eq} \leq I_N$  est vérifiée .

Calcul de la puissance équivalente :

$$P_{eq} = C_{eq} \omega = 99 \times 9,8. 2\pi \frac{750}{60} = 76,1 \text{ KW}$$

La condition  $P_{eq} \leq P_N$  est vérifiée .

Puissance absorbée par les moteurs :

$$P_a = 2 U_{mN} I_{mN} = 2. 305. 360 = 219,6 \text{ KW}$$

Conclusion : D'après ce qui précède, la puissance absorbée par les 2 moteurs étant inférieure à celle de la génératrice cette dernière convient donc parfaitement.

g) Calcul des constantes de temps électromagnétiques

1 - Constante de temps de l'inducteur de la génératrice:

Elle est donnée par :  $T_{\text{exg}} = \frac{L_{\text{ex}}}{R_{\text{ex}}} \quad (1)$

Pour cela il faut calculer l'inductance de l'enroulement d'excitation.

$$L_{\text{ex}} = \frac{d\Phi}{di} \quad \text{or} \quad L_{\text{ex}} = \frac{d(2p \cdot n_{\text{sp}} \Phi)}{di} \quad \text{mais} \quad di = d\left(\frac{F}{n_{\text{sp}}}\right)$$

$$\text{On aura donc : } L_{\text{ex}} = \frac{d(2p \cdot n_{\text{sp}} \Phi)}{d(F/n_{\text{sp}})} \quad \text{F: fmm d'un pôle}$$

$$\text{Par suite } L_{\text{ex}} = 2p \cdot n_{\text{sp}}^2 \frac{d\Phi}{dF} \quad (2)$$

La génératrice fonctionne en régime non saturé, la caractéristique  $\Phi = f(F)$  est donc linéaire jusqu'au point de fonctionnement nominal, ce qui implique que la valeur de  $\frac{d\Phi}{dF}$  n'est autre que  $\frac{\Phi_n}{F_n}$

$$\text{La relation (1) devient } L_{\text{ex}} = 2p \cdot n_{\text{sp}}^2 \frac{\Phi_n}{F_n}$$

$$\text{Par ailleurs } C_{\text{eg}} = K_g \Phi_n \quad \text{avec} \quad C_{\text{eg}} = \frac{U_{\text{gn}} + I_{\text{mN}} \cdot R_g'}{n_N}$$

$$C_{\text{eg}} = \frac{660 + 341 \cdot 0,0774}{1000} = 0,6864 \text{ V}_{\text{mn}} / \text{tr}$$

$$K_g = \frac{P_N}{60 a} = \frac{2 \cdot 342}{60 \cdot 2} = 5,7$$

$$\Phi_n = \frac{C_{\text{eg}}}{K_g} = \frac{0,6864}{5,7} = 0,12 \text{ Wb}$$

$$F_n = n_{\text{sp}} I_{\text{exn}} = 324 \cdot 20,8 = 6739,2 \text{ A. tr}$$

$$\text{d'où } L_{\text{ex}} = 2p \cdot n_{\text{sp}}^2 \frac{\Phi_n}{F_n} = 2 \cdot 2 (324)^2 \frac{0,12}{6739,2} = 7,477 \text{ H}$$

$$\text{La résistance } R_{\text{ex}} \text{ est donnée par: } R_{\text{ex}} = \frac{U_{\text{exc}}}{I_{\text{exn}}} = \frac{110}{20,8} = 5,28 \Omega$$

$$\text{ce qui donne } T_{\text{exg}} = \frac{L_{\text{ex}}}{R_{\text{ex}}} = 1,41 \text{ S}$$

2 - Constante de temps de l'enroulement d'induit de la génératrice.

$$L_g = K_g \frac{U_{gn}}{2 \cdot p \cdot n_{gN} \cdot I_{gN}} = 5,7 \frac{60}{2 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 341} = 2,76 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$T_{ing} = \frac{L_g}{R_g} = 0,035 \text{ s}$$

3 - Constante de temps de l'enroulement d'induit du moteur :

$$L_m = K_m \frac{U_{mn}}{2 \cdot p \cdot n_{mw} \cdot I_{mN}} = 8 \frac{305}{4 \cdot 750 \cdot 360} = 2,2610^{-3} \text{ H}$$

$$N = 430 \Rightarrow K_m = 8$$

$$T_m = \frac{L_m}{R_m} = \frac{2,26 \cdot 10^{-3}}{0,038} = 0,059 \text{ s}$$

4 - Constante de temps électromagnétique du système G M

$$L_o = L_g + L_m = 2,7610^{-3} + 4,5210^{-3} = 7,2810^{-3} \text{ H}$$

$$T_o = \frac{L_o}{R_o} = 0,0455 \text{ s}$$

- C H A P I T R E - III -

ETUDE DU GROUPE CONVERTISSEUR ET TRANSFORMATEUR

A / GROUPE CONVERTISSEUR

1° Introduction: durant son fonctionnement, le moteur d'entraînement est astreint à des démarrages et freinages fréquents et brusquents ainsi qu'à des changements de sens de sa vitesse de rotation.

Comme la puissance du moteur d'entraînement est assez grande, qu'elle ne peut être assurée directement par un groupe convertisseur et vue la limitation des performances de ce dernier, on a été amené à choisir le système G - M où l'on alimente l'inducteur qui ne nécessite qu'une faible puissance.

Le réglage de la vitesse ainsi que l'inversion du sens de rotation du moteur se fait en agissant sur le courant d'excitation de la génératrice . Afin de satisfaire les exigences citées plus haut, on prend un convertisseur alternatif continu réversible.

2° Thyristor :

2.1. Déf) On appelle thyristor un dispositif à smi-conducteur. Il comporte 4 couches alternativement du type P et du type N que l'on distingue arbitrairement: couche d'anode ( a ); couche de blocage ( b ); couche de commande ( c ) et couche de la cathode ( d ), ces 4 couches forment 3 jonctions :  $J_1, J_2, J_3$ . La gâchette est constituée par une connexion supplémentaire prise sur l'une des couches intermédiaires ( voir fig. III. 1 ).

Propriétés d'un thyristor: Il réunit 3 propriétés: Redresseur, Interrupteur et Amplificateur.

2.2. Mode de fonctionnement d'un thyristor :

- Thyristor polarisé en inverse: le thyristor est bloqué tant que la tension a ses bornes est négative. Il ne laisse passer qu'un très faible courant de quelques mA, appelé courant de fuite qu'on peut négliger. Ce n'est que pour une tension inverse très grande que ce courant de fuite croit brusquement provoquant le claquage du thyristor par effet thermique ( voir fig. III.2)

- Thyristor polariseur direct: lorsque la tension à ses bornes est positive (  $V_A - V_K$  ) si l'on fait passer entre la gâchette et la cathode une impulsion positive du courant, le thyristor devient passant.



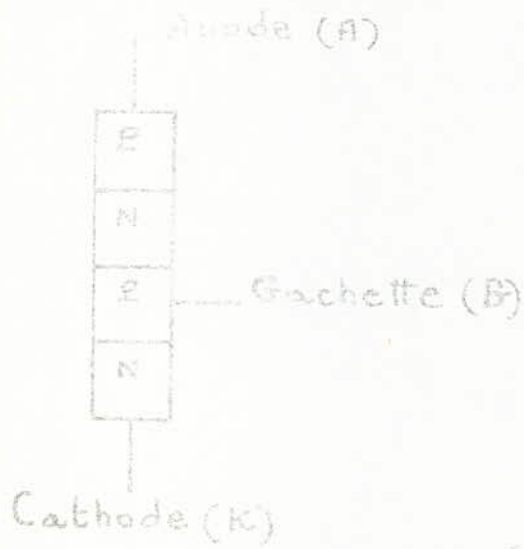
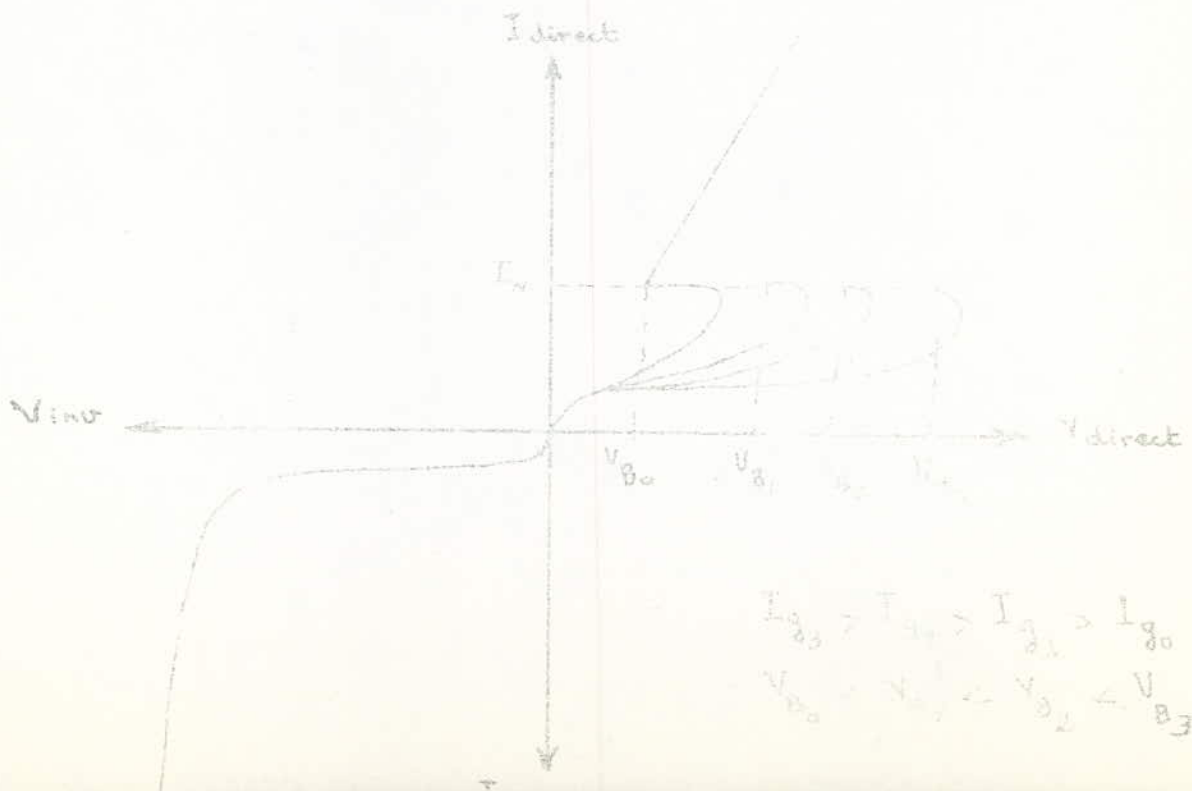


fig: III.1



La tension directe qu'un thyristor peut bloquer à courant de gâchette nulle est du même ordre que la tension inverse maximale et s'appelle tension de rupture ou de retournement, grâce à l'action de la gâchette, on peut déclencher le thyristor pour une tension directe inférieure à la tension de rupture ( voir fig. III. 2 )

Lorsque le thyristor est amorcé, la gâchette n'a plus d'action de commande.

Lorsque le thyristor conduit en direct, une chute de tension de 1 à 1,5 apparaît entre ses bornes ( voir fig III 2 ).

Vitesse de croissance du courant principal  $\frac{dI}{dt}$

Lors de l'amorçage du thyristor, la tension à ses bornes ne chute pas instantanément à zéro et si pendant cette phase le circuit extérieur impose une croissance rapide de l'intensité alors la puissance dissipée dans le thyristor est loin d'être négligeable.

L'élévation de température peut détruire le thyristor, cette puissance est d'autant plus grande que  $\frac{dI}{dt}$  est plus grand.

Vitesse de croissance de la tension  $\frac{dV}{dt}$

La vitesse excessive de croissance de la tension appliquée entre l'anode et la cathode risque d'amorcer le thyristor en l'absence du signal de la gâchette. Ce phénomène est dû à la capacité interne du thyristor.

Des amorçage du thyristor: le désamorçage du thyristor se produit lorsque le courant d'anode devient inférieur au courant de maintien,  $I_N$ .

### 3 - Convertisseur réversible - alternatif - continu :

Déf°: On appelle converisseurs des dispositifs destinés à transformer un courant d'une certaine forme en un courant d'une autre forme; parmi ces transformations, la plus importante est le redressement.

#### a) Mode de fonctionnement d'un convertisseur réversible alternatif continu sur inducteur:

Les convertisseurs alternatif -continu réversibles sont essentiellement utilisés pour la commande des moteurs à courant continu par induct ou par inducteur. Les moteurs devant assurer des démarrages.

Des freinages contrôlés et des inversions de leurs vitesses de rotation.

Dans le cas d'une commande par induit, il y a inversion du courant et de la vitesse de rotation; ceci se fait avec récupération d'énergie sur le onduleur; Dans notre cas, la commande se fait par inductent. La récupération de l'énergie électromagnétique emmagasinée dans l'inducteur se fait dans le groupe onduleur, mais le courant d'induit ne s'inverse pas ( voir. fig: III.3)

b) Différents types de convertisseurs alternatif - continu

Les convertisseurs alternatif - continu se divisent en 2 catégories :

1°/ convertisseurs avec limitation de courant donc avec bobine; ils ont l'avantage de passer directement du régime redresseur au régime onduleur sans pause de courant.

2°/ Convertisseurs sans limitation de courant ( sans bobines ).

Ils sont utilisés pour les grandes puissances et ils présentent un schéma compliqué ( voir. fig. III. 4 ).

4°/ Choix du convertisseur réversible alternatif - continu :

Nous choisissons le système composé de 2 montages triphasés simple voie montés en antiparallèles ( voir fig III.5 ).

Les 2 montages triphasés montés en antiparallèles sont identiques. Ainsi: l'un fonctionne en onduleur, l'autre fonctionne en redresseur; dans ce cas, les angles de retard à l'amorçage doivent être supplémentaires ( $\theta + \beta = \pi$ ). Aux chutes de tension près, la tension aux bornes du montage est donnée par la relation  $U_c = U_{co} \cdot \cos \theta$  ~~P.~~

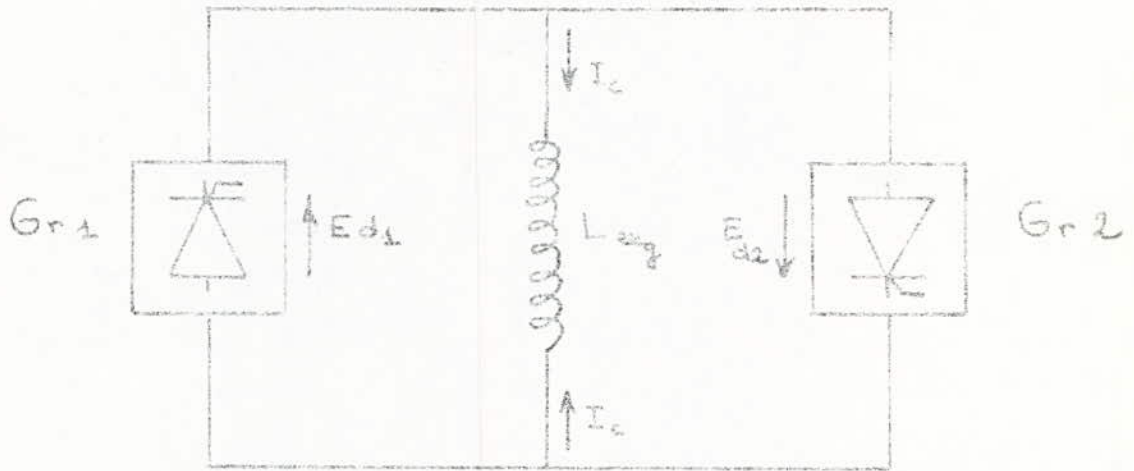
Pour le fonctionnement en redresseur, on doit avoir  $0 < \theta < 90^\circ$

Pour le fonctionnement en onduleur, on doit avoir  $90^\circ < \beta < 180^\circ$

5°/ Tension redressés:

Le calcul de la valeur de la tension redressée du système composé des 2 montages triphasés simple voie montés en antiparallèles peut être fait sur un seul des 2 montages.

a) schéma de montage d'un groupe du système triphasé simple voie voir fig: III.6 .



" Schéma simplifié d'un Convertisseur  $\omega/\omega$  réversible sur inducteur "

fig: III.3 (a)

