

9/79

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger
ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

hex

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRICITÉ
(FILIERE D'INGÉNIEUR EN ÉLECTROTECHNIQUE)

مدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
PROJET DE FIN D'ÉTUDES
ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

LA RÉGULATION EN CASCADE
APPLIQUÉE A LA COMMANDE
ÉLECTRIQUE

SUJET PROPOSÉ PAR :

Mr V. BOUTENKO

ÉTUDIÉ PAR :

Mr S. HADJI
Mr H. CHEKIREB

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger
ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRICITÉ
(FILIÈRE D'INGÉNIEUR EN ÉLECTROTECHNIQUE)

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

LA RÉGULATION EN CASCADE
APPLIQUÉE A LA COMMANDE
ÉLECTRIQUE

SUJET PROPOSÉ PAR :

Mr V. BOUTENKO

ÉTUDIÉ PAR :

Mr S. HADJI
Mr H. CHEKIREB

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

Nous présentons nos remerciements à monsieur V. Boutenko pour l'aide qu'il nous apporta dans l'étude de ce projet, et que tous ceux qui participèrent à notre formation trouvent ici notre reconnaissance.

Hachemi et Seddik

TABLE DES MATIERES

Introduction.....	1
I-Moteur-Machine entraînée-Choix du système de commande....	3
I.1-Moteur-Machine entraînée:caractéristiques-stabilité	3
I.2.Choix du système de commande.....	7
I.3.Caractéristiques du moteur d'entraînement.....	9
II.Choix et calcul du système convertisseur Alternatif/continu	10
II.1.Rappels sur le moteur à courant continu.....	10
II.2.Convertisseur Alternatif/continu réversible.....	11
II.3.Calcul des éléments du montage redresseur.....	13
II.4.Protection du groupe convertisseur.....	26
II.5.Circuits de commande des thyristors.....	28
II.6.Alimentation de l'inducteur des moteurs.....	28
III. La régulation.....	30
III.1.Système de commande électrique avec régulation à boucles multiples.....	30
III.1.1.Introduction.....	30
III.1.2.Principes généraux de réalisation d'un système à correction en cascade pour un régulation à boucles multiples.....	31
III.1.3.Détermination des fonctions de transfert des régulateurs	35
III.2.Les systèmes électriques convertisseur-moteur et Génératrice-Moteur.....	37
III.2.1.Système de commande électrique à thyristors.....	37
III.2.2.Système de commande électrique par génératrice Moteur	40
III.2.3.Influence de la charge sur le fonctionnement du système.....	42
III.2.4.Système rendu astatique par introduction d'un dérivateur dans la boucle de retour du courant.....	47
III.2.5.Comparaison des deux méthodes imposant l'astatisme au système.....	48
III.2.6.Régulateur de vitesse avec capacité shuntée par une résistance.....	49
III.3.Réglage du courant d'induit du moteur.....	50
III.3.1.Introduction.....	50

III.3.2.	Systeme de regulation du courant à simple voie.	50
III.3.3.	Systeme de regulation du courant à deux voies.	52
III.4.	Regulation de la vitesse du moteur.	54
III.4.1.	Les différentes methodes.	54
III.4.2.	Systeme de regulation avec boucle de retour de vitesse.	54
III.4.3.	Systeme de regulation avec retour de f.e.m.	56
III.4.4.	Systeme d'asservissement de la vitesse par un retour de tension.	62
III.5.	Limitation du courant et de son gradient.	67
III.5.1.	Présentation du bloc de limitation.	67
III.5.2.	Caractéristique du bloc limiteur.	68
III.6.	Limitation du gradient de la vitesse.	71
III.6.1.	Les ≠ methodes de limitation du courant.	71
III.6.2.	Schémas fonctionnels et fonctions de transfert du système.	71
IV-	Choix et calcul des régulateurs.	74
IV.1.	Choix des régulateurs.	74
IV.2.	Calcul des régulateurs.	75
	Conclusion.	76
	Bibliographie.	77

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

L'accroissement de la capacité de production des usines de traitement de minerais et l'exécution des travaux de grande envergure dans des délais de plus en plus restreints sont essentiellement ^{du} à l'adaptation et aux performances encore plus grandes des engins utilisés. Parmi les plus importants, nous distinguons l'excavateur qui sert aussi bien à la charge qu'à la creusée et accomplit généralement ces deux tâches à la fois.

Son fonctionnement est composé de quatre mouvements aux quels s'ajoute le déplacement de la machine sur des chenilles:

- Ouverture de godet
- Mouvement linéaire du bras de godet
- Rotation du bras autour de son axe de fixation à la flèche.
- Rotation de l'ensemble cabine de commande-flèche-godet.

La disposition d'un asservissement individuel pour chacun de ces mouvements, permet un travail aux vitesses optimales.

Les applications industrielles de la commande électrique ont considérablement contribué à l'élargissement de la gamme de puissances de l'excavateur.

En effet, grâce aux caractéristiques incomparables que leur confère l'électronique aussi bien dans le domaine de la conversion de l'énergie que dans celui de l'asservissement du système, les solutions électriques sont les plus appréciées.

Nous nous proposons d'étudier le système de commande du mouvement de rotation de la cabine en appliquant la méthode de régulation linéaire à boucles multiples car l'expérience a montré que ce genre de régulation est très efficace pour la commande des moteurs d'entraînement de machines.

Le fonctionnement de l'excavateur exige du moteur d'entraînement une vitesse continûment variable avec souplesse et précision. En effet, l'engin travaillera en régime intermittent (cycle dit d'excavation) d'où des démarrages, des freinages et des réglages de vitesse fréquents. En régime permanent, la vitesse de l'engin varie très peu. Nous utiliserons donc un moteur à courant continu à excitation indépendante, alimenté par un système adéquat.

Pour éliminer les vibrations, nous utiliserons deux moteurs en série, diamétralement opposés par rapport à la plateforme.

L'ambiance de travail étant poussiéreuse et souvent humide, nous choisissons des moteurs à version << fermé >>.

I - Moteur-Machine entraînée-Choix du système de commande.

I-1- Moteur - Machine entraînée.

Le réglage de la vitesse d'un couple moteur-machine s'obtient traditionnellement soit par la variation du flux, soit par la variation de la tension d'alimentation, ou bien par la variation des deux à la foi.