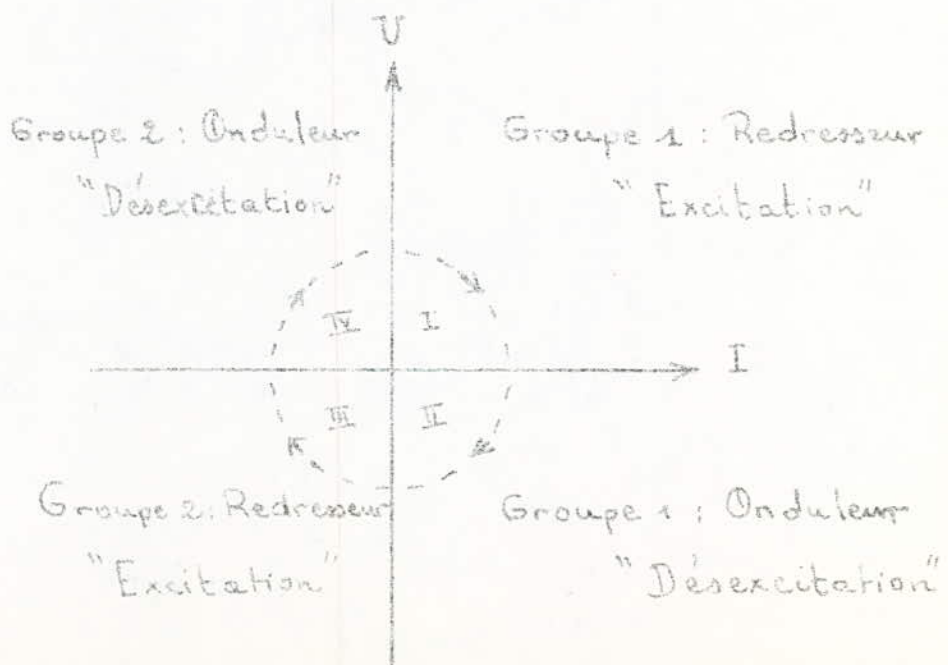
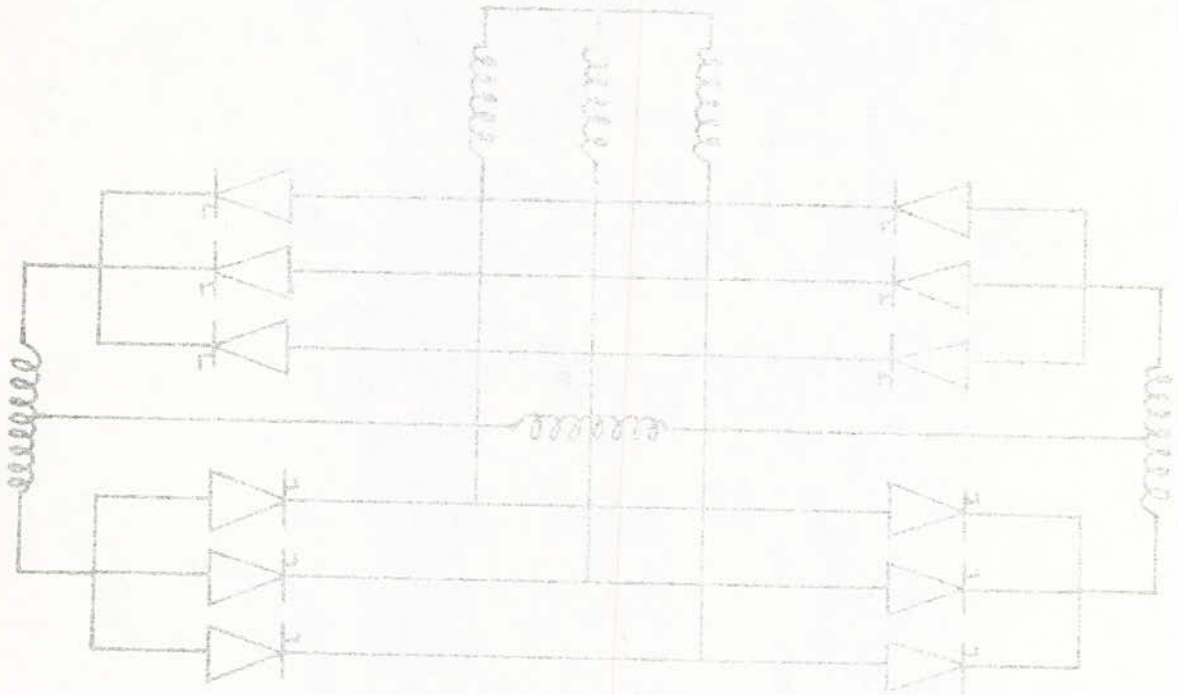
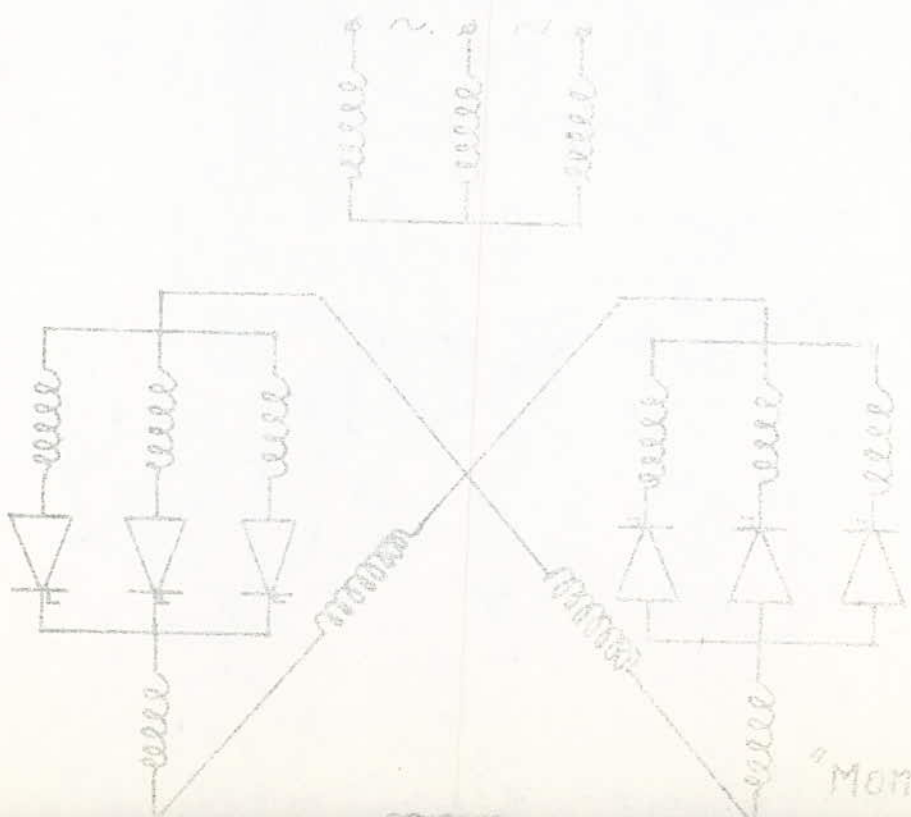


fig: III.3 (b)



"Montage en pont en antiparallèle"



"Montage en Croix"

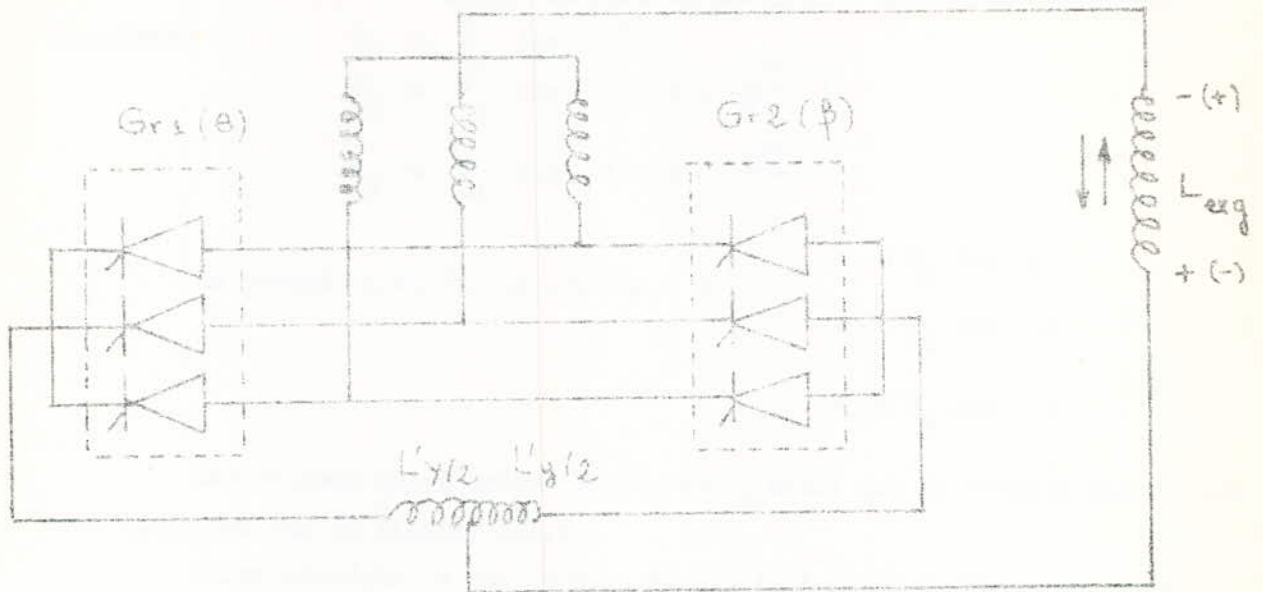


fig: III 5

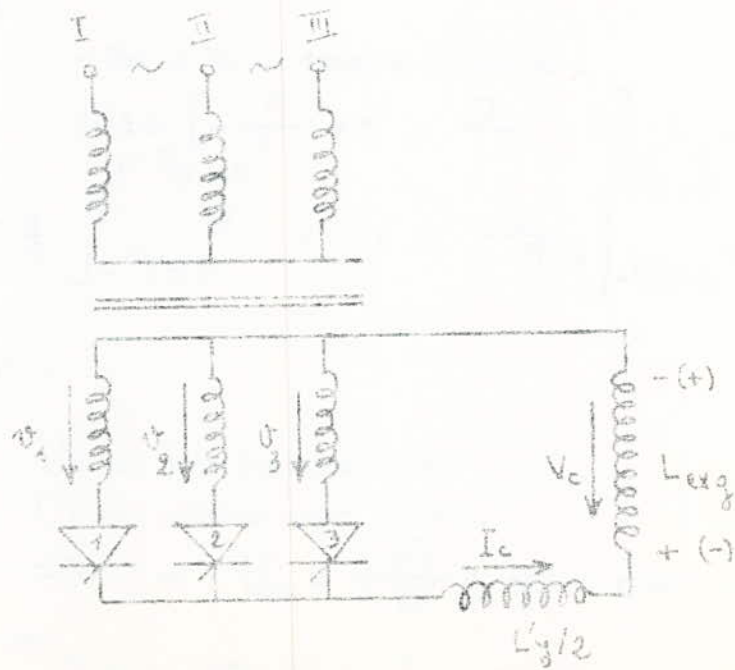


fig: III 6

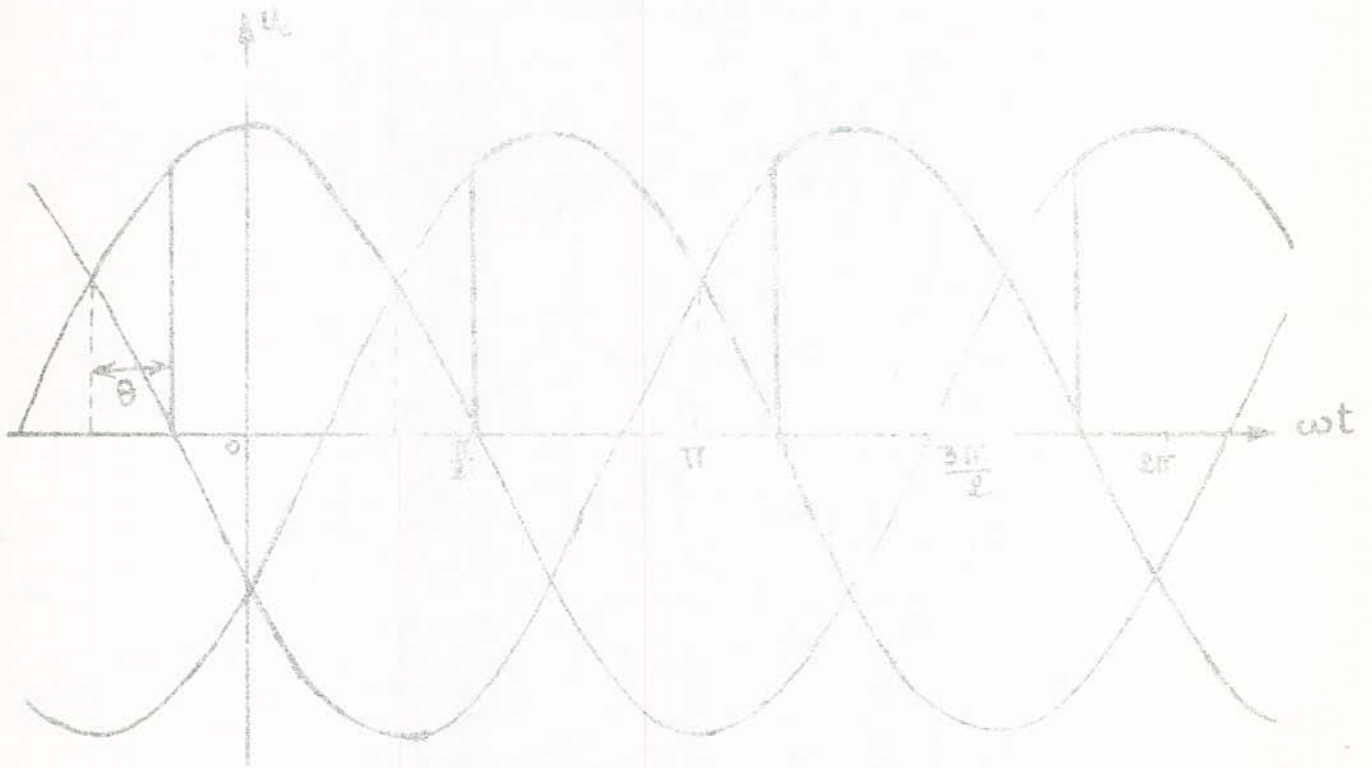


fig: III 7

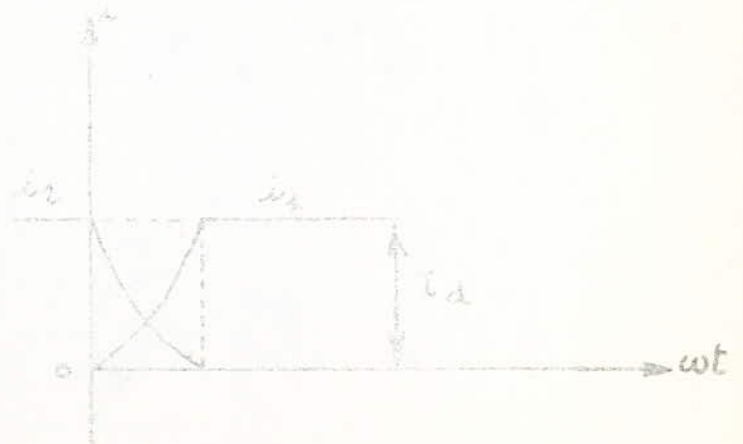
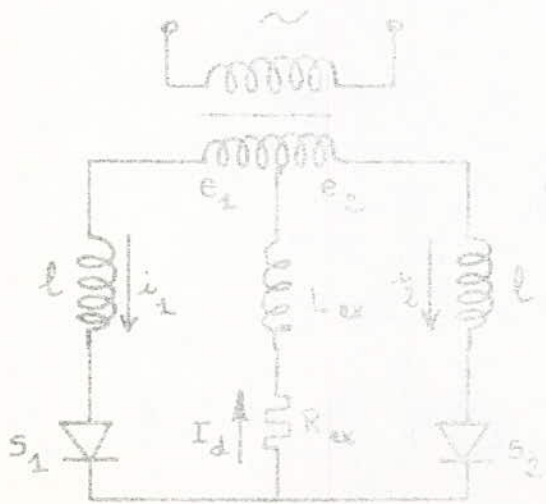


fig: III 9

- Calcul des harmoniques de la tension redressée:

La tension continue aux bornes du convertisseur contient les harmoniques de tous les rangs multiples de 3 de la fréquence du réseau. En développant  $U_c$  en série de Fourier, on obtient :

$$U_c = U_c + U_a$$

$$U_c = U_c + \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \sin 3ky + B_k \cos 3ky)$$

où  $y = x - \theta$  entre  $y = -\pi/3$  et  $y = +\pi/3$   $U_c = V_m \cos(y + \theta)$

avec  $\frac{2\pi}{3}$  période de la tension redressée :

- Calcul de  $A_k$  et  $B_k$ : Ils sont donnés par les formules suivantes :

$$A_k = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} U_c \sin 3ky \, dy$$

$$B_k = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} U_c \cos 3ky \, dy$$

ce qui donne :

soit

$$A_k = (-1)^k U_{co} \cdot \frac{6k}{9k^2 - 1} \sin \theta$$

$$B_k = -(-1)^k U_{co} \cdot \frac{2}{9k^2 - 1} \cos \theta$$

Donc l'amplitude de  $U_{k\theta}$  est  $U_{k\theta} = \sqrt{A_k^2 + B_k^2}$  soit

$$U_{k\theta} = U_{co} \frac{2}{9k^2 - 1} \sqrt{9k^2 \sin^2 \theta + \cos^2 \theta}$$

cas particulier : pour  $\theta = 0$ , on a  $U_{k0} = U_{co} \frac{2}{9k^2 - 1}$

par suite :  $\frac{U_{k\theta}}{U_{k0}} = \sqrt{9k^2 \sin^2 \theta + \cos^2 \theta}$

Exprimons la relation de  $U_{k\theta}$  en fonction de  $U_c$ , on obtient

$$U_{k\theta} = U_c \cdot \frac{2}{9k^2 - 1} \sqrt{9k^2 \operatorname{tg}^2 \theta + 1}$$



On remarque que pour une même tension  $U_c$  le réglage de phase multiplie l'amplitude des harmoniques par:

$$\sqrt{9 k^2 \operatorname{tg}^2 \theta + 1}.$$

Remarque : Les harmoniques de la tensions redressée ne perturbent pas la tension primaire de transformateur qui est imposée par le réseau donc sinusoïdale.

6° : Courant continu d'un montage triphasé avec commutation instantanée :

L'étude portera sur la forme ~~solle~~ du coura t ~~par~~ dans le circuit de charge on étudiera séparément la composante continue et la composante alternative dans le cas d'une commutation instantanée. Nous traitons le cas où le circuit continue renferme une résistance R, une inductance Ld qui est la somme L'y : inductance de limitation de courant, Ls inductance de lissage du courant continu et de Lexc: inductance de l'enroulement d'excitation de la génératrice.

a) Composante continue du courant continu :

La valeur de la composante moyenne du courant continu est donnée par :  $i_c = \frac{U_c}{R} = \frac{U_{co} \cos \theta}{R}$

b) Composante alternative du courant continu :

Elle est donnée par la composante alternative de la tension continue qui débite dans une impédance, on négligera la résistance car elle sera faible devant  $3 Ld \omega$  où  $3 \omega$  est la pulsation du 1<sup>er</sup> harmonique régulier. Soit  $V_{ca}$  la tension alternative donc  $U_{ca} = U_c - U_c \cos \theta = U_c - U_{co} \cos \theta$  dans l'intervalle  $\left[ -\frac{\pi}{3} + \theta, \frac{\pi}{3} + \theta \right]$  on a  $U_c = V_m \cos x = \frac{2\pi}{3} U_{co} \cos x$  avec  $x = \omega t$  soit  $U_{ca} = \left[ \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cos x - \cos \theta \right] U_{co}$ .

L'équation de la composante alternative du courant continu est alors, dans l'intervalle,

$$\left[ -\frac{\pi}{3} + \theta, \frac{\pi}{3} + \theta \right], U_{ca} = \omega Ld \frac{d i_{ca}}{d(\omega t)}$$

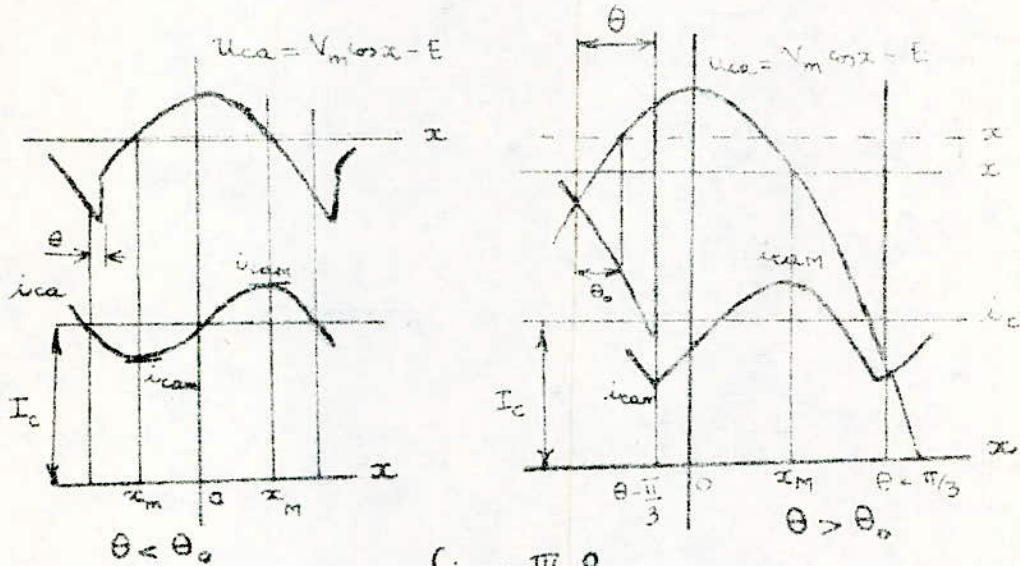


fig: III 8

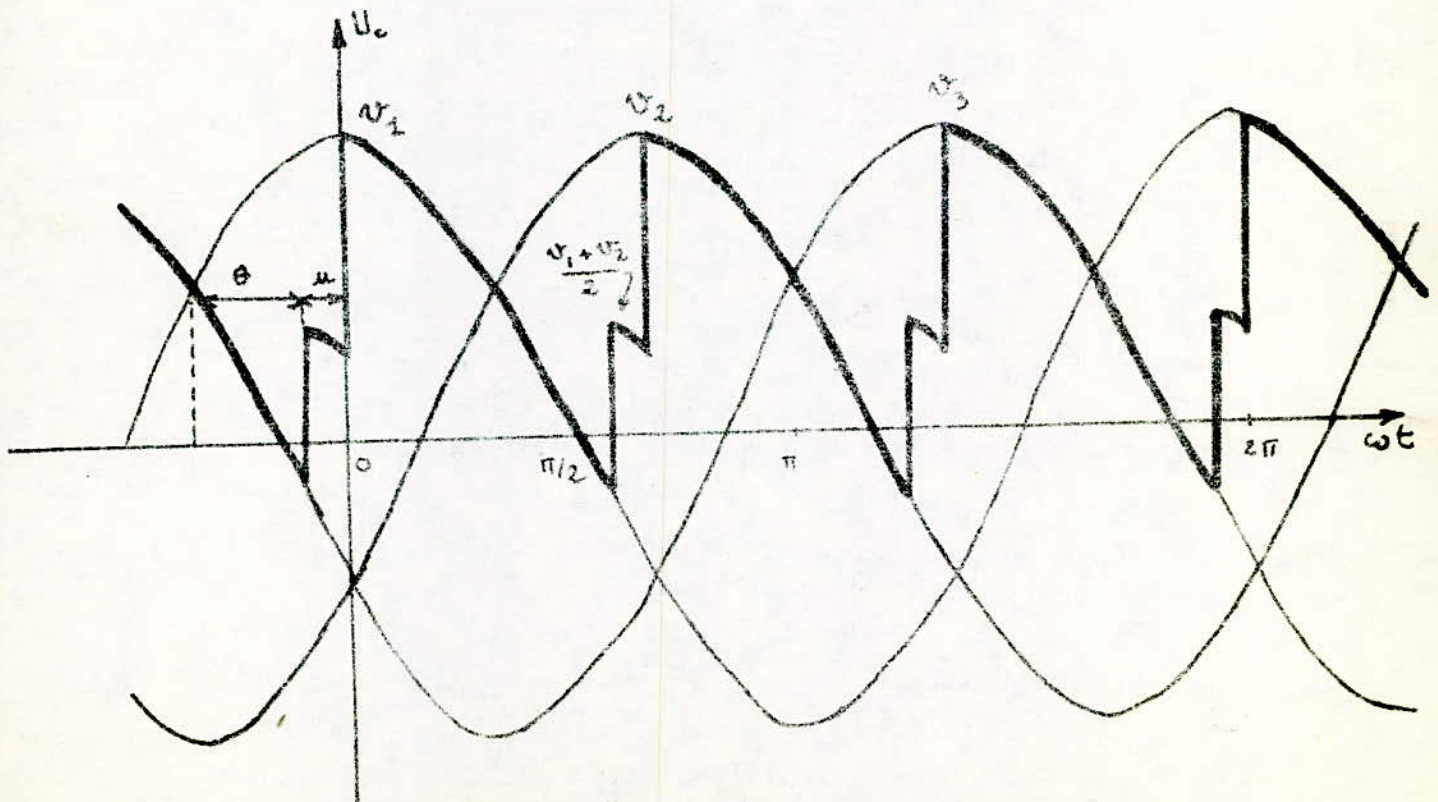


figure de la tension redressée instantanée avec commutation.

D'où lon tire :  $i_{ca} = \frac{U_{co}}{Ld\omega} \left[ \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \sin \omega t - \omega \cos \theta \right] + K$

La constante d'intégration K s'obtient en posant la valeur moyenne de la composante alternative,  $i_{ca}$  nulle sur une période :

$$\frac{2\pi}{3} \text{ soit : } i_{ca} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3} + \theta}^{\frac{\pi}{3} + \theta} \left[ U_{co} \omega Ld \left( \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \sin x - x \cos \theta \right) + K \right] dx = 0$$

par intégration, on obtient :  $K = \frac{U_{co}}{\omega Ld} \left[ \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cos x - (\theta - x) \cos \theta - \sin \theta \right]$

où :  $x = \omega t$ .

Valeurs maximale et minimale du courant

La détermination du taux d'ondulation du courant nécessite la connaissance de la composante alternative minimale et maximale. Le taux d'ondulation est alors le rapport de la composante alternative minimale sur le courant redressé. La composante alternative minimale atteint une valeur max ou min. pour  $\frac{di_c}{dt} = 0$  ou  $i_{ca} = 0$ . Deux possibilités s'offrent à nous en examinant la courbe  $i_{ca} = f(x)$ . (voir fig: III 3)

- $\theta$  étant faible  $i_{ca}$  s'annule en 2 points :
- le premier correspond au minimum négatif,
- le second correspond au maximum positif.

La tension  $i_{ca}$  s'annule pour un angle  $\theta_0$  tel :  $\theta = \theta - \frac{\pi}{3}$ , on obtient alors la relation suivante :

$$\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cos \left( \theta - \frac{\pi}{3} \right) - \cos \theta_0 = 0 \text{ soit en développant on a}$$

$$\text{tg } \theta_0 = \frac{3\sqrt{3} - \pi}{\pi\sqrt{3}} = \underline{0,37}$$

d'où  $\theta = \text{arctg} ( 0,37 ) = 20^\circ 68 \rightarrow \theta = 20^\circ 68 /$

$\theta_0$ : Angle de retard minimum pour lequel il y a possibilité de redressement.

Posons  $i_{caM}$  et  $i_{caM}$  respectivement comme le minimum et le maximum de la composante alternative. L'abscisse  $x_M$  est obtenu en annulant  $i_{ca}$  sur l'intervalle  $\left[ 0, \frac{\pi}{2} \right]$

$$U_{ca} = U_{co} \left[ \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cos x - \cos \theta \right] = 0 \Rightarrow \cos x_M = \frac{3\sqrt{3}}{2} \cos \theta$$

$$x_M = \arccos \frac{3\sqrt{3}}{2} \cos \theta$$

L'abscisse du minimum qu'on désigne par  $x_m$  est  $x_m = \theta - \frac{\pi}{3}$

Les valeurs minimum et maximum de  $U_{ca}$  s'obtiennent en remplaçant respectivement par  $x_m$  et  $x_M$  d'où

$$i_{cam} = \frac{U_{co}}{\omega L_d} \left[ \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \operatorname{sn} (x_m) + (\theta - x_m) \cos \theta - \operatorname{sn} \theta \right]$$

$$= \frac{U_{co}}{\omega L_d} \left[ \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \operatorname{sn} \left( \theta - \frac{\pi}{3} \right) + \left( \theta - \theta + \frac{\pi}{3} \right) \cos \theta - \operatorname{sn} \theta \right]$$

$$= \frac{U_{co}}{\omega L_d} \left[ \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \left( \operatorname{sn} \theta \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \right) + \frac{\pi}{3} \cos \theta - \operatorname{sn} \theta \right] \Rightarrow i_{cam} = -0,$$

$$0,3954 \frac{U_{co}}{L_d} \operatorname{sn} \theta$$

Donc:  $i_{cam} = -0,3954 \cdot \frac{U_{co}}{\omega L_d} \operatorname{sn} \theta$

On définit le taux d'ondulation négative par le rapport  $-\frac{i_{cam}}{I_c}$  on peut alors calculer l'inductance  $L_d$ . En général, on prend un taux d'ondulation tel que pour une tension  $U_{co}$  et  $\theta$  donnés, la connaissance de la valeur  $-\frac{i_{cam}}{I_c}$  nous permet de calculer l'inductance  $L_d$ .

$$L_d = \frac{U_{co}}{\omega I_c} \left( 1 - \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \right) \operatorname{sn} \theta$$

La valeur du courant critique est égale à  $i_{cam}$  ce qui donne  $i_{ck} =$

$$i_{ck} = + 0,395 \frac{U_{co}}{\omega L_d} \operatorname{sn} \theta$$

7°/ Etude et calcul de l'angle de commutation :

On appelle commutation le transfert du courant d'une soupape à une autre. Le phénomène de commutation a lieu s'il existe l'inductance de fuite du transformateur ou l'inductance en série dans le circuit de l'anode du thyristor. Ces inductances s'opposent à la variation brusque du courant, c'est-à-dire si un thyristor s'amorce, le précédent ne se désamorce pas instantanément. Il y a donc un temps au bout duquel les thyristors commencent simultanément: c'est le temps de commutation étudions le cas d'un montage monophasé avec point milieu, le raisonnement sera analogue pour un montage triphasé ( voir figure: III. 6<sub>1</sub> ).

Dans la figure, on a :  $l$  : inductance de fuite de chaque enroulement :  
 $R$  : débranchée les sorties de  $S_1$  et  $S_2$  sont en C.C :

A chaque instant, on a  $i_1 + i_2 = I_d$  donc  $\frac{di_1}{dt} = - \frac{di_2}{dt}$

Quand  $R$  est débranchée, les 2 cathodes sont au même potentiel.

$$U_p = C_1 - l \frac{di_1}{dt} = C_2 - l \frac{di_2}{dt} \Rightarrow C_1 - C_2 = 2l \frac{di_1}{dt} \quad (1)$$

$$C_2 - C_1 = 2l \frac{di_2}{dt} \quad (2)$$

Supposons que  $C_1 - C_2 = E_m \sin \omega t \quad (3) \Rightarrow C_2 - C_1 = - E_m \sin \omega t \quad (4)$

La relation (1) s'écrit aussi :  $C_1 - C_2 = 2l \frac{di_1}{dt} = E_m \sin \omega t$

Soit  $\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{2l} E_m \sin \omega t$  d'où après intégration :

$$i_1 = \frac{1}{2l} E_m \int \sin \omega t dt = \frac{1}{2l} E_m \cos \omega t + K$$

La constante d'intégration s'obtient en utilisant les conditions initiales :

A  $t = 0 \Rightarrow i_1 = 0 \quad K_1 = \frac{E_m}{2l} \quad i_1 = \frac{E_m}{2l} (1 - \cos \omega t)$

$i_2$  aura la forme :  $i_2 = I_d - i_1 = I_d - \frac{E_m}{2l} (1 - \cos \omega t)$

Or,  $I_d = i_1$  pour  $\omega t = \alpha \Rightarrow I_d = (1 - \cos \alpha) \frac{E_m}{2l} \quad (5)$

$\alpha$  : c'est l'angle de commutation ( voir figure : III.8 ).

De la relation (5), on obtient :  $1 - \cos \alpha = \frac{2l}{E_m} I_d$

Dans le cas général, si on a un angle de retard  $\theta$  par rapport à la commutation naturelle, alors (5) devient:  $\cos \theta - \cos (\alpha + \theta) = \frac{2l}{E_m} I_d$

8°/ Chute de tension due à la commutation

Lors de la commutation, les 2 anodes intéressées sont en court-circuit par les arcs établis entre elles et la cathode un courant de commutation circule dans les enroulements d'alimentation de ces anodes, il en résulte qu'elles sont au même potentiel  $\frac{V_1 + V_2}{2}$  : moyenne des tensions instantanées des enroulements secondaires correspondants.

Calcul de la chute inductive  $[\Delta V]_L$  en fonction de l'angle de Commutation  $\alpha$  :

La chute inductive instantanée vaut donc  $V_2 - \frac{V_1 + V_2}{2}$

$$\frac{V_2 - V_1}{2} = \frac{V_m}{2} \left[ \cos \left( x - \frac{2\pi}{3} \right) - \cos x \right] = \frac{V_m \sqrt{3}}{2} \operatorname{sn} \left( x - \frac{\pi}{3} \right)$$

La chute inductive est égale à la moyenne de la chute instantanée  $\frac{V_2 - V_1}{2}$  pendant le débit d'une anode .

$$[\Delta V]_L = \frac{1}{3} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{V_m \sqrt{3}}{2} \operatorname{sn} \left( x - \frac{\pi}{3} \right) dx = \frac{V_m \sqrt{3}}{2} \cdot \frac{3}{2\pi} \times \left( -\cos \left( x - \frac{\pi}{3} \right) \right) \Big|_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}}$$

$$[\Delta V]_L = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \left( \frac{1 - \cos \alpha}{2} \right) \quad \text{Or} \quad \frac{1 - \cos \alpha}{2} = \frac{L(\omega) I_c}{V_m \sqrt{3}}$$

Donc :  $[\Delta V]_L = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \frac{L(\omega) I_c}{V_m \sqrt{3}} = \frac{3}{2\pi} L(\omega) I_c$

9°/ Tension et courant dans le thyristor :

a) Tension: Quand le thyristor est bloqué, la tension à ses bornes est la tension composée du secondaire du transformateur. Lorsque le thyristor conduit, à la chute de tension près, la tension à ses bornes est nulle  $u_1 - \eta = 0$

Le thyristor  $Th_2$  conduit seul avec  $Th_1$  bloqué;  $u_1 = V_1 (V_2 - \eta)$  où  $V_2 - \eta$  est le potentiel de l'anode commune (ca d  $Th_2$  en conduction).

Le thyristor  $Th_2$  en commutation avec  $Th_3$  ( $Th_1$  bloqué). Le potentiel de la cathode est  $\frac{V_2 + V_3}{2} - \eta \Rightarrow u_1 = V_1 - \frac{V_2 + V_3}{2} + \eta$

Alors :  $u_1 - \eta = \frac{(V_1 - V_2) + (V_1 - V_3)}{2}$

b) Courant dans les thyristors :

- Valeur moyenne du courant : elle est donnée par  $i_{cm} = \frac{I_c}{3}$

Avec  $I_c$  : courant moyen redressé.

- Valeur efficace : Elle est telle que  $i_{eff} = \frac{i_c \text{ eff}}{\sqrt{3}}$

- Valeur de crête: la valeur de crête du courant dans le thyristor est égale au maximum de courant instantané débité par le thyristor; elle est obtenue pour un fonctionnement en court-circuit quand les thyristors conduisent en même temps on trouve.

$$I_{cc} = \frac{\sqrt{3} \sqrt{2}}{2 L \omega}$$

Remarque : Cette valeur est extrêmement élevée; les fusibles de protection des thyristors doivent donc déclencher au delà de cette valeur.

B/ TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION :

1/ Introduction: Rôle du transformateur d'alimentation:

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

2°/ Courants secondaires:

Le secondaire du transformateur est en étoile, donc les courants qui y circulent sont les mêmes que ceux qui circulent dans les thyristors. La forme du courant secondaire est rectangulaire ceci en négligeant l'emprêttement anodique ( commutation ) voir figure III 10.

3°/ Courants primaires :

Les courants primaires  $i_1, i_2$  et  $i_3$  s'obtiennent en égalant les puissances instantanées, soit :

$$V_m i_1 \cos x + V_m i_2 \cos \left( x - \frac{2\pi}{3} \right) + V_m i_3 \cos \left( x - \frac{4\pi}{3} \right) = V_m i_c \cos(\psi - (\psi - x))(1)$$

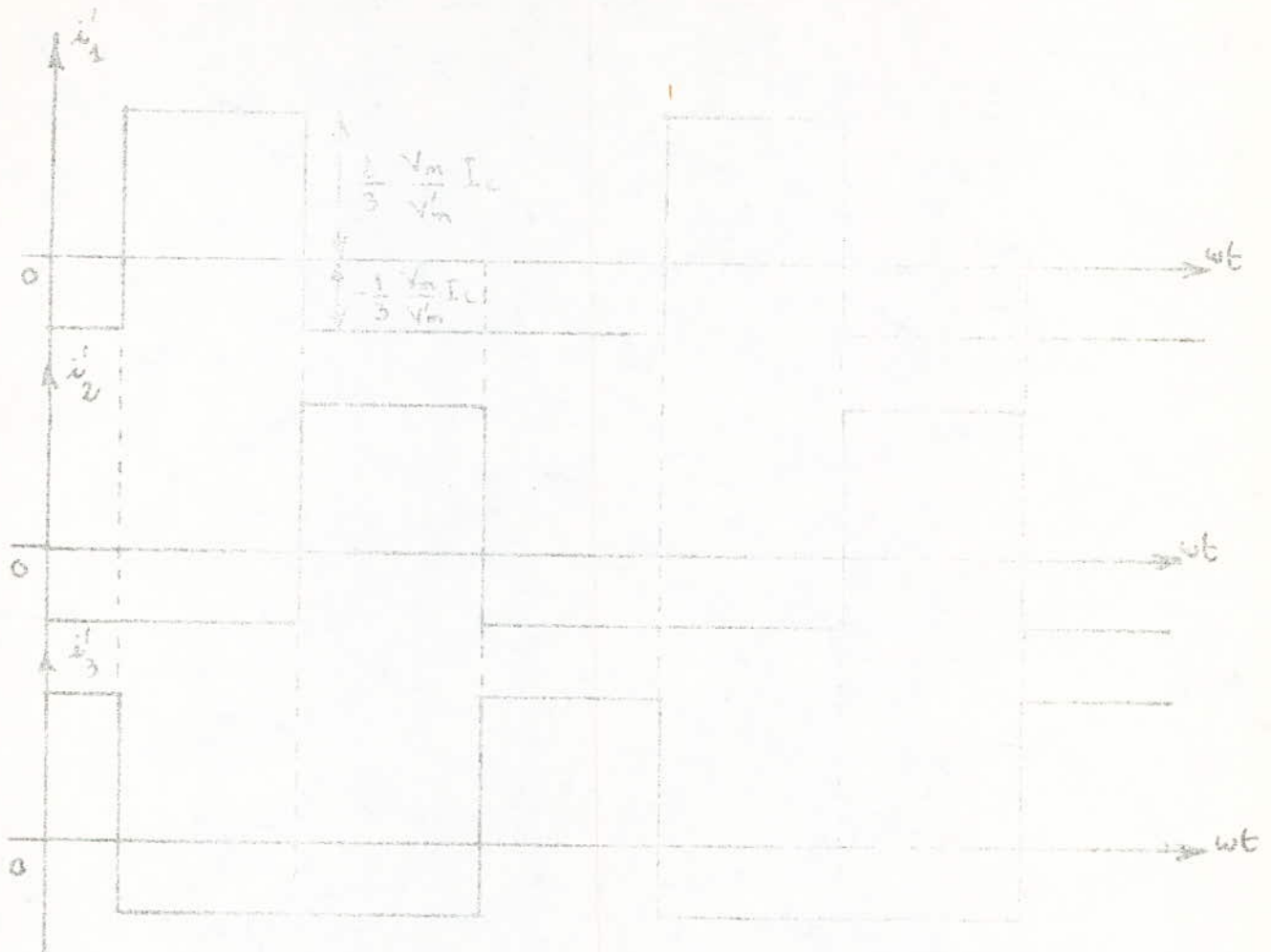
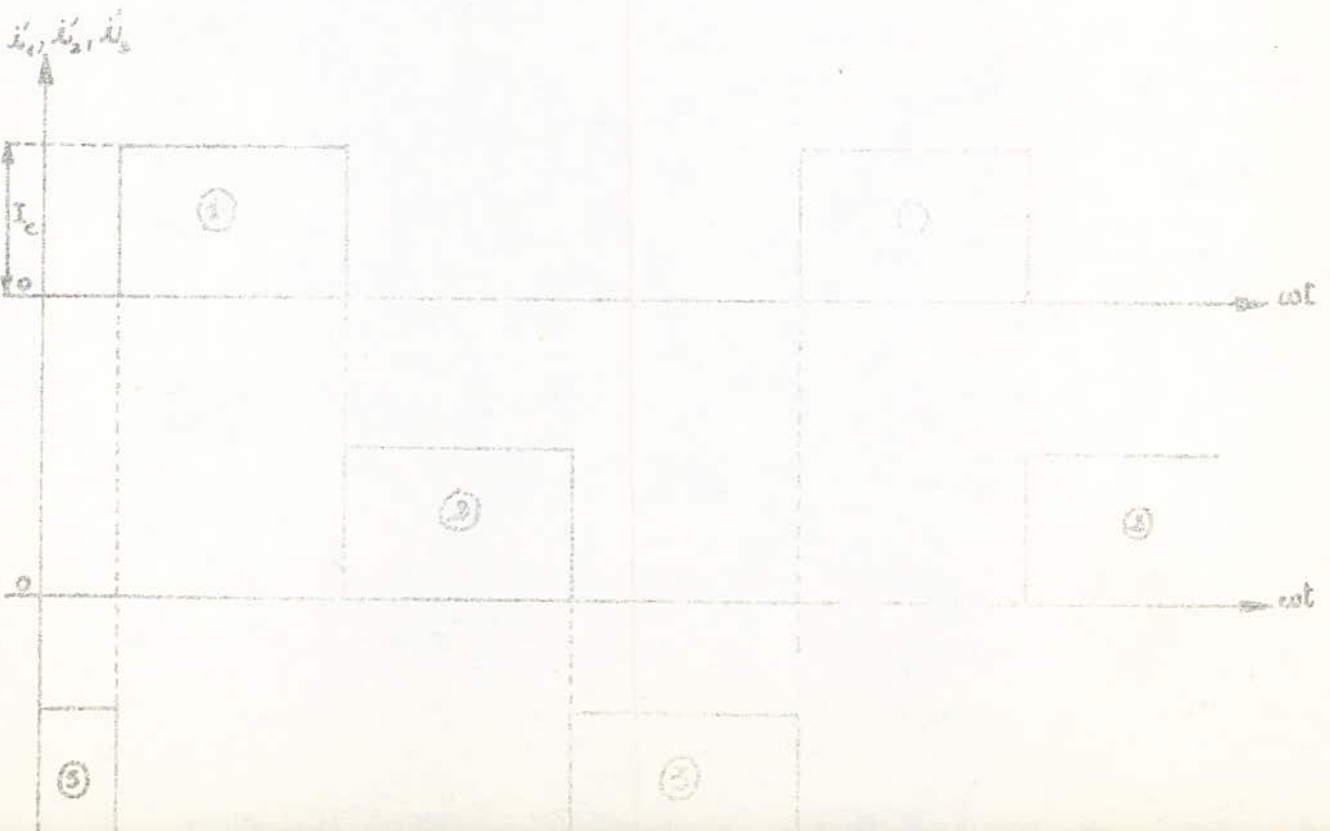