La méthode choisie dépend en outre de la machine que le moteur entraîne. Pour notre problème, la vitesse de rotation de l'excavateur étant sensiblement constante nous zvens choisi un moteur dont la vitesse varie très peu avec la charge en l'occurence un moteur à excitation indépendante.

I.1.1. Caractéristiques du moteur et du mécanisme entraîné.

I.1.1.1. Caractéristiques électromécaques du moteur.

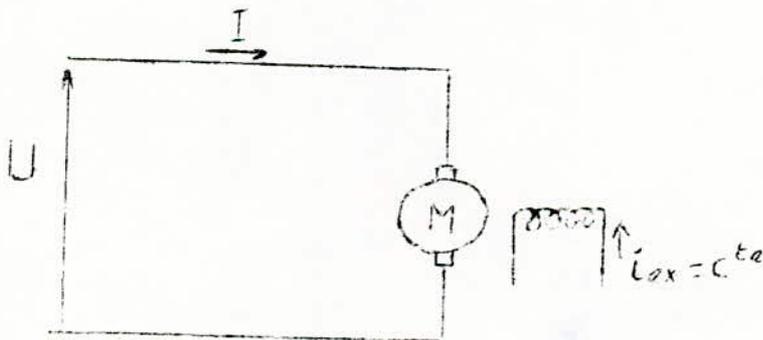
Les caractéristiques électromécaniques d'un moteur sont les graphes des fonctions $N = f(I)$ et $C = g(I)$

ou N désigne la vitesse de rotation

C le couple appliqué

I le courant absorbé par l'induit.

fig. I.1.



Si nous maintenons l'excitation constante, la f.c.e.m du moteur s'écrit

$$E' = c_e N \quad (I.1)$$

où $c_e = \frac{P}{2\pi} Z \cdot \phi = C \frac{t}{e}$

D'autre part, nous avons la relation suivante

$$U = E' + RI \quad (I.2)$$

ce qui donne compte tenu de la relation (I.1)

$$N = \frac{U}{c_e} - \frac{R}{c_e} I \quad (I.3)$$

Le graphe de la fonction $N=f(I)$ est donc une droite de pente négative mais faible (fig.I.2)

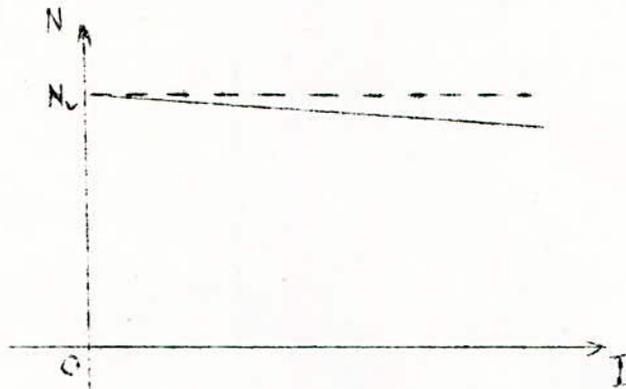


fig.I.2. Caractéristique de vitesse.

Le couple électromagnétique est lié au flux ϕ et au courant I par la relation:

$$C = \frac{P}{2\pi} \cdot \frac{Z}{2\pi} \cdot \phi \cdot I = C_m I \quad (I.4)$$

Pour une excitation indépendante maintenue constante, le couple est représenté, en fonction du courant absorbé, par une droite passant par l'origine des axes (fig.I.3)

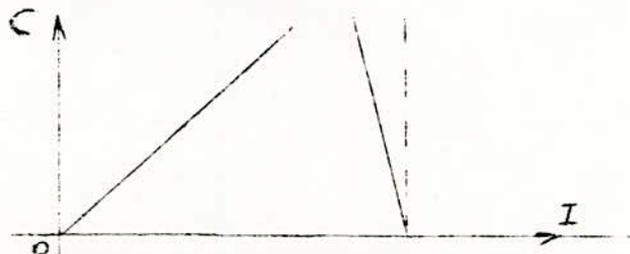


fig.I.3. Caractéristique du couple

I.1.1.2. Caractéristique mécanique du moteur.

La caractéristique mécanique est le graphe de la variation du couple en fonction de la vitesse de rotation.

En portant les valeurs de E' (I.1) et de I (I.4) dans la relation (I.2) nous obtenons l'expression du couple en fonction de la vitesse:

$$C = \frac{cm}{R} (U - ce N) \quad (I.5)$$

C'est l'équation d'une droite de pente négative (fig. I.4)

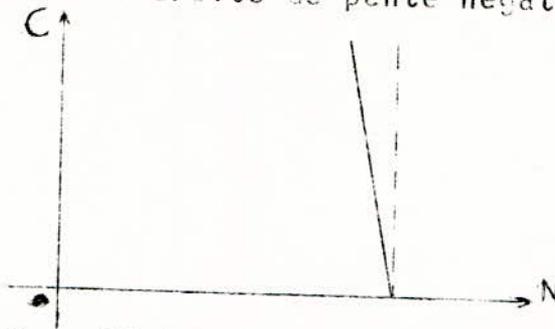


fig. I.4 Caractéristique mécanique du moteur.

I.1.2. Caractéristiques de la machine entraînée

I.1.2.1. Caractéristique de vitesse:

L'excavateur fonctionne à une vitesse sensiblement constante, si celui-ci est trop chargé, le courant appelé par le moteur sera élevé et risque de surchouffer le moteur. Pour éviter cette situation, le courant sera limité à $(1,4 I_n)$ (I_n désignant le courant nominal), ainsi la caractéristique de vitesse sera celle donnée par la figure (I.5).