Fig III 11





En faisant  $x = \psi$ ,  $x = \frac{2\pi}{3} + \psi$ ,  $x = \frac{4\pi}{3} + \psi$  successivement dans (1), et on utilisant le fait que :  $i'_1 + i'_2 + i'_3 = 0$  (pour le système triphasé équilibré), il vient :

$$i'_1 = \frac{2}{3} \frac{V_{n1}}{V_{n1}} i_c \cos \psi$$

$$i'_2 = \frac{2}{3} \frac{V_{n1}}{V_{n1}} i_c \cos \left( \psi - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$i'_3 = \frac{2}{3} \frac{V_{n1}}{V_{n1}} i_c \cos \left( \psi - \frac{4\pi}{3} \right) \text{ voir fig. )}$$

III 11

4/ Tension du secondaire :

$$U_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \text{ d'où la tension maximale du secondaire } V_m = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} U_{co}$$

5°/ Détermination de la puissance active, réactive et facteur de puissance de transformateur :

Les valeurs algébriques des puissances actives et réactive fournies par le transformateur de couplage sont :

$$P = \frac{3}{\sqrt{2}} V_m \frac{I_1}{\sqrt{2}} \cos \psi 1 = U_{co} I_c \cos \psi 1$$

$$Q = \frac{3}{\sqrt{2}} V_m \frac{I_1}{\sqrt{2}} \sin \psi 1 = U_{co} I_c \sin \psi 1$$

Tout en admettant que la tension en ligne est sinusoidale, pour tenir compte des réactances dans le circuit, on introduit un déphasage supplémentaire. Le calcul de ce déphasage étant fastidieux, se réfère alors à la formule:

$$\Phi = \text{Arc tg} \frac{2U + \sin 2\theta - \sin 2(\theta + U)}{\cos^2 \theta - \cos^2(\theta + U)} ; \text{ on déduit de cette}$$

expression, après un développement en série, la valeur du déphasage supplémentaire :

$$\Phi = \theta + \frac{U}{2}$$

La puissance apparente détermine le dimensionnement du transformateur.

$$S = \frac{3V_m}{\sqrt{3}} I_{\text{eff}} = \frac{P}{\text{ft}} \text{ où ft = facteur de puissance.}$$

$$f_t = \sqrt{2} P \frac{1}{3 V_m I_{\text{eff}}} = \frac{I_m \sqrt{2}}{I_{\text{eff}}} \cos \varphi$$

Soit alors  $f = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \frac{1}{I_{\text{eff}}}$  : C'est le facteur de forme du courant primaire.

ce qui donne  $f_t = f \cos \varphi$ . Dans notre cas,  $f = \frac{3}{\pi} \operatorname{sn} \frac{\pi}{3} = \frac{3 \sqrt{3}}{2 \pi}$

$$f_t = \frac{3 \sqrt{3}}{2 \pi} \cdot \cos \left( \theta + \frac{\pi}{2} \right)$$

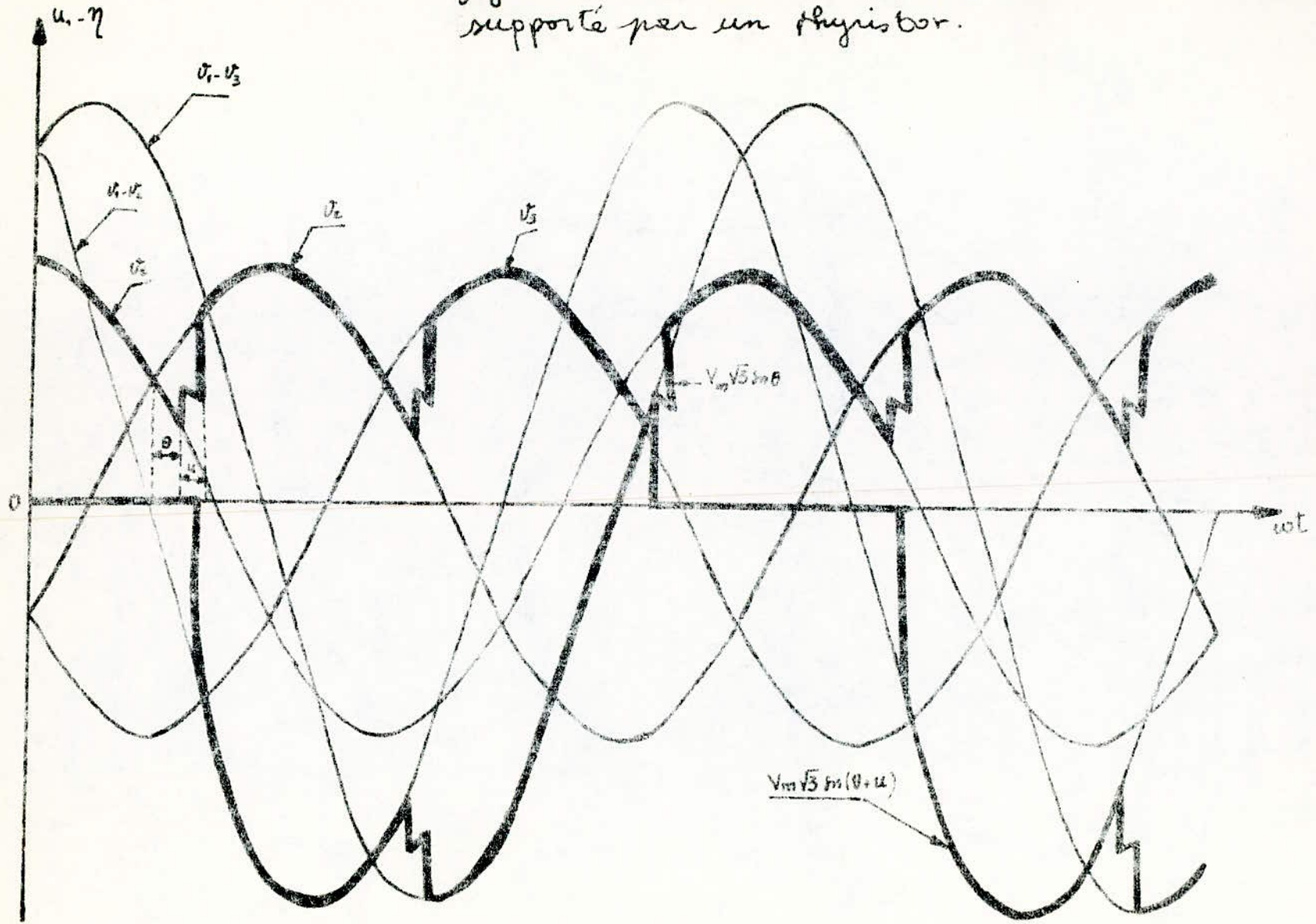
Les puissances active et réactive peuvent être exprimées en fonction de la puissance du circuit continu.  $P = U_{\text{co}} I_c \cos \varphi \Rightarrow \cos \varphi = \frac{P}{U_{\text{co}} I_c}$

$$Q = U_{\text{co}} I_c \operatorname{sn} \varphi \Rightarrow \operatorname{sn} \varphi = \frac{Q}{U_{\text{co}} I_c}$$

ce qui fournit : 
$$\frac{S^2}{(U_{\text{co}} I_c)^2} = \frac{P^2}{(U_{\text{co}} I_c)^2} + \frac{Q^2}{(U_{\text{co}} I_c)^2} = 1$$

Cette équation est celle d'un demi - cercle .

figure de la tension inverse  
supporté par un thyristor.



- C H A P I T R E - I V -

Caractéristiques du Groupe Convertisseurs Transformateur

A/ Calcul des caractéristiques du convertisseur :

Hypothèse : Nous admettons que les chutes de tension dans le convertisseur représentent 30 % de la tension redressée maximale.

- Tension redressée  $U_c = U_{co} - 0,3 U_{co} = 0,7 U_{co}$

- Tension redressée maximale  $U_{co} = \frac{U_{cn}}{0,7} = \frac{V_{exc.n}}{0,7} = \frac{110}{0,7} = 157V$

Tension secondaire entre phase et neutre maximale :

$$V_m = \frac{2 \pi}{3 \sqrt{3}} U_{co} = 1,2 U_{co} = \underline{188,4 \text{ V}}$$

Tension inverse maximale admissible par le thyristor :

$$U_{i \text{ max}} = \sqrt{3} V_m = \sqrt{3} \cdot 188,4 = 326,3 \text{ V} \quad \underline{U_{i \text{ max}} = 326,3 \text{ V}}$$

Valeur moyenne du courant dans le thyristor :

$$i_{\text{moy}} = \frac{I_d}{3} \text{ avec } I_d = (I_{en} + I_y) k_i$$

Avec  $k_i = 1,25$  : coefficient de sécurité en courant en cas de surcharge on prend  $I_y = 0,1 I_{en}$ .

on obtient alors :  $I_d = 1,1 I_{en} k_i = 1,1 \cdot 20,8 \cdot 1,25 \Rightarrow I_d = 28,6 \text{ A}$

$$\text{D'où } I_{\text{moy}} = \frac{I_d}{3} = \frac{28,6}{3} \Rightarrow \underline{I_{\text{moy}} = 9,5 \text{ A}}$$

Valeur efficace du courant dans un thyristor :

$$i_{\text{eff}} = \sqrt{3} \cdot i_{\text{moy}} = \sqrt{3} \cdot 9,5 \quad \underline{i_{\text{eff}} = 16,5 \text{ A}}$$

Type du thyristor.

Détermination de l'inductance du circuit  $L_d$

$$L_d = \frac{U_{co}}{\omega I_c} \left( 1 - \frac{\pi}{3 \sqrt{3}} \right) \sin \theta$$

En se plaçant dans le cas le plus défavorable ( $\theta = 90^\circ$ ), on

$$\text{aura : } L_d = \frac{U_{co}}{\omega I_c} \cdot 0,3954 \cdot 1 \text{ où } \zeta \text{ taux d'ondulation négatif} = 0,01$$

$$L_d = \frac{157 \cdot 0,3954}{0,01 \cdot 314 \cdot 20,8} = 0,95 \text{ H} \quad \underline{L_d = 0,95 \text{ H}}$$

Détermination de l'inductance du courant de circulation :

$$L_y = 2 L'y = \frac{V_m}{\omega I_y} K_y \quad \text{où } K_y = 0,65 \text{ pour un montage triphasé}$$

$$I_y = 10 \% I_{cn} = 2,08 \text{ A}$$

$$\text{par suite } 2 L'y = L_y = \frac{188,4 \cdot 0,65}{314 \cdot 2,08} = 0,18 \quad \underline{L'y = 0,09 \text{ H}}$$

Inductance supplémentaire de lissage du courant redressé.

L'inductance  $L_d$  est la somme des inductances suivantes :

$L'y$  : Inductance de limitation du courant de circulation.

$L_{exc}$  : Inductance d'excitation de la génératrice.

$L_s$  : Inductance de lissage du courant continu.

Cette dernière ( $L_s$ ) s'ajoute à  $L_d$  si :  $L'y + L_{exc} < L_d$ .

Or dans notre cas,  $L_{exc} + L'y$  est strictement plus grand que  $L_d$ .

Donc il n'est pas nécessaire d'ajouter une inductance de lissage.

Détermination des chutes de tension /

- Chute de tension résistives dans la phase du secondaire et dans la bobine de limitation de courant .

$$U_r = R_c \cdot I_{cn} \quad \text{où } R_c = R_T + R'y$$

$R_T$  = Résistance d'une bobine du secondaire

$R'y$  = Résistance de la demi-bobine de limitation du courant de circulation, on la prend égale à:  $0,05 \Omega$  .

$R_T$  est donnée par la formule suivante :

$$R_T = \frac{U_{acc} \% V_m}{100 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{eff}}$$

Avec

$U_{acc}$  : Tension active de court-circuit en %, elle est telle que  $2 \% < U_{acc} < 6\%$  on prend  $U_{acc} = 4 \%$  de  $U_n$

$$\text{Le calcul donne: } R_T = \frac{4 \cdot 188,4}{100 \cdot \sqrt{2} \cdot 16,5} = 0,323 \Rightarrow R_T = 0,323 \Omega$$

$$\text{Par suite : } R_c = R_T + R'y = 0,323 + 0,05 = 0,373 \quad R_c = 0,373 \Omega$$

$$\text{D'où : } U_r = R_c I_{cn} = 0,373 \cdot 20,8 = 7,758 \quad U_r = 7,758 \text{ V}$$

- Chute de tension interne directe dans le thyristor :

En réalité, il existe une chute de tension interne du thyristor, on l'estime égale à  $U_{th} = 1,5 \text{ V}$ .

- Chute de tension inductive due à la commutation :

$$U_x = \frac{3}{2\pi} X_c \cdot I_{cn} \text{ où } X_c = \frac{U_{rcc} \% \cdot V_m}{100 \cdot \sqrt{2} I_{eff}} \text{ avec } U_{rcc} = \text{tension réactive de court-circuit.}$$

$$D'où : X_c = \frac{6 \cdot 188,4}{100 \cdot \sqrt{2} \cdot 16,5} = 0,484 \quad X_c = 0,484$$

$$\text{Par conséquent, } U_v = \frac{3}{2\pi} \cdot 0,484 \cdot 20,8 = 4,80 \text{ V} \Rightarrow U_1 = 4,80 \text{ V}$$

Chute de tension totale :

$$U_T = U_r + U_{th} + U_x \Rightarrow U_T = 7,75 + 1,5 + 4,80 \approx 14 \text{ V} \Rightarrow U_T = 14 \text{ V}$$

$$\text{Dès lors, } U_{cn} = U_{co} - U_T$$

$$\text{D'autre part } U_{co} = U_{cn} + U_T = 110 + 14 = 124 \text{ V}$$

$$\text{Donc } \frac{U_T}{U_{co}} = \frac{14}{124} = 11,3\%$$

Dans l'hypothèse faite précédemment, les chutes de tension représentent 30 % par le calcul on a trouvé qu'elle ne représente que 11,3 %  
Donc la différence (30 - 11,3)% représente une marge de sécurité en cas de surcharge de la génératrice.

- Détermination de la caractéristique externe du convertisseur.

$$U_c = U_{co} \cos \phi - R'_T I_c \text{ avec } R'_T = \text{résistance de tout le circuit}$$

$$R'_T = R_T + R_y + \frac{3}{2\pi} X_c + \frac{U_{th}}{I_n} \Rightarrow R'_T = 0,676 \Omega$$

$$\text{Caractéristique externe, } U_c = f(I_c) = 188,4 \cos \phi - 0,676 I_c$$

- Calcul de l'angle d'amorçage nominal  $\theta_n$

$$U_{cn} = U_{co} \cos \theta_n - R'_T I_{cn} \Rightarrow \cos \theta_n = \frac{U_{cn} + R'_T I_{cn}}{U_{co}}$$

$$\text{A.N. } \cos \theta_n = \frac{110 + 0,676 \cdot 20,8}{188,4} = 0,658 \Rightarrow \theta_n = 48^\circ,8$$

- Calcul de l'angle de retard à l'amorçage maximal :

Dans le cas d'un onduleur, la commutation est retardée d'un angle supérieur à  $\frac{\pi}{2}$  par rapport à la commutation naturelle, elle s'étend sur un angle  $\theta$ . Pour<sup>2</sup>qu'il n'y ait pas de danger de réamorçage intempestif provoquant un court-circuit, on doit laisser une durée suffisante ( temps de repos, tr ) entre la fin de la commutation et le point où les tensions de phases commutantes deviennent égales  $\delta = \omega t_{tr}$  donc on doit avoir  $\theta + \alpha < \pi - \delta$   
 $\Rightarrow \cos(\theta + \alpha) > \cos(\pi - \delta) = -\cos \delta$   
 $\cos \theta - \cos(\theta + \alpha) = \frac{2U_x}{U_{co}}$  ( relation vue précédemment )

$$\text{Donc } \cos \theta = \cos (\theta + \alpha) < \cos \theta + \cos \delta \Rightarrow \cos \theta + \cos \delta > \frac{2U_x}{U_{co}}$$

$$\text{Soit } \cos \theta > \frac{2U_x}{U_{co}} - \cos \delta$$

$\delta_{\text{bloc}} = 5^\circ = \text{Angle de désamorçage des thyristors.}$   
 on ajoute un angle de sécurité égale à  $5^\circ$  ( $\delta_s = 5^\circ$ )  
 Par suite :  $\delta = \delta_{\text{bloc}} + \delta_s = 5 + 5 = 10^\circ$

$$\text{Donc } \cos \theta > \frac{2U_x}{U_{co}} - \cos 10^\circ = -\cos 159,8^\circ$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} U_x = 4,8\text{V} \\ U_{co} = 157\text{ V} \end{cases} \Rightarrow \cos \theta > \frac{24,8}{157} - \cos 10^\circ = -0,938$$

$$\text{d'où : } \theta_M = 159,8^\circ /$$

- Calcul de l'angle de commutation maximale,  $U_{\text{max}}$  :

$$\theta_M + \alpha < \pi - \delta \text{ pour } U = U_{\text{max}}: \text{ on a l'égalité :}$$

$$\theta_M + U_{\text{max}} = \pi - \delta \Rightarrow U_{\text{max}} = \pi - \delta - \theta_M$$

$$U_{\text{max}} = 180^\circ - 10^\circ - 159,8^\circ \cong 10^\circ /$$

- Angle de désamorçage minimal;

Cet angle a déjà été calculé, il vaut  $\alpha = 20^\circ$ .