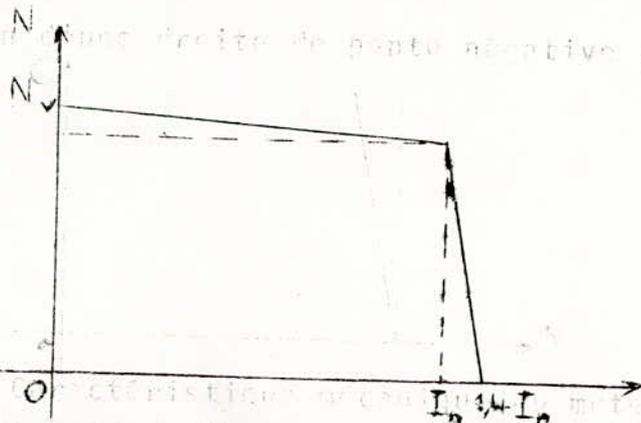


fig. I.5. Caractéristique de vitesse de la machine

I.1.2. Caractéristiques de la machine entraînée

I.1.2.1. Caractéristique de vitesse: L'excavateur fonctionne à une vitesse sensiblement constante, si celui-ci est trop chargé, le courant appelé par le moteur sera élevé et risque de surchouffer le moteur. Pour éviter cette situation, le courant sera limité à $(1,4 I_n)$ (I_n désignant le courant nominal), ainsi la caractéristique de vitesse sera celle donnée par la figure (I.5).

I.1.2.2. Caractéristique mécanique de la machine

Le couple que présente l'excavateur au moteur demeure constant durant la phase de travail.

En effet, l'excavateur présente deux phases de travail bien distinctes: la phase durant laquelle le godet est chargé et celle où ce godet est vide.

Néanmoins, nous supposons que le couple est le même durant chaque période, l'approximation faite étant justifiée du fait que la charge est négligeable devant le poids de l'ensemble cabine-flèche-godet. La caractéristique mécanique sera celle représentée sur la fig. I.6.

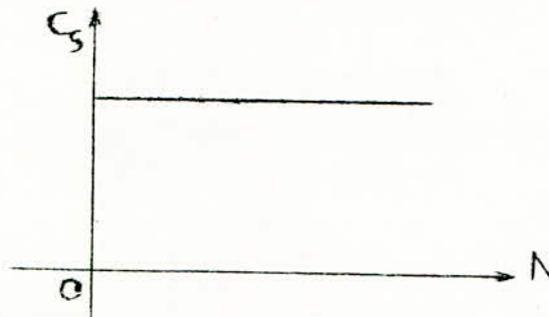


Fig. I.6. Caractéristique mécanique de la machine.

I.1.3. Ensemble machine-moteur-Stabilité.

Le point de fonctionnement d'un ensemble machine-moteur est déterminé par l'intersection entre leurs caractéristiques mécaniques, nous aurons en ce point

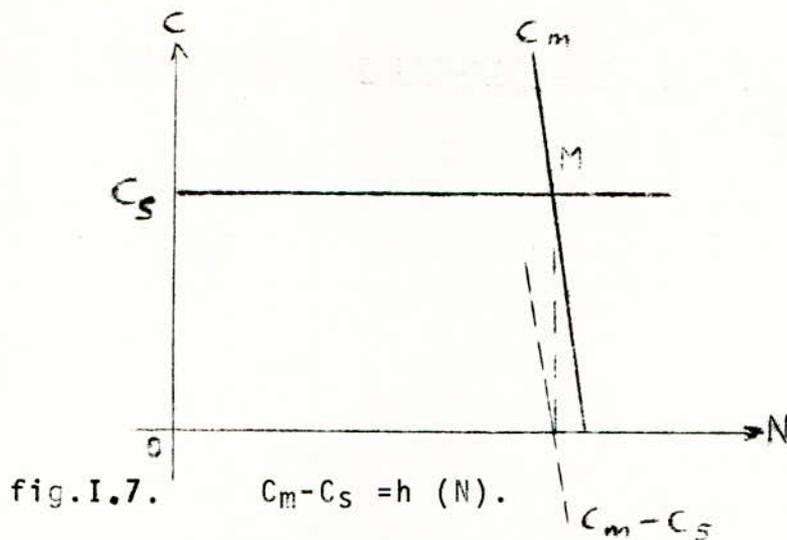
$$C_m = C_s$$

Si le moteur est bien choisi, ce point de fonctionnement doit correspondre à la vitesse nominale et au couple nominal du moteur.

La condition de stabilité est donnée par la relation suivante

$$\frac{\Delta (C_m - C_s)}{\Delta N} < 0$$

C'est-à-dire que la pente de $C_m - C_s = h(N)$ doit être négative. Dans notre cas $C_m - C_s$ est de pente négative (fig. I.7), le groupe moteur-machine entraînée est stable.



I.2. Choix du système de commande

I.2.1. Système génératrice-Moteur commandé par Amplidyne

L'amplidyne est une génératrice à courant continu comprenant quatre enroulements d'excitation qui **sont** :

- L'enroulement de commande (L_p)
- L'enroulement de la contre réaction de courant (L_c)
- L'enroulement de la contre réaction de tension (L_t)
- et l'enroulement de stabilisation (L_s).

Ce système de commande (G-M) permet de répondre aux critères de travail de l'excavateur de par ces différentes boucles de retour.

L'enroulement de commande permet d'imposer le programme de travail de la machine (valeur de la vitesse, sens de rotation).

L'enroulement de courant limite le courant de telle sorte que le système réponde à la caractéristique électromécanique de vitesse.

De plus, il permet de limiter le courant au démarrage et au freinage.

L'enroulement de tension permet de stabiliser la vitesse à la valeur voulue, diminue la durée du régime transitoire; de plus, elle impose le régime de freinage.

L'enroulement de stabilisation n'intervient que durant le régime transitoire, il élimine les oscillations et le régime transitoire est alors de courte durée (fig.I.8).