### B / Dimensionnement du transformateur de couplage :

- Calcul de l'angle de déphasage et de l'onde du courant sur la tension :

$$\phi = \theta_n + \frac{I_{\text{max}}}{2} = 48,8 + \frac{10}{2} = 53,8^\circ \Rightarrow \phi_n = 53,8^\circ /$$

- Courant efficace dans le secondaire du transformateur :

$I_{\text{eff}} = 16,5\text{ A}$  ( valeur déjà calculée ) ; c'est le courant passant dans le thyristor

- Courant nominal dans le primaire du transformateur.

$$i_{1n} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{V_m}{V'_m} I_{cn} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{188}{220\sqrt{2}} \cdot 20,8 = 6,93\text{ A} \Rightarrow \underline{i_{1n} = 6,93\text{ A}}$$

- Puissance active minimale :

$$P_n = 3 \frac{V'_m}{\sqrt{2}} \frac{I'_1}{\sqrt{2}} \cos \phi_n = 3 \frac{220\sqrt{2}}{\sqrt{2}} \frac{6,93}{\sqrt{2}} \cos 53,8^\circ = \underline{1,91\text{ KW}}$$

- Puissance réactive minimale :

$$Q_n = 3 \frac{V'_m}{\sqrt{2}} \frac{I'_1}{\sqrt{2}} \sin \phi_n = 3 \cdot 220 \frac{6,93}{\sqrt{2}} \sin 53,8^\circ = \underline{2,61\text{ KVAR}}$$

- Facteur de puissance de l'installation :

$K' = K'f \cdot \cos \varphi$  où  $K'f$  = facteur de forme du courant, il vaut:

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

Donc  $K' = 0,827 \cdot \cos 53^{\circ},8 = 0,488 \rightarrow \underline{K' = 0,488 /}$

- Puissance apparente nominale,  $S_n$  :

$$S_n = \frac{P_n}{K'} = \frac{1,91}{0,488} = 3,91 \text{ K V A} \quad \underline{S_n = 3,91 \text{ K V A} /}$$



- C H A P I T R E - V -

Protection du groupe convertisseur - transformateur - procédé de déclenchement et de commande:

A/ Protection du groupe convertisseur - transformateur :

Le thyristor étant l'élément fondamental dans la conversion de l'énergie et la commande électrique, pour lui assurer les meilleures conditions de travail, nous devons le protéger contre tous les défauts possibles.

- Défauts possibles.

a) Surtension: Le thyristor peut être détruit en cas de dépassement de la tension inverse et, pour certains thyristors, par le dépassement de la tension directe on peut classer les surtensions en 2 catégories :

1°/ Surtension provenant de l'alimentation ou de l'utilisation :

- Phénomènes atmosphériques.
- Surtension de manœuvre sur le réseau d'alimentation.
- Interruption des courants de défaut par le disjoncteur du courant continu.

- Manœuvre du disjoncteur sur le transformateur de groupe.

2°/ Surtension provenant de la commutation, elles sont engendées par l'énergie de recouvrement au moment du désamorçage un circuit R.C série connecté en parallèle avec le thyristor permet l'écoulement du courant inverse et évite ainsi au moment du blocage des surtensions importantes.

b) Sur intensités :

Les thyristors peuvent être détruits par des surintensités vu leur faible inertie thermique. On peut classer les surintensités en 2 catégories.

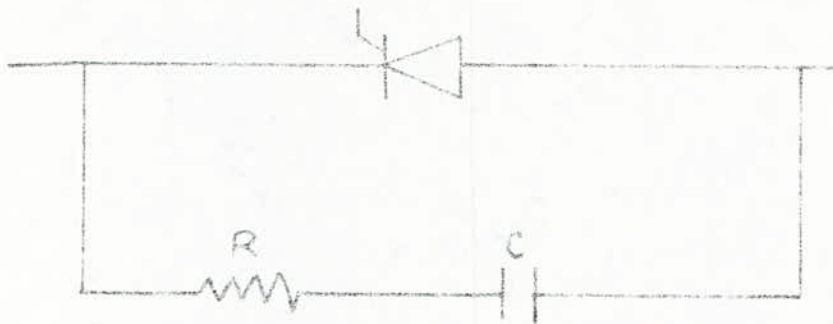
1°/ Surintensité d'origine interne elles sont provoquées par :

- Défaillance d'un thyristor
- Amorçage intempestif

2°/ Surintensité d'origine externe: elles sont provoquées par :

- Circuit de charge,
- Réseau d'alimentation,
- Déréglage des circuits de commande et régulation.

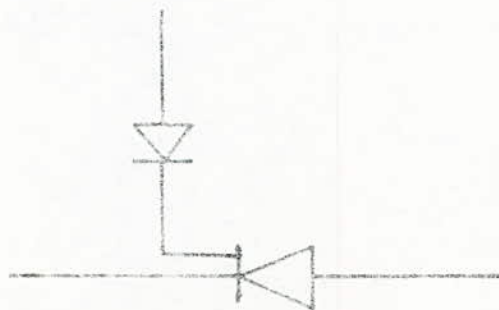
Voir figure: W. 1.



protection contre les surtensions



protection contre les surintensités



protection de la Gachette contre la tension inverse

B/ Procédé de déclenchement et de commande des thyristors :

Les procédés d'amorçage des thyristors sont assez variés: ils dépendent des sources utilisées: courant continu, courant alternatif et impulsions, on peut classer les circuits de commande selon la nature des éléments mis en oeuvre: Composants passifs ( Résistance, Résistance et capacité ), Semi - conducteurs, ( Diodes, transistors ).

Dans tous les cas les conditions suivantes doivent être satisfaites

- La puissance maximum dissipée dans la gâchette doit être inférieure à celle indiquée par le constructeur, ce qui évite l'échauffement de la gâchette.

- Le circuit de commande doit pouvoir fournir les tensions et courants nécessaires à l'amorçage.

Pas d'amorçage intempestif, la gâchette pouvant être maintenue au potentiel de la cathode entre 2 impulsions.

L'amorçage des thyristors par impulsions permet, compte tenu de la dispersion des caractéristiques, d'obtenir une précision plus grande de l'instant d'amorçage et une dissipation moindre dans la jonction de la gâchette, que l'amorçage en continu ou en alternatif.

La plupart des dispositifs utilisés pour produire les impulsions de déclenchement utilisent la décharge d'une capacité dans la gâchette du thyristor. Le circuit adaptateur et générateur d'impulsions que nous avons choisi en fonction des exigences citées plus haut est représenté par la figure. V 2

Le déphasage  $\alpha$  ( angle de retard à l'amorçage d'un thyristor ) est obtenu par la superposition de 2 tensions, la première  $u$ , cosinusoidale, dont le module est proportionnel à celui de la phase considérée et en phase avec elle; la deuxième  $U_c$  ( tension continue variable ). Tension de commande L'angle dépendra donc de la tension  $U_c$ .

Pour chaque gâchette des différents thyristors, il existe un circuit de commande propre. L'impulsion de sortie est due à la décharge, pendant l'alternance négative, de la tension de synchronisation, de la capacité  $C_1$ , chargée au cours de l'alternance positive de cette même tension. La décharge de  $C_1$  est assurée par le thyristor  $Th_1$ , qui est commandé par le transistor  $T_2$  au blocage du transistor  $T_1$  à l'instant \_\_\_\_ . Comme nous l'avons vu, notre convertisseur est tel qu'à chaque instant un thyristor d'une phase conduise, ce qui donne le diagramme de distribution des impulsions de la figure. V-3



- C H A P I T R E - V I -

COMMANDE ET REGULATION

Introduction : Pour mener à bien travail avec de bonnes performances, le système destiné pour y effectuer un tel travail doit-être asservi. La fonction principale de la régulation est d'astreindre la ( ou les ) grandeur asservie, qui est la sortie du système, à conserver une valeur aussi proche que possible de la grandeur que l'on considère comme consigne. Dans le cas où le système à asservir fonctionne en régime de démarrage et freinage, le critère principal exigé dans ce genre de fonctionnement est la rapidité; c'est à dire que le régime transitoire soit durée la plus courte possible.

Pour obtenir un régime transitoire optimal, il est nécessaire de bien choisir le type de commande électrique et les variables à contrôler. Comme la durée du régime transitoire dépend des constantes de temps du système, alors à un régime transitoire optimal correspond une condition optimale entre les constantes de temps. Dans le cas contraire; il faut introduire un réseau de correcteurs.

1- Différents types de régulation :

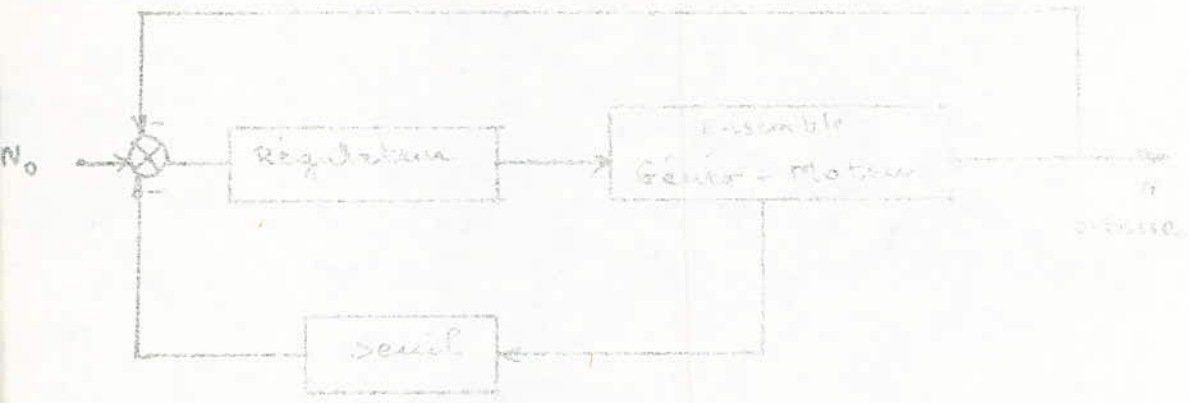
On distingue 3 types de régulation :

- a - Régulation en boucles convergentes:
- b - Régulation en cascade:
- c - Régulation à boucles en parallèle.

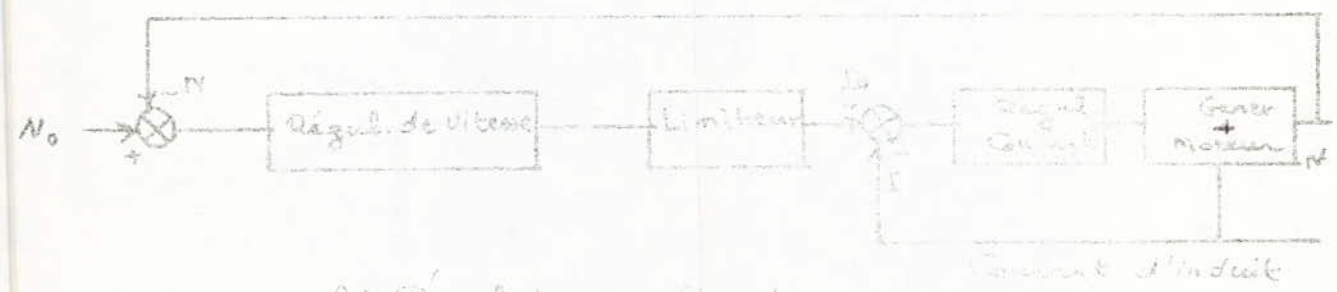
Ils permettent, tous les 3, de contrôler la variable principale et de limiter les variables secondaires. Nous allons les décrire brièvement et pour comparer leurs propriétés respectives, nous choisirons pour exemple une régulation de vitesse assortie d'une limitation du courant d'induit.

a - Régulation en boucles convergentes.

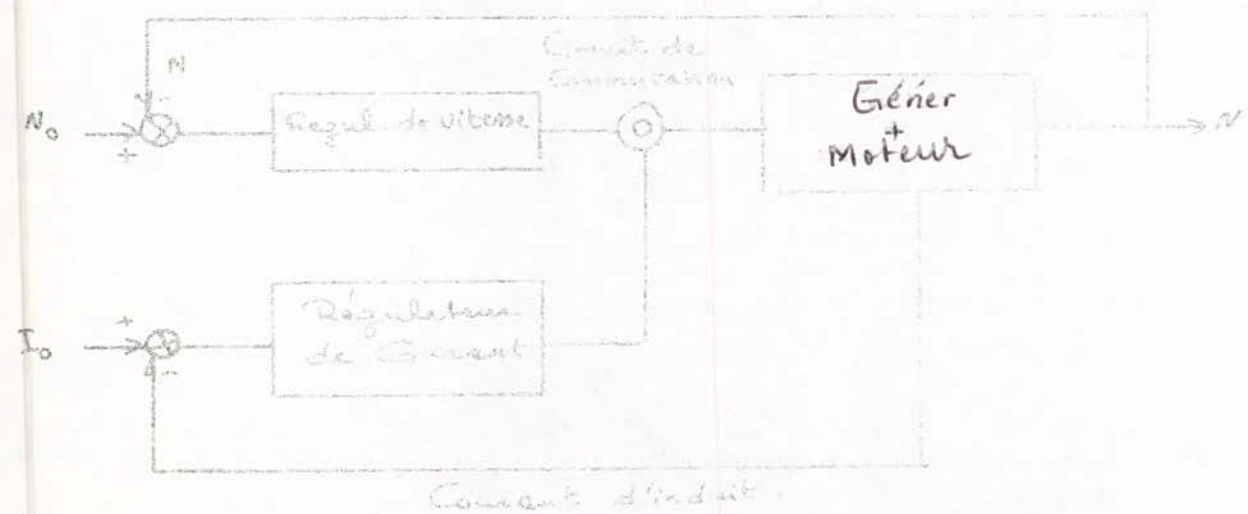
Un système convergent comporte un seul régulateur, le signal de réaction venant de la variable asservie principale ( vitesse ) est constamment présent à l'entrée du régulateur. Celui qui provient de la variable secondaire ( courant ou tension ) est comparé à un seuil. Il reste bloqué tant que la valeur de limitation n'est pas atteinte. Au delà du seuil, le dépassement atteint l'entrée du régulateur et combat le signal de retour de vitesse, tendant ainsi à limiter le courant dans l'induit. ( Voir figure VI-1 )



a) Régulation Convergente



b) Régulation en Cascade



c) Régulation parallèle

Les avantages et les inconvénients du système de régulation en boucles convergentes :

- C'est une solution peu coûteuse, n'exigent qu'un petit nombre de composants.
- La caractéristique dynamique et la caractéristique statique s'influencent réciproquement et ne peuvent être ajustées indépendamment. La caractéristique de limitation ne peut pas être verticale;
- Les réglages du régulateur résultent d'un compromis puisqu'il y'a plus d'une variable pour un seul régulateur;
- A cause des considérations 2 et 3, la mise en service n'est pas simple, elle requiert pas mal de temps et d'expérience.
- Le transfert entre 2 modes de fonctionnement ( régulation de vitesse à régulation de courant est très difficile et exige des composants additionnels.)

b - Régulation en cascade :

Dans un tel système de régulation, il existe un régulateur individuel pour chacune des variables contrôlées. La variable principale ( vitesse ) est réglée par la boucle extérieure. La sortie du régulateur de vitesse sert d'entrée ou de signal de référence au régulateur de la boucle intérieure ( courant ). En limitant la sortie du régulateur externe de vitesse, on limite ainsi la référence de régulateur de courant et on obtient très simplement la caractéristique de limitation désirée. C'est un système très efficace pour la commande des moteurs.

Avantages et inconvénients de la régulation en cascade.

- Il y'a un régulateur séparé pour chacune des variables contrôlées d'où la possibilité d'ajuster chaque boucle d'une façon optimale.
- On ajuste successivement les caractéristiques dynamiques et statiques des différentes boucles en partant de la plus interne.
- On peut avoir une réponse assez lente de la boucle la plus externe si celle-ci enveloppe trop de boucles internes, car la séparation dynamique de des boucles exige un rapport minimal de deux entre la rapidité de 2 boucles adjecertes.
- Il peut alors surgir des problèmes de stabilité si un régulateur se sature avant que le régulateur de la boucle externe n'ait atteint lui même la saturation. ( Voir figure III - 1 )

c - Régulateur parallèle :

Comme dans la régulation en cascade, on utilise un régulateur séparé pour chaque variable contrôlée. Par contre les sorties de ces régulateurs sont connectées, grâce à un dispositif de commutation à une sortie commune qui est la borne d'entrée du système de puissance qui alimente le moteur. Dans un tel dispositif; seul un régulateur est en service à tout instant: c'est la différence fondamentale avec le montage en cascade, où tous les régulateurs agissent en permanence.

Avantages et inconvénients du régulateur parallèle :

- Chaque variable sous contrôle correspond un régulateur séparé, chaque boucle peut donc être réglée à l'optimum,
- On peut régler les caractéristiques dynamiques et statiques d'une régulation parallèle indépendamment les unes des autres,
- On peut prévoir le transfert sans à coups d'un mode de régulation à un autre,
- L'étude, le calcul et la mise en service des régulateurs sont simples du fait de l'indépendance de chaque boucle par rapport aux autres,

On peut obtenir, avec une régulation en parallèle, une réponse plus rapide qu'avec un système en cascade, à condition toutefois que le système ne comporte plus de deux constantes de temps majeurs.

Conclusion : Notre choix portera sur la régulation en cascade, car elle est très efficace pour la commande des moteurs d'entraînement de machine, de même qu'elle est la plus fréquemment utilisée aujourd'hui.