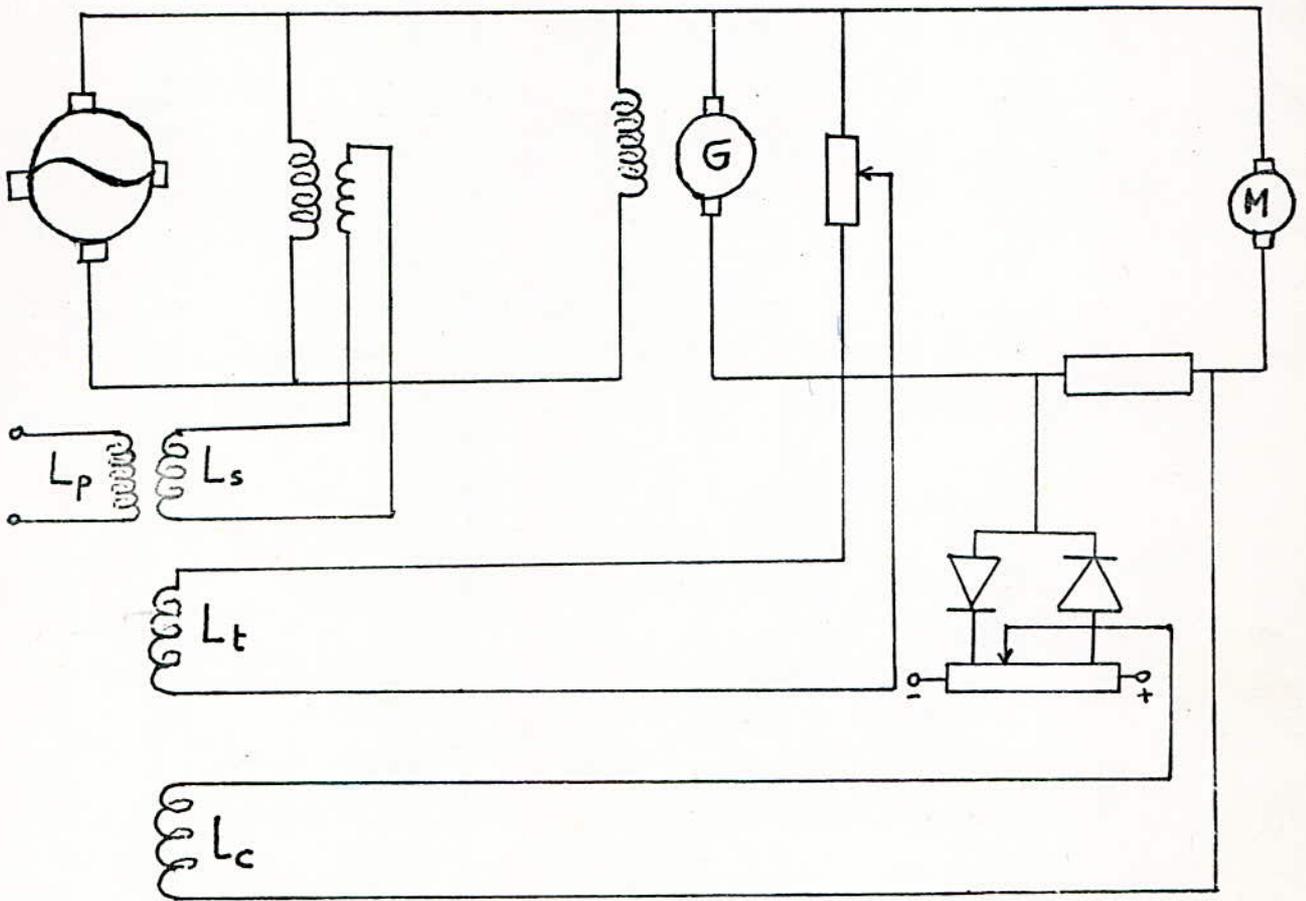


Fig.I.8. Schéma de principe de la commande par amplidyne.

Inconvénients du Système G-M.

C'est un système encombrant qui nécessite un moteur d'entraînement pour l'excitatrice et la génératrice. De plus, il n'est pas fiable car il demande un entretien continu. L'inconvénient majeur est que sa constante de temps est relativement élevée.

1.2.2. Groupe convertisseur à thyristors

C'est un système constitué de semi-conducteurs commandés (thyristors) montés en pont, couplé au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur. Ce système est fiable et doté d'une grande sûreté de service. Comme il est entièrement statique, son rendement est élevé. De plus, il est d'un encombrement très réduit et sa constante de temps est assez faible.

Son principal inconvénient est qu'il absorbe toujours de l'énergie réactive au réseau mais nous pouvons remédier à cela.

Nous fixons donc notre choix sur ce dernier système pour l'alimentation du moteur d'entraînement de l'excavateur.

I.3. Caractéristiques du moteur d'entraînement:

L'expérience, dans le domaine de la construction d'excavateurs, montre que la puissance du moteur d'entraînement d'un excavateur dans son mouvement rotatif d'une capacité de quatre m³ est environ de 100 KW. Nous prendrons donc deux moteurs du type D1B 52 dont les caractéristiques sont les suivantes:

type.....	D1B 52
Puissance nominale P_n (Kw).....	50
tension nominale U_n (v).....	306
Courant nominal I_n (A).....	180
Vitesse nominale N_n (tr/mn).....	900
Couple nominal C_{max} (kg.m).....	96
Courant d'excitation nominal I_{exn} (A).....	10
tension d'excitation nominale U_{exn} (v).....	80
Résistance d'induit R_{ind} (Ω).....	0,033
Résistance des pôles auxiliaires R_{aux} (Ω).....	0,0205
Résistance des enroulements d'excitation R_{ex} (Ω)..	6,3
Nombre de spires par pôle:	
-pour l'enroulement d'excitation n_{ex}	475
-pour les pôles auxiliaires n_{aux}	20
Nombre de pôles.....	4
Facteur de marche (%).....	60

Et la constante électromécanique du système est $\theta_c = 0,4s$.

II - Choix et calcul du système Convertisseur. Alternatif/Continu.

II-1-Rappels sur le moteur à Courant Continu.

Le moteur retenu pour l'entraînement de l'excavateur étant à courant continu, rappelons les expressions du couple et de la vitesse de cette machine.

Le couple a pour expression

$$C = \frac{1}{2\pi} \frac{P}{a} n \phi I_c$$

Pour une machine donnée, le couple est proportionnel au flux inducteur ϕ et au courant I_c absorbé par l'induit. Pour inverser le couple, il faut inverser le flux ϕ ou le courant I_c .

Et la vitesse a pour expression

$$N = \frac{U_c - (RI_c + u_b)}{\frac{P}{a} n \phi}$$

La vitesse est proportionnelle à la tension d'alimentation (la chute de tension $RI_c + u_b$ étant faible) et inversement proportionnelle au flux. Pour inverser la vitesse, il faut inverser soit la tension soit le flux.

II.1.1. Alimentation sous tension U_c Variable

Lorsque le moteur est alimenté sous tension U_c constante, nous pouvons augmenter la vitesse en diminuant le flux. Mais plus le flux ϕ est faible, plus est faible le couple que la machine peut développer à courant I_c donné.

En maintenant le flux ϕ constant, la machine peut développer le même couple à toutes les vitesses et les possibilités en courant de l'induit et de l'inducteur sont toujours mieux utilisées.

Mais le système nécessaire pour faire varier la tension U_c revient assez cher.

II-1.2. Caractéristique en charge à flux ϕ constant.

Pour chaque valeur de la tension U_c , quand le courant I_c absorbé par le moteur augmente, sa vitesse diminue légèrement compte tenu de la chute de tension $\Delta U_c = RI_c + u_b$.

En actionnant sur U_c , nous pouvons faire varier la vitesse tout en conservant la possibilité de développer, quel que soit N , le couple nominal sans dépasser le courant nominal (courbes du quadrant ① ; voir fig. II.1).

Le démarrage s'opérant par élévation progressive de la tension U_c , les pertes dans le rhéostat de démarrage sont éliminées puisque ce rhéostat est supprimé.

A tension U_c donnée, si le couple sur l'arbre s'inverse, la machine fonctionne en génératrice, le courant I_c s'inverse: elle travaille donc en freinage avec récupération d'énergie.

La vitesse de freinage peut être modifiée par modification de la tension U_c (courbes du quadrant ②, fig. II.1)

L'inversion du sens de rotation s'obtient par inversion de la tension U_c aux bornes de l'induit.

La machine peut, comme pour U_c positif, fonctionner en moteur (quadrant ③ : $U_c < 0; I_c < 0$ donc $U_c I_c > 0$) ou en génératrice (quadrant ④ : $U_c < 0; I_c > 0$ donc $U_c I_c < 0$) et la vitesse d'entraînement ou de freinage est modifiée de la même façon.

II.2. Convertisseur alternatif/continu réversible.

Nous avons vu que, pour faire varier la vitesse du moteur, il est plus avantageux d'utiliser un montage redresseur à thyristors qui, à partir du réseau triphasé fournit la tension continue moyenne U_c de valeur variable voulue.

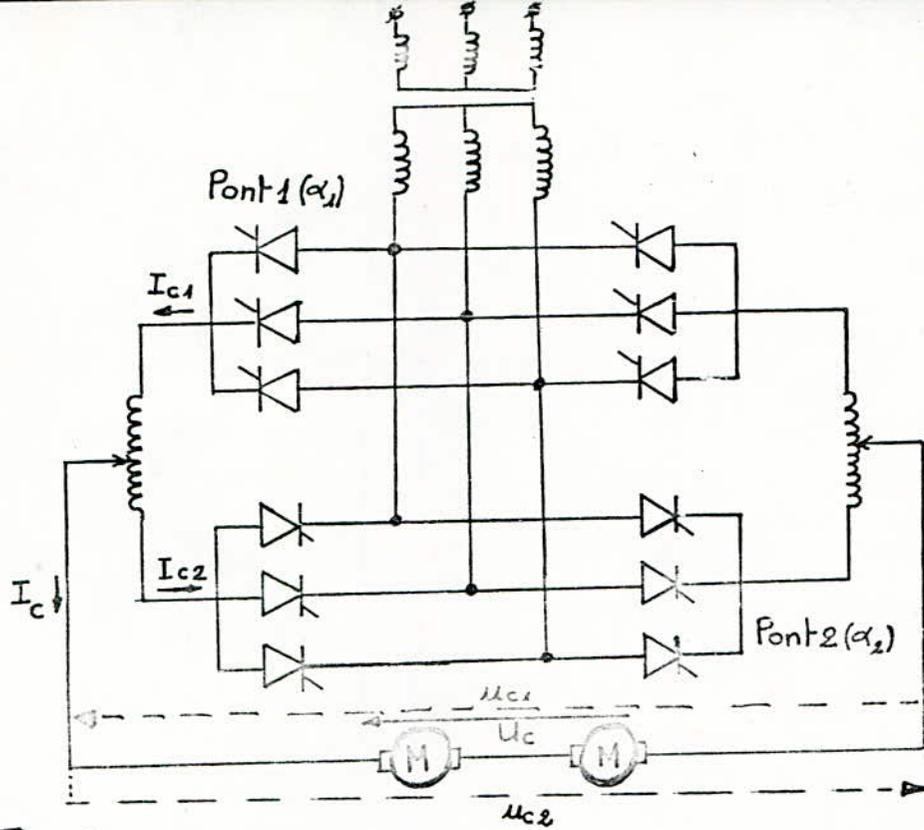


Fig. II. 2.

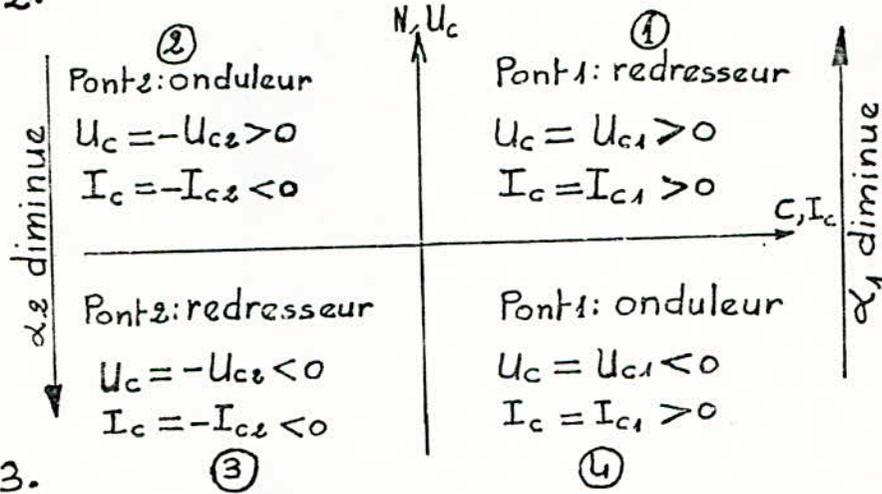


Fig. II. 3.