Les systèmes de régulation en cascade sont conçus de façon qu'il y est seulement une ou deux constantes de temps principales dans une boucle, qui puissent - être compensées directement à l'intérieur des régulateurs correspondants. Il en résulte que le calcul et l'optimisation des régulateurs dans de tels systèmes sont relativement simples :

2 - Fonctions de transfert des organes du systèmes :

a - Fonction de transfert de la génératrice :

L'équation du circuit d'excitation

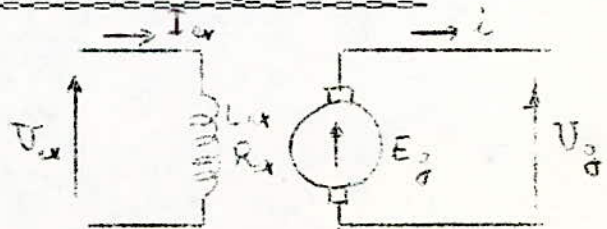
$$\text{est: } V_{ex} = R_{ex} i_{ex} + L_{ex} \frac{d}{dt} i_{ex}$$

En passant au calcul symbolique,

on obtient :

$$V_{ex}(P) = R_{ex} I_{ex}(P) + L_{ex} P I_{ex}(P)$$

$$\frac{V_{ex}}{R_{ex}} = \left[ 1 + T_{ex} P \right] I_{ex} (p) \text{ avec } T_{ex} = \frac{L_{ex}}{R_{ex}}$$



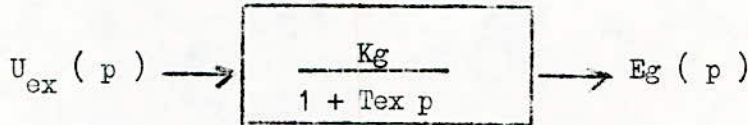


D'autre part, on peut supposer que l'on travaille dans la partie linéaire de la caractéristique  $E_g = f(i_{ex}) = k i_{ex} \rightarrow E_g(p) = k I_{ex}(p)$  d'où la fonction de transfert de la régénératrice :

$$\frac{E_g(p)}{U_{ex}(p)} = \frac{k I_{ex}(p)}{R_{ex} [1 + T_{ex} p] I_{ex}(p)} = \frac{k}{R_{ex} [1 + T_{ex} p]}$$

par suite :  $(F.T)_G = \frac{k / R_{ex}}{1 + T_{ex} p} = \frac{K_g}{1 + T_{ex} p}$

$$K_g(p=0) = \frac{E_{gn}}{U_{exn}} = \frac{641,3}{110} = 5,83$$



b - Fonction de transfert du moteur :

- La chute de tension dans tout le circuit du système G M est donnée par :

$$\Delta U_{GM} = E_g - E_M = R_o \cdot i + L_o \frac{di}{dt}$$

En passant à la transformée de la place, on obtient:

$$\Delta U_{GM}(p) = R_o I(p) + L_o p I(p) = R_o (1 + T_o p) I(p)$$

$$W_2 = \frac{I(p)}{\Delta U_{GM}(p)} = \frac{1}{R_o (1 + T_o p)}$$

L'équation des couples pour le système moteurs-machine est :

$$C_m - C_s = j \frac{dn}{dt} \quad \text{avec} \quad \left. \begin{array}{l} C_m = c_m i \\ C_s = c_m i_s \end{array} \right\} i - i_s = \frac{J}{c_m} \frac{dn}{dt} = i_d$$

$$\frac{J dn}{dt} = c_m i_d$$

Comme  $E_m = c_e \cdot n$  alors  $\frac{dn}{dt} = \frac{1}{c_e} \frac{dE_m}{dt}$

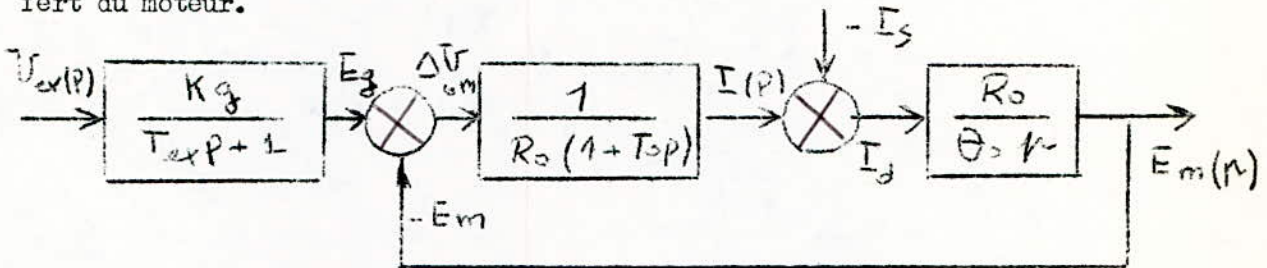
$I_d(p) = \frac{J}{c_m} p n(p)$

$E_m(p) = c_e \cdot n(p)$

$W_2(p) = \frac{E_m(p)}{I_d(p)} = \frac{c_e \cdot n(p)}{\frac{J}{c_m} p n(p)} = \frac{c_e c_m}{J p}$

$W_2(p) = \frac{c_e \cdot c_m}{J p} \cdot \frac{R_o}{R_o} = \frac{R_o}{\theta_o p}$  où  $\theta_o = \frac{J R_o}{c_e c_m}$  constante électromécanique du système

à partir des fonction de transferts  $W_1$  et  $W_2$  on obtient la fonction de transfert du moteur.



c - Fonction de transfert du système ayant pour entrée  $E_m$  et pour sortie  $U_m$

- La tension aux bornes des moteurs est donnée par  $U_g = U_m = E_m + \Delta U_m$ .

La chute de tension aux bornes des moteurs :  $\Delta U_m = i R_a + L_a \frac{di}{dt}$   
 $\Delta U_m(p) = I(p) R_a (1 + T_a p)$  où  $T_a = \frac{L_a}{R_a}$ , constante de temps d'induit des moteurs.

$W'_1(p) = \frac{\Delta U_m(p)}{I(p)} = R_a (1 + T_a p)$

- Le courant  $i$  qui circule dans l'induit des moteurs est :

$i = i_d + i_s$   
 or  $i_d = \frac{J}{c_m} \frac{dn}{dt} = \frac{J}{c_m} \cdot \frac{1}{c_e} \frac{d}{dt} c_m = \frac{J}{c_m} \frac{1}{c_e} \frac{R_o}{R_o} \frac{d}{dt} c_m = \frac{\theta_o}{R_o} \frac{d}{dt} c_m$

en passant à la transformée de la place :

$I_d(p) = \frac{\theta_o}{R_o} p E_m(p) \Rightarrow W'_2(p) = \frac{I_d(p)}{E_m(p)} = \frac{\theta_o}{R_o} p$

en tenant compte que  $U_m = E_m + \Delta U_m$ , le schéma fonctionnel du système devient : VI-2

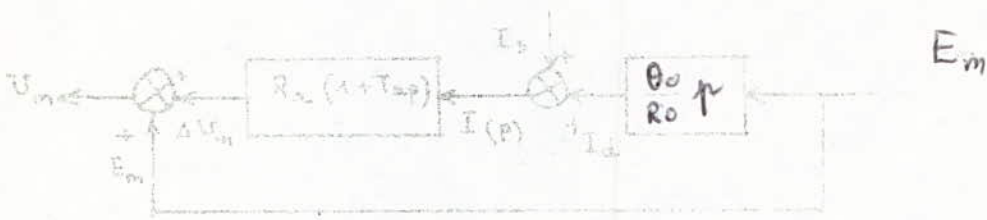


fig VI-2

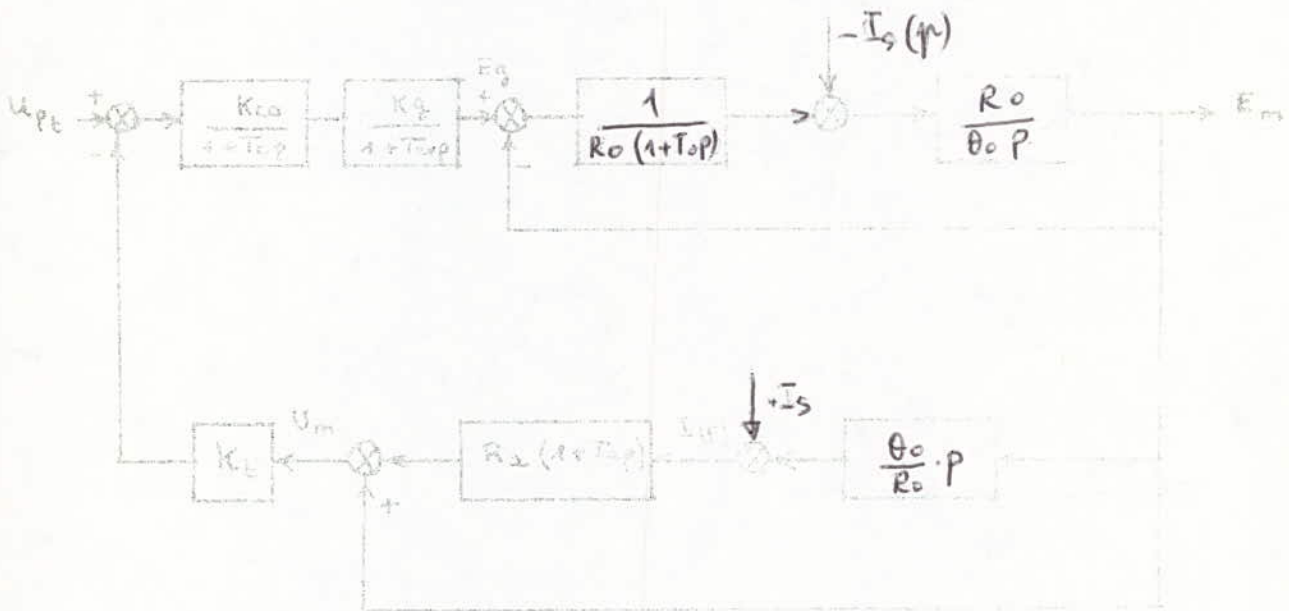
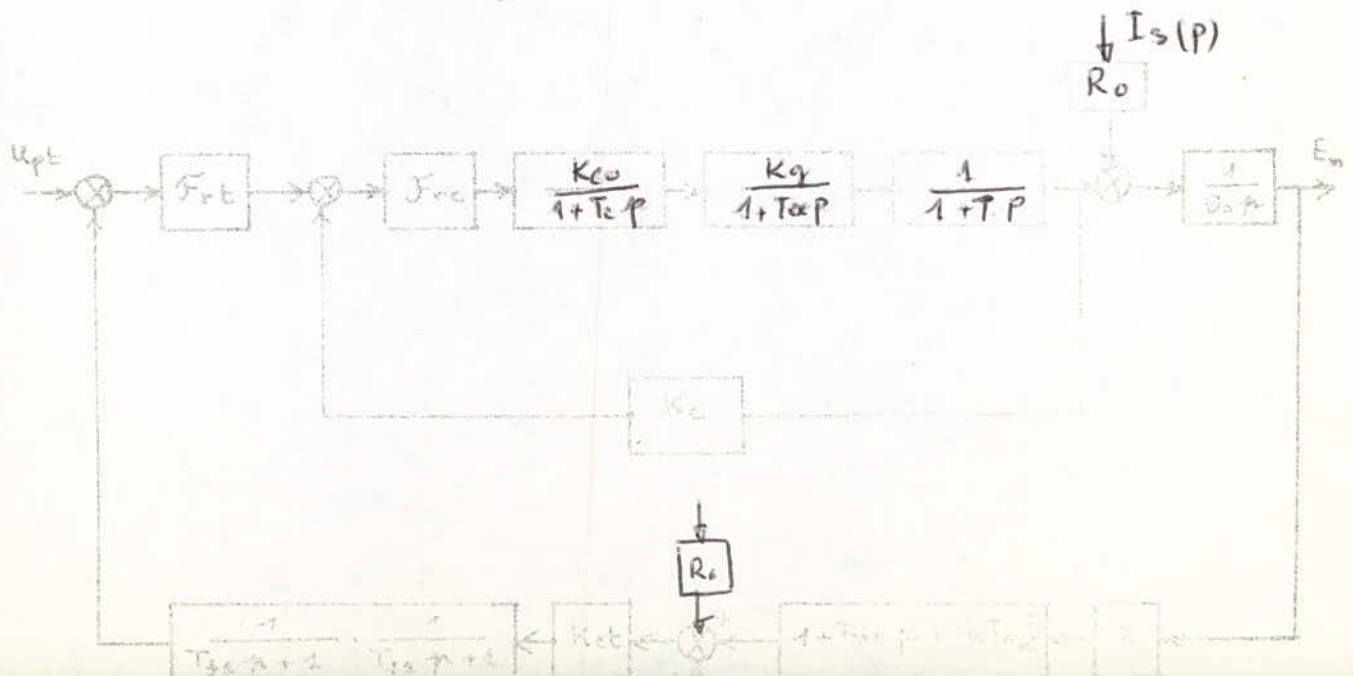


fig VI-3



Calcul de la fonction de transfert  $W_3'(P) = \frac{U_m(p)}{E_m(p)}$ , en supprimant la 2<sup>ème</sup> entrée  $I_s$ .

$$U_m(p) = E_m(p) + \Delta U_m(p) = E_m + E_m \cdot R_a (1 + T_a p) \frac{E_o}{R_o} p$$

$$W_3'(p) = \frac{U_m(p)}{E_m(p)} = 1 + R_a \frac{E_o}{R_o} p + T_a \cdot \frac{R_a E_o}{R_o} p^2$$

$$W_3'(p) = \frac{U_m(p)}{E_m(p)} = 1 + T_m a p + T_a T_m a p^2.$$

d - Fonction de transfert du convertisseur :

La fonction de transfert du convertisseur est donnée par :

$$W_c = \frac{K_{cc}}{1 + T_c p}$$

$$K_{cc} = \frac{\Delta U_c}{\Delta U_{com}} \quad \text{avec } U_c = U_{co} \cos \theta \quad - \quad U_o = 157 \cos \theta \quad - \quad 14$$

$U_{com} = f(\theta)$  a l'allure suivante :

$$\left. \begin{array}{l} \theta = 0 \Rightarrow U_{com} = 6 \text{ V} \\ \theta = 90^\circ \Rightarrow U_{com} = 0 \end{array} \right\} U_{com} = f(\theta) \text{ est droite dont l'équation est : } U_{com} = 6 - 0,0066 \theta$$

$\theta^\circ$	0	10	20	30	40	50	60	70	80
$U_c$ (V)	143	140,6	133,5	121,9	106,2	86,9	64,5	39,7	13,26
$U_{com}$ (V)	6	5,4	4,68	4,02	3,36	2,70	2,04	1,33	0,72

De ce tableau, on déduit :

$$K_{cc} = \frac{\Delta U_c}{\Delta U_{com}} = \frac{121,9 - 86,9}{4,02 - 2,7} = 26,25$$

au voisinage de  $U_{ex n} = 110 \text{ V}$ .

La constante de temps du convertisseur  $T_c$  doit vérifier la condition suivante :  $T_c \geq \frac{2}{\omega} = \frac{2}{2\pi f} = 0,007$

On prendra donc  $T_c = 0,007 \text{ s}$ .

c - Schéma fonctionnel global du système sans régulateurs :

En tenant compte des fonctions de transfert partielles des différents organes du système trouvées plus haut le schéma global sans l'introduction des régulateurs sera comme suit : ( Voir Figure VI - 3 )

En tenant compte de la fonction de transfert :

$$W'_{3(P)} = \frac{(P)}{E_m(P)} = 1 + T_{ma} p + T_{ta} T_{ma} P^2$$
, en négligeant, dans le moteur pour le cas du régime transitoire, l'influence de  $E_m$  sur  $E_g$ , vue que le f.e.m  $E_m = C_e \omega$  n varie très faiblement avec la vitesse par rapport au courant  $i$ , qui lui augmente rapidement pendant ce régime, le schéma global deviendra alors, en introduisant les régulateurs de courant et tension comme suit :

f - Schéma fonctionnel global du système avec régulateurs :

( Voir figure VI - 4 )

Le schéma fonctionnel global du système avec régulateurs pour la régulation en cascade comporte 2 boucles :

la boucle interne comporte un régulateur de courant c'est la boucle de courant, la boucle externe comporte un régulateur de tension c'est la boucle de tension. Ainsi, on a asservi notre système par la tension aux bornes des moteurs, vu que l'excavateur ne demande pas une grande précision de la vitesse. Le système de régulation par la tension est plus rapide que la système d'asservissement par le f.e.m, par contre son schéma structural est plus compliqué et sa caractéristique est moins rigide que la caractéristique mécanique pour le système d'asservissement par la f.e.m.

On précise que :

$\gamma$  : Coefficient du potentiomètre

$K_{ct}$  : Gain du capteur de tension on le prend  $K_{ct} = 1$ .

$\frac{1}{T_{f1} p + 1} \cdot \frac{1}{T_{f2} p + 1}$  fonction de transfert du correcteur pour compenser l'élément.  $\frac{1}{1 + T_{ra} p} \cdot \frac{1}{1 + T_{ra} p^2}$

### 3 - Fonctions de transfert des régulateurs

Pour que le régime transitoire de la 1<sup>è</sup> boucle d'un système multibouclé soit optimal, il faut que la fonction de transfert en boucle ouverte du système multibouclé soit égale à la fonction de transfert en boucle ouverte de la 1<sup>è</sup> boucle du système multibouclé optimisé. ( Voir figure VI 5 )

$$F_{R1} \cdot \frac{K_{com}}{1 + T_c p} \cdot F_{K1} \cdot K_1 = \frac{1}{T_2 p} \cdot \frac{1}{K_1} \cdot \frac{1}{1 + T_1 p} \cdot K_1$$

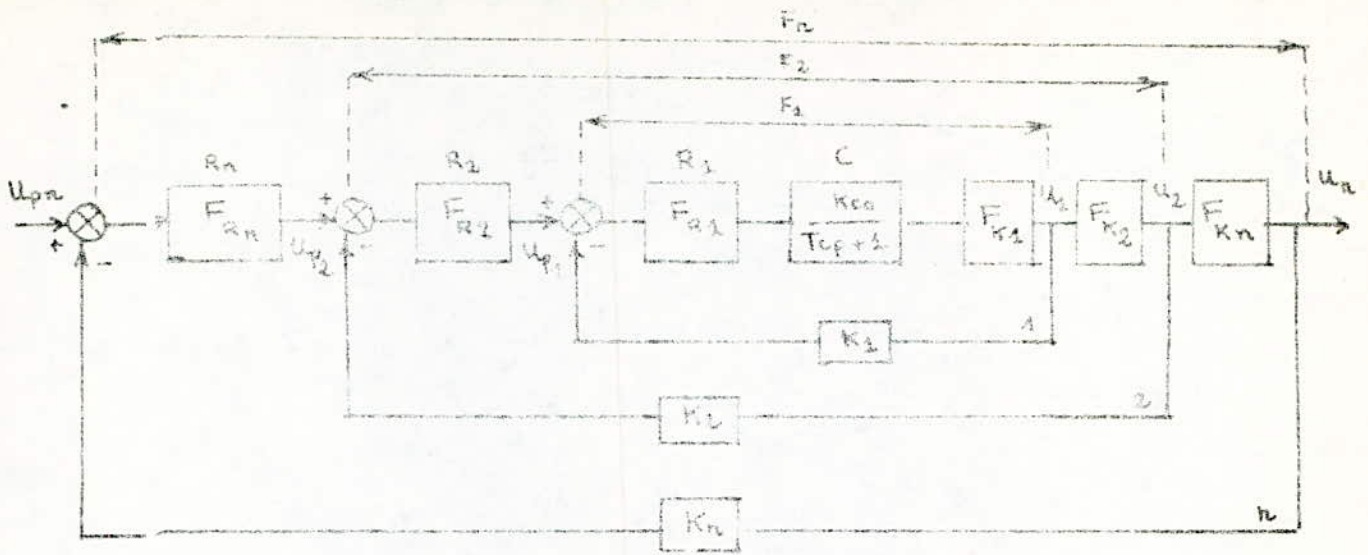
$$F_{R1} = \frac{1}{T_2 p} \cdot \frac{1}{1 + T_1 p} \cdot \frac{1}{K_1} \cdot \frac{1}{F_{K1}} \cdot \frac{1 + T_c p}{K_{com}}$$

#### a - Fonction de transfert du régulateur de courant :

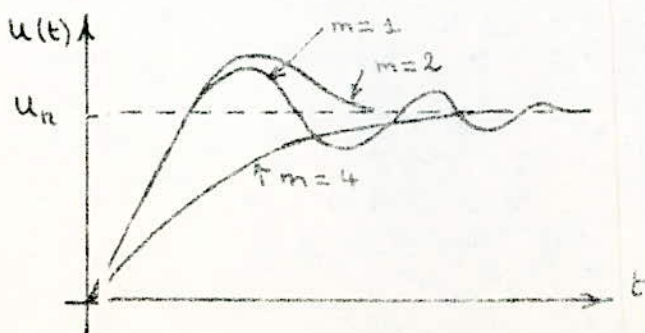
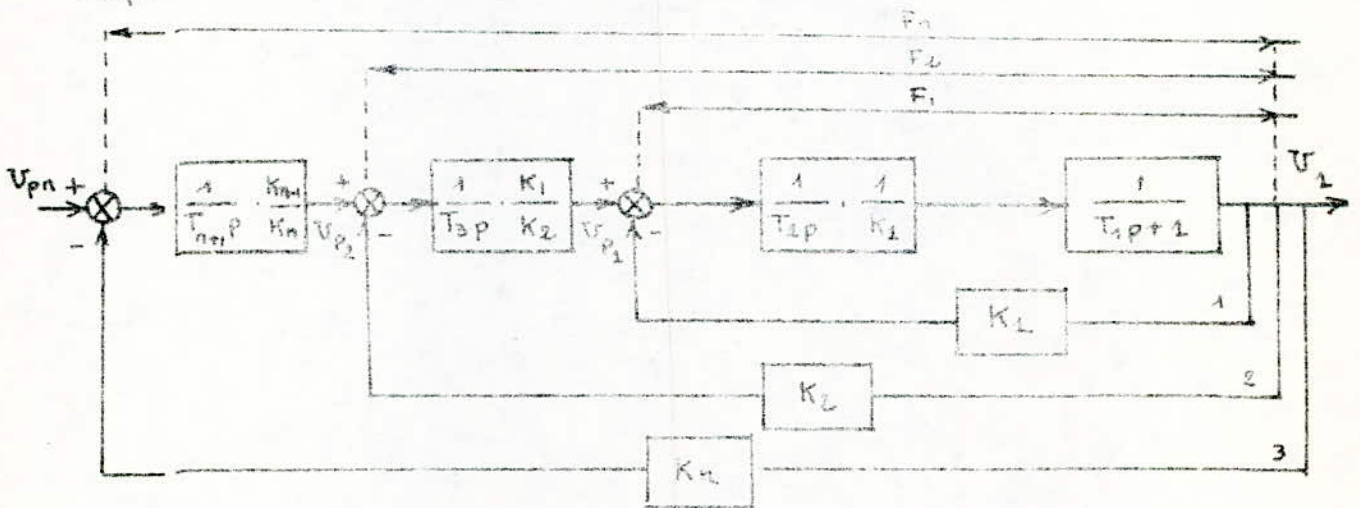
Si on pose dans l'expression de  $F_{R1}$  :

$$T_1 = T_c ; \quad F_{K1} = \frac{K_g}{(T_{ex} p + 1) T_o p + 1} , \quad K_1 = K_{c_{opt}}$$

$T_2 = 2 T_1 = 2 T_{c_{opt}}$  : relation optimale entre les constantes de temps, laquelle correspond aux critères d'un très grand nombre de mécanisme ( en rapidité et en dépassement ).