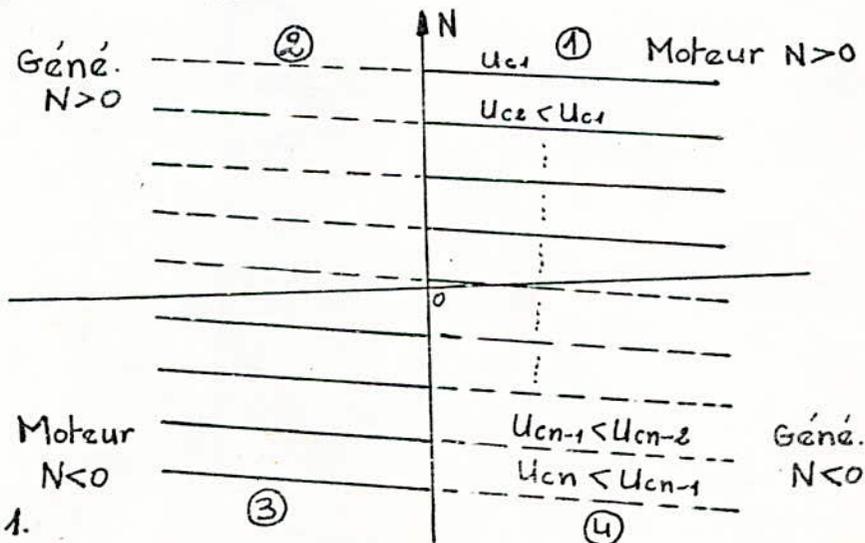


Fig. II. 1.

L'entraînement que nous devons assurer exige les deux sens de rotation et nécessite un freinage rapide.

Nous utiliserons donc, la puissance du moteur étant une puissance moyenne, un freinage électrique par renvoi de l'énergie au réseau obtenu à l'aide du montage "antiparallèle" avec alimentation des deux ponts (à six (6) thyristors) par secondaire d'un transformateur. Ce montage permet aussi l'inversion de la tension U_c donc l'inversion de la vitesse. (voir fig. II.2.)

Le fonctionnement dans les quadrants $\overline{(1)}$ et $\overline{(4)}$ est assuré par le pont (1) et dans les quadrants $\overline{(2)}$ et $\overline{(3)}$ par le pont (2) (voir fig. II.3).

Deux possibilités de fonctionnement pour ce montage sont à envisager selon le mode de commande des redresseurs des deux ponts :

-Un fonctionnement avec courant de circulation: dans ce cas, les redresseurs des deux ponts du montage réversible sont commandés en permanence de telle façon qu'ils donnent toujours aux bornes du moteur des tensions redressées moyennes égales :

$$U_{c1} = -U_{c2} \quad , \quad \alpha_1 = \pi - \alpha_2$$

α_1 et α_2 étant les angles de retard à l'amorçage des thyristors des deux ponts respectivement.

Les valeurs instantanées des deux tensions redressées u_{c1} et $-u_{c2}$ appliquées au moteur n'étant pas égales, leur différence $u_{c1} + u_{c2}$, alternative de fréquence six (6) fois celle du réseau d'alimentation, fait circuler un courant passant par les bras du pont et les phases d'alimentation. Pour certaines valeurs de α_1 et α_2 , cette tension peut avoir une amplitude élevée ce qui nécessite une inductance de limitation du courant de circulation (fig. II-2).

Ce fonctionnement permet l'inversion du couple sans temps mort. -un fonctionnement sans courant de circulation est obtenu par l'un des procédés de commande qui bloquent l'un des groupes redresseurs pendant que l'autre assure sa fonction (redresseur en régime moteur ou onduleur en régime de freinage).

Ce fonctionnement permet la suppression du courant de circulation mais introduit un très faible temps mort.

Comme nous avons besoin d'une inversion du couple très rapide, nous utiliserons le premier procédé qui est d'ailleurs le plus économique avec insertion d'une inductance de limitation du courant de circulation.

II-3- Calcul des éléments du montage redresseur

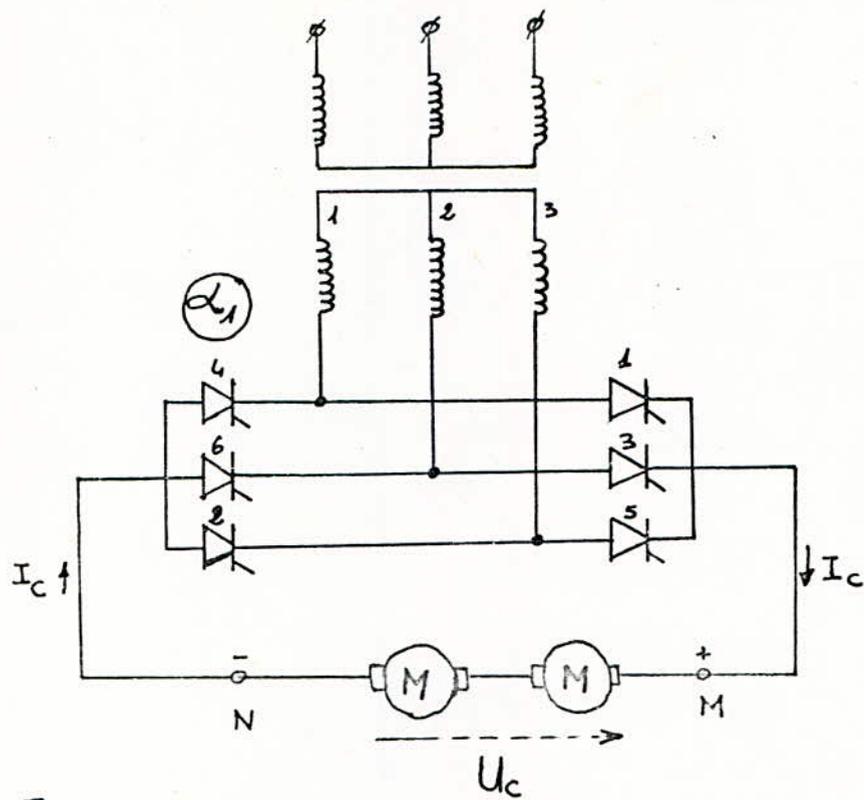
Les ponts redresseurs étant tous deux destinés à travailler en redresseurs et en onduleurs alternativement, il suffit d'effectuer le calcul pour un seul. (fig. II;4).

Les impulsions des gachettes sont distribuées de façon que deux thyristors conduisent en même temps (th_1 et th_2 ou th_3 et th_4 etc.....). Les courants circulant dans les enroulements secondaires du transformateur sont alors alternatifs. La charge étant inductive, ces courants ont de forme rectangulaire dans le cas idéal et trapézoïdale compte tenu de l'angle de commutation qui introduit une chute de tension. L'allure de la tension redressée ainsi que celles des courants dans la charge et dans les enroulements secondaires du transformateurs sont représentés par la fig II.5.

II.3.1. Tension redressée

II.3.1.1. Valeur moyenne

Les chutes de tension dans le convertisseur sont estimées à 20% de la tension redressée maximale.



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

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

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

Fig. II. 4.

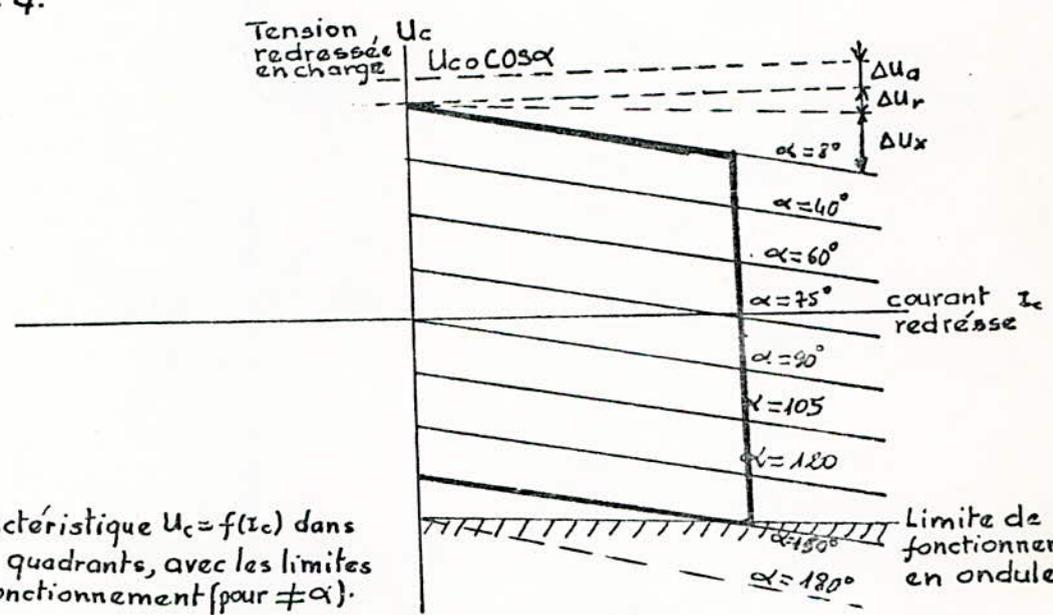


Fig. II. 6. Caractéristique $U_c = f(I_c)$ dans deux quadrants, avec les limites de fonctionnement (pour $\alpha \neq 0$).

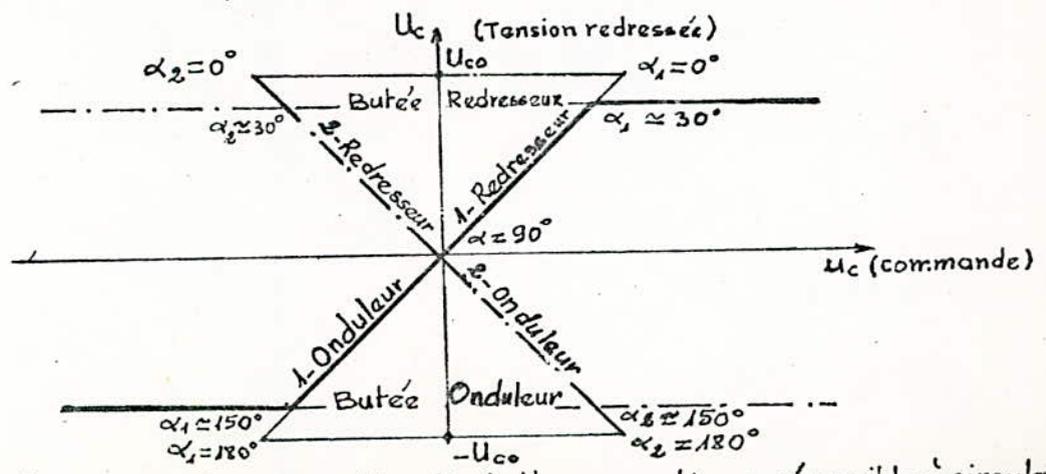


Fig. II. 8. Caractéristiques $U_c = f(I_c)$ d'un convertisseur réversible à circulation de courant (Fig. II. 2).