$C$ : convertisseur,  $K_L, K_2, K_n$  sont des fonctions d'apertissement retour.  
 $F_{K1}, F_{K2}, F_{Kn}$  sont F.T des objets de la régulation c'ad les constantes de temps qu'il faut compenser.  
 $F_1, F_2, F_n$ : sont les F.T des boucles fermées.  
 $F_{R1}, F_{R2}, F_{Rn}$ : sont les F.T des Régulateurs  $R_1, R_2, \dots, R_n$ .  
 $U_{p2}, U_{p1}, \dots, U_{pn}$ : sont les signaux de références des boucles.  
 $U_1, U_2, \dots, U_n$ : sont les signaux de sortie des boucles.  
 $K_{co}/T_{cp}+1$  est la F.T du Convertisseur.



Réponse du système pour la 1<sup>ère</sup> boucle Optimisée pour différents valeurs de  $m = T_2/T_1$ .

fig VI-5

La fonction de transfert du régulateur de courant prendra alors la forme suivante :

$$F_{RC} = \frac{1}{2 T_c p} \cdot \frac{1}{K_{con} \cdot K_c} \cdot \frac{(T_{ex} p + 1)(T_o p + 1)}{K_g}$$

En prenant un régulateur de courant de la figure :

il représente un régulateur PID à transistor à boucle de réaction; les paramètres du régulateur de courant se déduisent alors par identification.

La fonction de transfert du régulateur de courant de la figure: **VI-6** est donnée par l'expression suivante :

$$W_R(p) = - \frac{U_g(P)}{U_c(p)} = \frac{R_1}{R_{pc}} \frac{(1 + p R_1 C_1)(1 + p R_2 C_2)}{p R_1 C_1}$$

En posant dans l'expression de  $W_R(p)$  :

$$T_1 = R_1 C_1 \quad ; \quad T_2 = R_2 C_2 \quad ; \quad K_r = R_1 / R_{pc}$$

L'expression de  $W_R(P)$  deviendra alors :

$$W_R(p) = K_r \frac{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}{p T_1}$$

En égalant l'expression de  $W_R(p)$  à l'expression de  $F_{RC}$  ; on obtient alors par identification les paramètres du régulateur de courant

$$\frac{1}{2 T_c p} \cdot \frac{1}{K_{con} \cdot K_c} \cdot \frac{(T_{ex} p + 1)(T_o p + 1)}{K_g} = \frac{R_1}{R_{pc}} \frac{(1 + p R_1 C_1)(1 + p R_2 C_2)}{p R_1 C_1}$$

$$R_{pc} = \frac{2 T_c \cdot K_{con} \cdot K_g \cdot K_c \cdot R_1}{R_1 C_1} = \frac{2 T_c \cdot K_{con} \cdot K_g \cdot K_c}{C_1}$$

$$R_1 = \frac{T_{ex}}{C_1} \quad ; \quad R_2 = \frac{T_o}{C_2} \quad ; \quad R_c = \frac{K_{ci} \cdot r_{sh} \cdot R_{pc}}{K_c \cdot R_o}$$

Les valeurs de  $C_1$  et  $C_2$  sont respectivement :

$$C_1 = 0,1 \mu F$$

$$C_2 = 5 \mu F$$

La valeur du facteur  $K_c$  est donnée par :  $K_c = \frac{I_{pi}}{R_o I_{max}}$



61

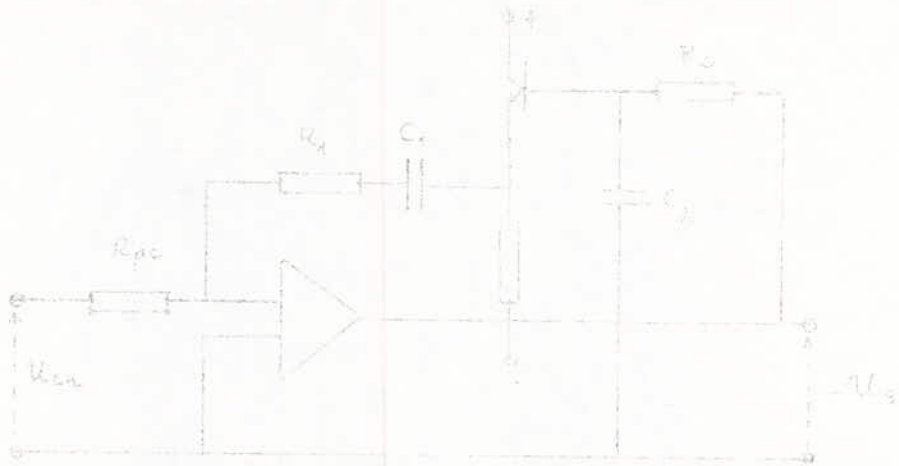


fig VI-5

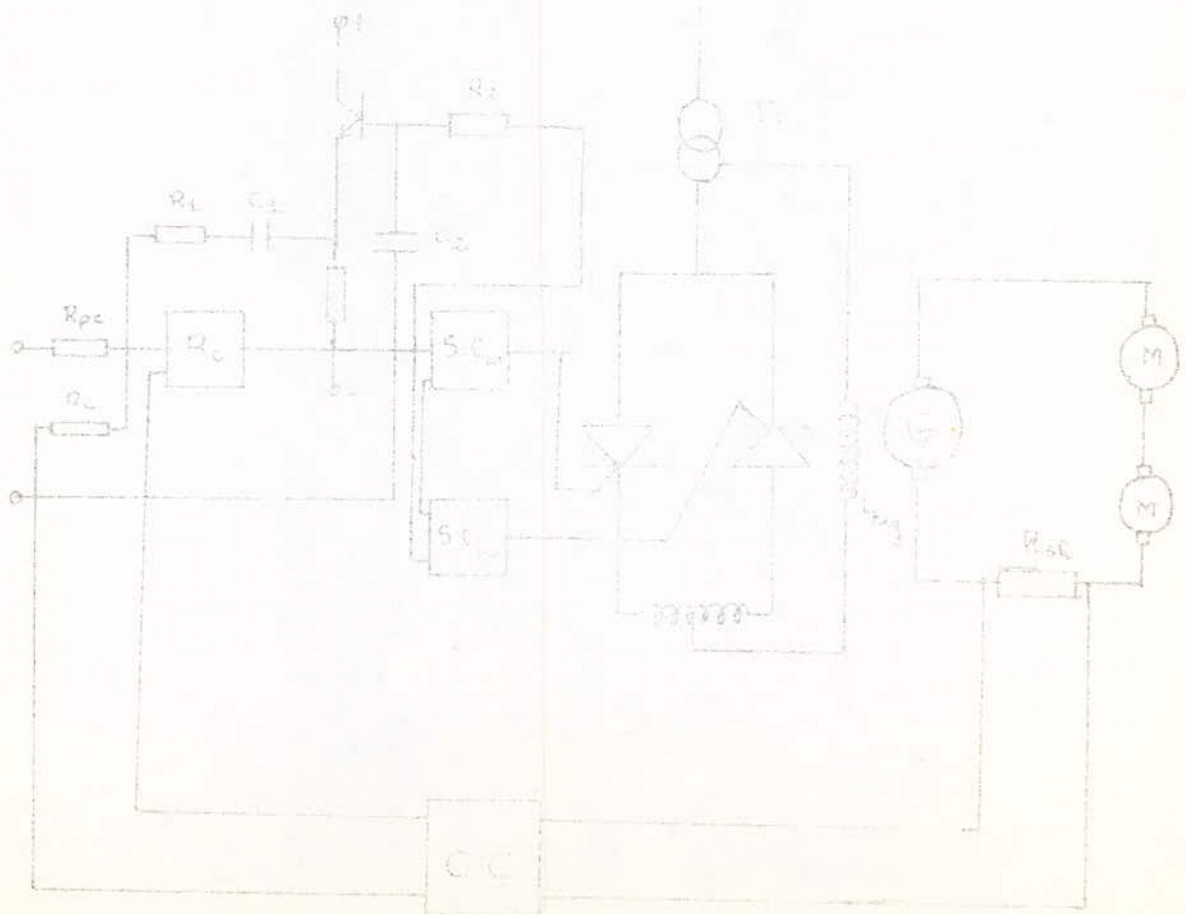


fig VI-4

avec  $U_{pi} = 24 \text{ V}$  ;  $I_{\max} = \lambda \cdot I_N = 1,4 \cdot 360 = 504 \text{ A}$  ;  $R_o = 0,16 \Omega$

$$K_c = \frac{24}{0,16 \cdot 504} = 0,3$$

D'autre part on avait calculé les constantes suivantes :

$$T_c = 0,007 \text{ s} ; T_{ex} = 1,41 \text{ s} ; T_o = 0,045 \text{ s} ; K_g = 5,83.$$

$$K_{con} = 26,25.$$

Ainsi, les valeurs numériques des paramètres du régulateur de courant sont comme suite :

$$R_{pc} = \frac{2 T_c \cdot K_{con} \cdot K_g \cdot K_c}{C_1} = \frac{2 \cdot 0,007 \cdot 26,25 \cdot 5,83 \cdot 0,3}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 6,43 \text{ M}\Omega$$

$$R_1 = T_{ex} / C_1 = 1,41 / 0,1 \cdot 10^{-6}$$

$$R_{pc} = 6,43 \text{ M}\Omega$$

$$R_2 = \frac{T_o}{C_2} = \frac{0,045}{0,1 \cdot 10^{-6}}$$

$$R_1 = 14 \text{ M}\Omega$$

$$R_2 = 9 \text{ k}\Omega$$

$$R_c = \frac{K_{ci} \cdot r_{sh} \cdot R_{pc}}{K_c \cdot R_o}$$

$$R_c = 854,3 \text{ k}\Omega$$

avec  $K_{ci} = 130$  ;  $r_{sh} = 0,05 \cdot 10^{-3} \Omega$ .

Ainsi, tous les paramètres du régulateur de courant sont déterminés, on obtient le schéma partiel avec le régulateur de courant dans la boucle de courant ( Voir figure  $\Phi(1-7)$  )

b - Fonction de transfert du régulateur de tension :

Pour la détermination de la fonction de transfert du régulateur de tension on procédera de la même façon que pour la détermination de la fonction de transfert du régulateur de courant. Dans notre système la boucle de tension est constituée par la boucle externe ainsi le régulateur de tension se trouve à l'entrée de la boucle de courant .

La fonction de transfert de la boucle fermée de courant est :

$$W_{f.c} = \frac{F_{RC} \cdot \frac{K_{con}}{1 + T_{cp}} \cdot \frac{K_g}{1 + T_{ex} p} \cdot \frac{1}{1 + T_{op}}}{1 + F_{RC} \cdot \frac{K_{con}}{1 + T_{cp}} \cdot \frac{K_g}{1 + T_{ex} p} \cdot \frac{1}{1 + T_{op}} \cdot K_c}$$

après avoir remplacé  $F_{RC}$  par sa valeur et après simplification on obtient.

$$W_{f.c} = \frac{1}{Kc [2Tc p (1 + Tcp) + 1]} \quad \text{elle correspond à la forme optimale.}$$

Pour déterminer la fonction de transfert du régulateur de tension, on doit é~~g~~aler la fonction de transfert en boucle ouverte de la 2<sup>e</sup> boucle du système multibouclé à la fonction de transfert en boucle ouverte de la 2<sup>e</sup> boucle du système multibouclé optimise, on obtient : ( Voir figure VI.-5 )

$$F_{R2} \cdot F_1 \cdot F_{K2} \cdot K_2 = \frac{1}{T_3 p} \cdot \frac{K1}{K2} \cdot F_1 \cdot K_2$$

avec  $F_1 = W_{f.c}$  ;  $F_{R2} = F_{RT}$  ;  $F_{K2} = \frac{K}{T_2 p}$  ;  $K_2 = K_c$  ;  $T_3 = 4 T_c$ .

ainsi, la fonction de transfert du régulateur de tension est comme suite .

$$F_{RT} = \frac{K_c Kc}{Kt \cdot 4 T_c}$$

4 - Condition pour compenser l'élément :  $1 + T_{ma} p + T_a T_{ma} p^2$  .

Pour compenser l'élément :  $1 + T_{ma} p + T_a T_{ma} p^2$ , on a introduit un correcteur formé de 2 filtres, qui a pour fonction de transfert :

$$\frac{1}{1 + T_{f1} p} \cdot \frac{1}{1 + T_{f2} p}$$

- La compensation est totale si on a :

$$(1 + T_{f1} p) (1 + T_{f2} p) = 1 + T_{ma} p + T_a T_{ma} p^2$$

Deux cas sont possibles :

a - si  $T_{ma} < 4 T_a$ .

pour ce cas, l'équation caractéristique de  $1 + T_{ma} p + T_a T_{ma} p^2$  admet des racines complexes. Ainsi, la condition de compensation totale s'écrit pour

$$T_{f1} = T_{f2} = T_f$$

$$1 + 2 T_f p + T_f^2 p^2 = 1 + T_{ma} p + T_a T_{ma} p^2$$

qui sera approchée si on choisit :  $T_f = \sqrt{T_{ma} T_a}$

b - si  $T_{ma} > 4 T_a$  .

Dans ce l'équation a des racines réelles, pour respecter la relation de la compensation totale il faut que  $T_{f1}$  et  $T_{f2}$  soient les racines de l'équation  $1 + T_{ma} p + T_{ma} T_a p^2 = 0$  c'est à dire que :

$$T_{f1,2} = -\frac{T_{ma}}{2} \left( 1 \pm \sqrt{1 - 4 \frac{T_a}{T_{ma}}} \right)$$

et par conséquent on parvient à la compensation totale de l'élément dont la fonction de transfert est :

$$1 + T_{ma} p + T_{ma} T_a p^2 .$$

Calcul des constantes de temps  $T_{ma}$ ,  $T_a$  :

$T_{ma}$ : constante électromécanique des 2 moteurs :

$$T_{ma} = \frac{J_c R_a}{R_o} = 0,4 \cdot \frac{0,0762}{0,163} = 1,87 \text{ s}$$

$T_a$  : constante d'induit des 2 moteurs :

$$T_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{2 L_m}{R_a} = \frac{2,2610^{-3} \cdot 2}{0,0762} = 59,31 \cdot 10^{-3}$$

Dans notre cas, on a  $T_{ma} < 4 T_a$  avec  $4 T_a = 0,237 \text{ s}$

On prendra donc  $T_{f1} = T_{f2} = T_f = \sqrt{T_{ma} T_a}$

$$T_f = \sqrt{T_{ma} \cdot T_a} = 0,105 \text{ s}$$

Ainsi, pour  $T_f = 0,105$  la compensation est approchée ;

### 5 - Fonction de transfert du système compensé :

Le système d'asservissement par un retour de la tension à pour schéma fonctionnel en définitif la figure : VI - 8

On a d'après le schéma fonctionnel de la figure ;

$$\left[ U_{pt} \frac{Rot}{R_{pt}} - K_{ct} \cdot e_m \cdot \frac{Rot}{R_t} \right] \cdot \frac{W_{fc}}{G_o p} = e_m$$

où :  $U_{pt}$  : La tension de consigne du moteur .

$R_{pt}$  : Résistance à l'entrée du régulateur de tension par la tension de consigne .

$R_t$  : Résistance à l'entrée du régulateur de tension par le circuit de retour.

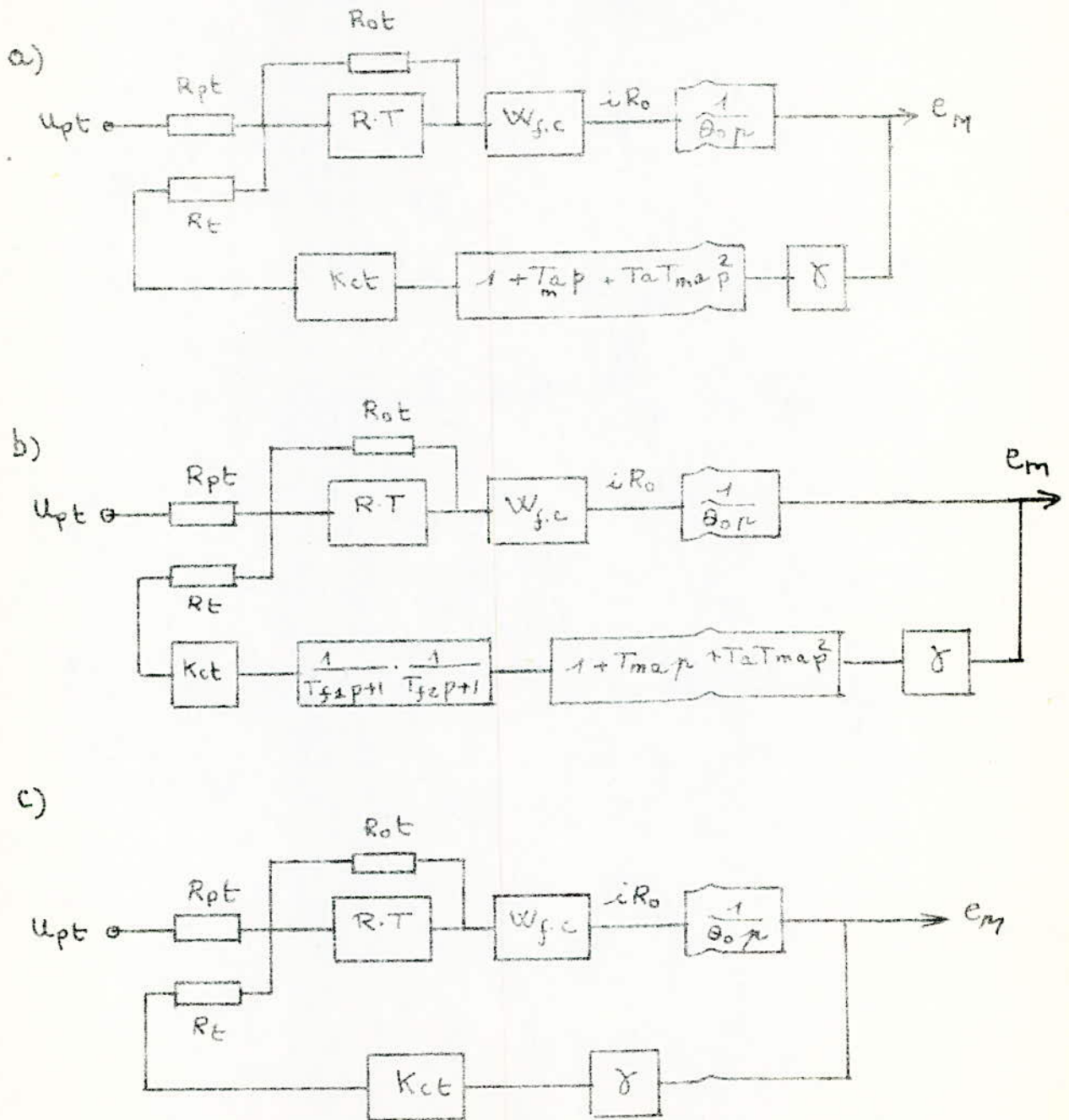


fig: VI-8 Schémas fonctionnels d'un système avec asservissement par la tension:

- a) Sans Correcteurs, b) avec correcteurs  
c) lorsque la compensation est totale

$R_{ct}$  : Résistance à la sortie du régulateur.

$W_{fc}$  : F. T de la boucle fermée du courant.

$K_{ct}$  : Gain du capteur de tension .

Après avoir remplacé  $W_{fc}$  par son expression et après transformation, il vient :

$$\frac{e_m}{U_{pt}} = \frac{1}{\left\{ \left( \frac{\theta_o \cdot K_c \cdot R_t}{\gamma \cdot K_{ct} \cdot R_{ot}} \right) p \left[ 2 T_{dp} (T_{cP} + 1) + 1 \right] \right\} \frac{\gamma \cdot K_{ct} \cdot R_{pt}}{R_t}}$$

si dans l'expression de  $\frac{e_m}{U_{pt}}$  on pose

$$\frac{\theta_o \cdot K_c \cdot R_t}{\gamma \cdot K_{ct} \cdot R_{ot}} = 4 T_c$$

$$\frac{\gamma \cdot K_{ct} \cdot R_{pt}}{R_t} = K_t$$

On obtient alors le forme optimale suivante :

$$\frac{e_m}{U_{pt}} = \frac{1}{K_t \left\{ 4 T_c p \left[ 2 T_c p (T_{cp} + 1) + 1 \right] + 1 \right\}}$$

C'est la forme optimale.

6 - Détermination des paramètres du régulateur de tension :

En tenant compte de la structure du filtre à l'entrée du capteur de tension C T .

$$T_{f1} = \frac{R_{ct} \cdot C_{f1}}{4} \Rightarrow R_{ct} = \frac{4 T_{f1}}{C_{f1}} = \frac{4 \cdot 0,105}{1 \cdot 10^{-6}} = 421 \text{ K} \Omega$$

(De même que pour le filtre à l'entrée du régulateur de tension R T

$$T_{f2} = \frac{R_t \cdot C_{f2}}{4} \quad , \quad R_t = \frac{4 T_{f2}}{C_{f2}} = \frac{4 \cdot 0,105}{1 \cdot 10^{-6}} = 421 \text{ K} \Omega$$

Le facteur  $K_t$  est donné par :

$$K_t = \frac{U_{Pmax}}{U_m \max} = \frac{24}{641,3} = 0,037$$

Le facteur  $\gamma$  : facteur du potentiomètre est donné par :

$$\gamma = \frac{U_{ct \max}}{U_m \max} = \frac{20}{641,3} = 0,031.$$

par suite les valeurs des résistances du régulateur de tension  $R_T$  sont :

$$R_{ot} = \frac{F_o \cdot K_c \cdot R_t}{\gamma \cdot K_{ct} \cdot 4 T_c} = \frac{0,4 \cdot 0,3 \cdot 421 \cdot 10^3}{0,031 \cdot 1 \cdot 4 \cdot 0,007} = 58,2 \text{ M}\Omega$$

$$R_{Pt} = \frac{K_t \cdot R_t}{\gamma \cdot K_{ct}} = \frac{0,037 \cdot 421 \cdot 10^3}{0,031 \cdot 1} = 502,5 \text{ k}\Omega$$

ainsi, on a déterminé les paramètres du régulateur de tension, on obtiendra alors le schéma global de la figure : VI-9

#### 7 - Limitation du courant et de son gradient :

Les conditions de travail de la commande électrique exige la limitation du courant appelé par le moteur lors du régime transitoire ou permanent. Dans ce but, il est prévu un bloc de limitation de courant, le bloc de limitation de courant est constitué de 2 diodes Zener en opposition et reliées en série; le bloc est monté en parallèle avec le régulateur de tension ( Voir figure VI-9 )

#### a - Principe de limitation de courant :

La limitation du courant du moteur revient à limiter la tension aux bornes de la résistance  $R_{ot}$  à la sortie du régulateur de tension c'est à dire à limiter la tension de sortie  $U_{Pi}$  du régulateur de tension laquelle est appliquée à l'entrée du régulateur de courant .

$$U_{ot} = U_{Pi}$$

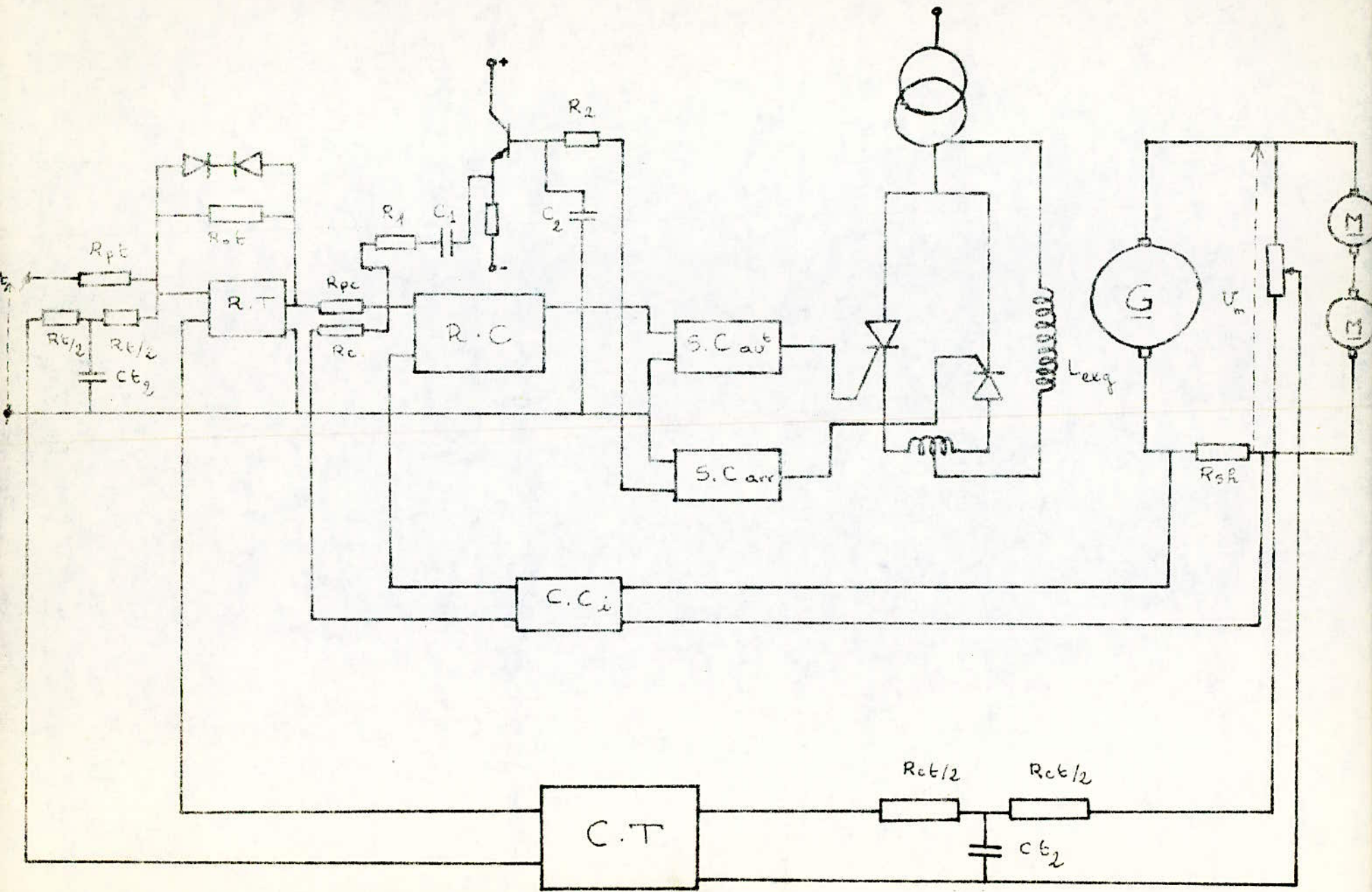


fig: VI. 9



La diode Zener est en inverse par rapport à la polarité de la tension  $U_{ot}$ , si la tension  $U_{ot}$  est égale à la tension  $U_{ac}$  aux bornes de la diode Zener, celle-ci conduit et par conséquent l'augmentation de la tension à l'entrée du bloc de limitation ne provoque pas de changement de la tension de sortie qui restera constante, sa valeur maximale sera :

$$U_{Pi} = U_{ac} = e_c.$$

Lorsque  $U_{ot}$  est inférieure à  $e_c$  la tension de sortie sera proportionnelle à la tension d'entrée.

#### b - Caractéristique du bloc limiteur :

La figure (VI-10a) représente la caractéristique du bloc limiteur c'est à dire la variation de tension de sortie  $U_s$  en fonction de la tension d'entrée  $U_e$ ; en régime permanent.

Si  $U_c < U_{cr}$ , la tension  $U_s$  est proportionnelle à la tension  $U_e$ , par contre si  $U_c > U_{cr}$  le bloc de limitation travaille dans la partie saturée et de ce fait la tension  $U_s$  prend la valeur maximale indépendamment de la valeur d'entrée  $U_e$ . ( Voir Figure VI - 1 ( a ) ).

#### c - Changement de la valeur de limitation :

Le changement de la valeur de limitation du courant se fait par le changement des diodes Zener, ayant les tensions Zener correspondant aux différentes valeurs du courant de limitation.

#### d - Fonction de transfert du système :

Durant le démarrage des moteurs la tension à l'entrée du régulateur de tension est assez grande et on a :

$$(U_{Pt} - e_m K_t) F_{RT} > U_{ac}.$$

Dans cette condition la tension à la sortie régulateur de tension aura une valeur constante qui sera égale à la tension de référence  $e_c$ . Cela signifie que le boucle de retour de la tension n'a aucune influence sur le comportement du système et qui fonctionne alors comme en boucle ouverte. par conséquent :

$$U_{ac} \cdot W_{f.c} \frac{1}{e_{op}} = e_m$$

ou puisque  $e_{rn} = ce. \omega$  . on aura alors :

$$ac \ W_{fc} \frac{1}{Ce. p} = \omega (p)$$

où  $W_{fc}$  est la fonction de transfert de la boucle fermée de courant :

$$W_{fc} = \frac{1}{K_c \ 2 T_c p (T_{cp} + 1) + 1}$$

d'autre on a l'équation suivante d'après le schéma fonctionnel global avec régulateur .

$$ac \cdot W_{fc} = i (P) R_o$$

En fonction de la table des transformées de laplace et après quelques transformations on obtient les expressions en fonctions du temps de la vitesse et du courant /

$$\omega (\tau) = \frac{U_{ac}}{Ce. Kc} \cdot \frac{2 T_c}{o} (\tau - 1 + e^{-\tau} \cos \tau)$$

$$i (\tau) = \frac{U_{ac}}{R_o Kc} \int_0^\tau 1 - e^{-\tau} (\cos \tau + \sin \tau)$$

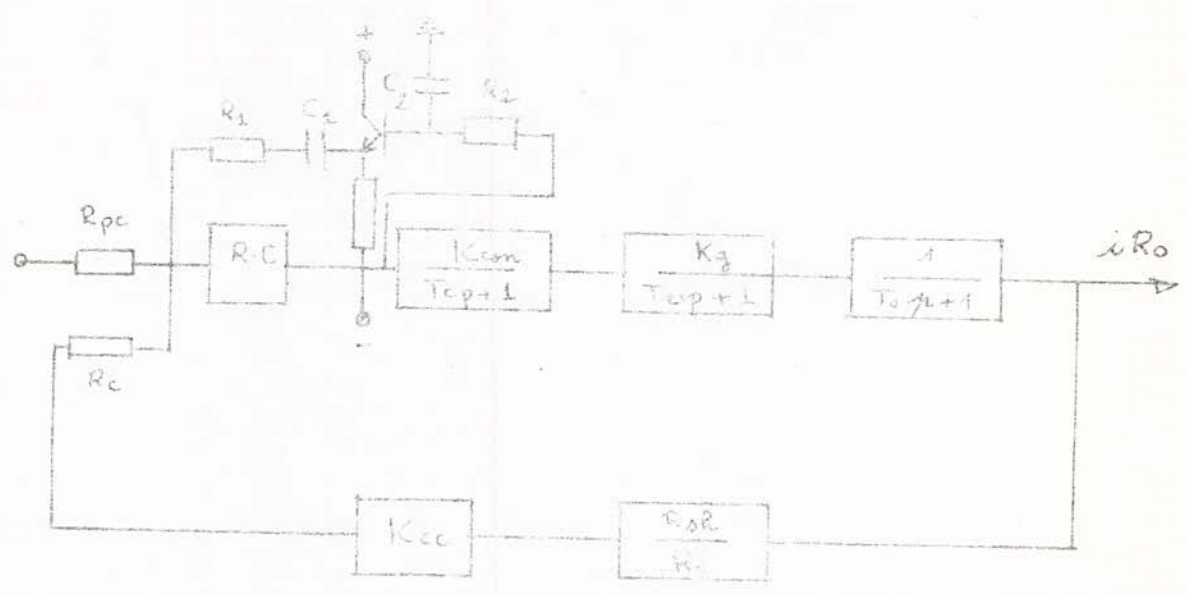
$$\text{où } \tau = \frac{t}{2 T_c}$$

Ainsi les courbes représentatives de  $\omega (\tau)$  et  $i (\tau)$  sont représentées par la figure : VI - 10

Plus la vitesse augmente, plus la grandeur  $(U_{Pt} - Ce. \omega Kt) F_{Rt}$  diminue à une certaine valeur de la vitesse  $\omega_{lim}$  on aura :

$$(U_{Pt} - \omega_{lim} ce Kt) F_{Rt} = U_{ne}$$

A partir de cet instant ( le point a sur la figure VI - 10 .(a) et ( b ) le bloc de limitation travaille dans la partie linéaire de la caractéristique. Dans ce cas la boucle d'asservissement de tension travaille et la tension de sortie du bloc limiteur diminue jusqu'à zéro.



Schema fonctionnel de la boucle de courant

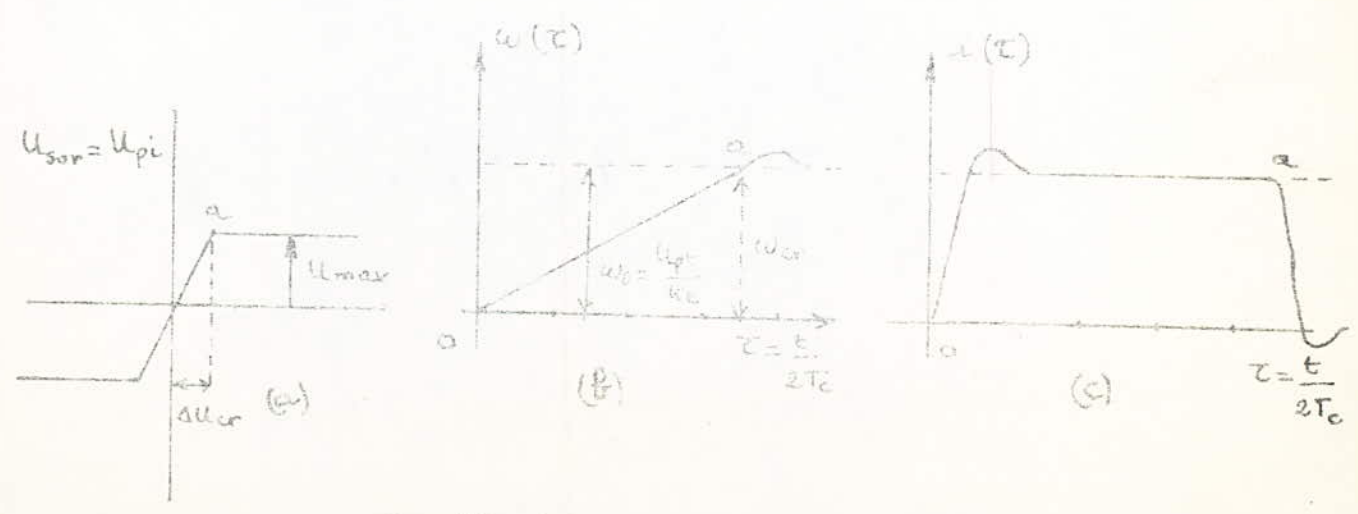


fig II 10

## CONCLUSION

Les principales exigences que l'on demande à un système d'entraînement sont la rigidité de la caractéristique mécanique et la rapidité, conditions essentielles pour un bon fonctionnement du système.

La régulation en cascade que nous avons choisie pour asservir notre système, contrôle la tension et le courant d'induits des moteurs. Elle est de principe simple, vu que la réalisation des différents régulateur n'exige que des composants électroniques disponibles sur le marché tel que: ( Résistance, capacité, Amplificateur opérationnel ).

Un des avantages de la régulation en cascade est la possibilité d'amortir le régime transitoire qui s'obtient en choisissant une condition optimale entre les constantes de temps d'où le problème de la stabilité se trouve être résolu.

T A B L E   D E S   M A T I E R E S

Introduction.....	1
Ch. I : Caractéristiques mécaniques du système de commande.....	2
Ch. II : Détermination des paramètres du système G M .....	6
Ch. III : Étude du groupe convertisseur et transformateur.....	19
A - Groupe convertisseur.....	19
B - Transformateur d'alimentation.....	35
Ch. IV Caractéristique du groupe convertisseur transformateur.....	40
A - Calcul des caractéristiques du convertisseur.....	40
B - Dimensionnement du transformateur du couplage.....	43
Ch. V : Protection du groupe convertisseur- transformateur - procédé de déclenchement et de commande.....	45
A - Protection du groupe convertisseur transformateur.....	45
B - Procédé de déclenchement et de commande des thyristors.	47
Ch. VI : Régulation et commande.....	49

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

- M - Kostenko " Machines électriques " T 1 et T 2 .  
Edition Mir - MOSCOU.
- Mounic " Redressement " T 1 et T 2 .  
Edition Faucher 1973.
- R - Chauprade " Commande électronique des moteurs à courant continu " " "  
Edition Eyrolles 1975
- Cours de M<sup>r</sup> V. BOUTENKO " Machines statiques et redresseurs " "  
Thèses de fin d'études " E.N.P.A " .