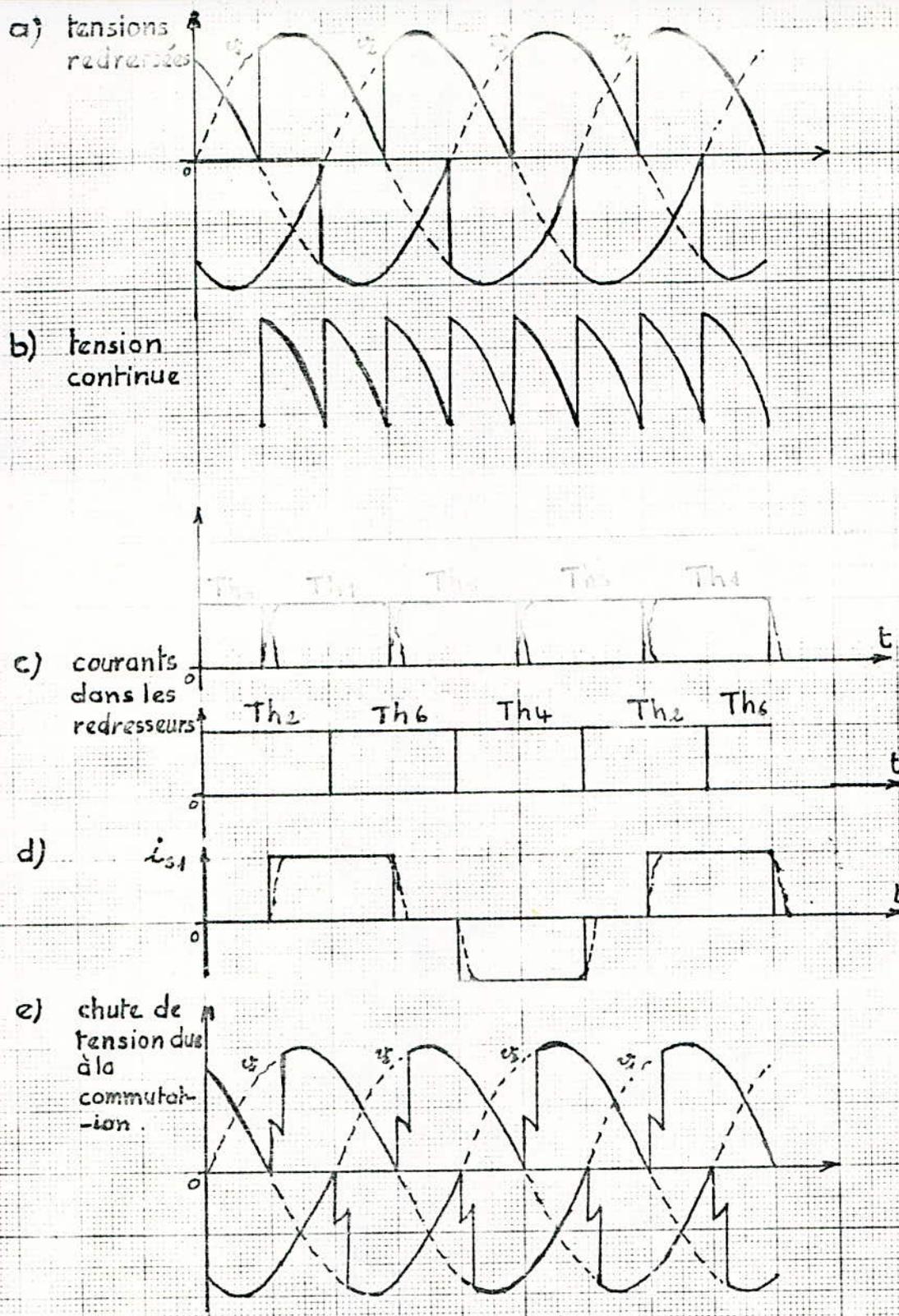


Fig. II. 5. b) Allure de la tension redressée ; c) Allure des courants dans la charge en pointillé compte tenu de la chute de tension due à la commutation (e) ; d) Allure des courants secondaires du transformateur.

La tension redressée moyenne a pour expression

$$U_c = U_{co} \cos\alpha$$

où U_{co} est la tension redressée moyenne à vide α est l'angle de retard à l'amorçage des thyristors.

La tension redressée moyenne est maximale pour $\alpha = 0$, et en tenant compte des chutes de tension dans le convertisseur elle s'écrit

$$U_c = 0,8 U_{co}$$

Soit

$$U_{co} = \frac{2U_{cn}}{0,8}$$

où $2U_{cn}$ est la tension nominale aux bornes des moteurs (montés en série).

$$U_{co} = \frac{2.306}{0,8} = 765 \text{ V}$$

$$\underline{U_{co} = 765 \text{ V} /}$$

La tension maximale secondaire du transformateur est liée à la tension maximale redressée par la relation suivante.

$$U_{co} = \frac{2^q}{\pi} V_m \cdot \sin \frac{\pi}{q}$$

où V_m est la tension maximale secondaire q est le nombre de tensions redressées ($q=3$). La valeur efficace de la tension secondaire est donc donnée par la relation

$$V = 0,427 U_{co}$$

$$\underline{V = 327 \text{ V} /}$$

II-3.1.2. Ondulation de la tension redressée

Lorsque $\cos\alpha$ diminue, la valeur moyenne de la tension redressée u_c diminue et les variations autour de cette moyenne augmentent. En effet, le développement en série de la tension u_c donné par l'expression suivante

$$u_c = U_{co} \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{-2(-1)^k}{k^2(2q)^2 - 1} \cos \alpha \sqrt{1 + k^2(2q)^2 \tan^2 \alpha} \cos 2kq\omega t \right]$$

montre que quand $\cos \alpha$ est nul, alors que U_c est nul, la valeur des harmoniques est maximale et Atteint

$$A_{k_{6max}} = U_{co} \frac{2k(2q)}{k^2(2q)^2 - 1}$$

Le courant continu sera donc ondulé et les harmoniques de rang supérieur peuvent avoir une grande amplitude et peuvent alors occasionner des perturbations sur les communications téléphoniques et sur les émissions radiosi les lignes ou les recepteurs sont assez proche de la ligne d'alimentation de l'engin.

II.3.1.3. Tension aux bornes des redresseurs

Pour certaines valeurs de l'angle d'amorçage α , la tension inverse aux bornes des redresseurs est grande et sa valeur maximale est donnée par la relation suivante.

$$v_{imax} = 2V_m \cos \frac{\pi}{2q} = \sqrt{3} |V_m \quad (q=3) \quad \underline{v_{imax} \approx 800V /}$$

La tension directe positive que doivent bloquer les thyristors au moment de la commutation sans amorçage intempestif peut prendre, quand α est suffisant, une valeur maximale égale au maximum que peut prendre la tension inverse:

$$v_{dmax} = v_{imax}$$

Si l'angle d'amorçage α est voisin de $\frac{\pi}{3}$, la tension directe aux bornes des redresseurs au moment où ils doivent entrer en conduction est faible, et son expression pour le thyristor(1) est

$$v_{th1} = v_1 - v_3 = -2V_m \sin \frac{\pi}{3} \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{3} \right)$$

A l'instant t correspondant à l'angle $\omega t = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3} + \alpha$,

elle a pour valeur $2V_m \sin \frac{\pi}{3} \sin \alpha$.

Si l'impulsion de déblocage est envoyée pour $\alpha > \pi$, le redresseur ne pourra pas s'amorcer car la tension à ses bornes sera alors négative. Il faut donc laisser une marge suffisante entre α_{\max} et π pour que la tension anodique soit positive lors de l'arrivée de l'impulsion sur la gâchette du thyristor ($\alpha_{\max} = \pi - \beta$).

Pour que le fonctionnement en onduleur soit stable au courant maximal, il faut que le thyristor retrouve ses capacités de blocage après son désamorçage et avant que sa tension anodique ne redevienne positive. L'intervalle de temps correspondant est le temps de recouvrement représenté par δ_r angle de recouvrement et celui correspondant au transfert du courant I_c d'un bras à un autre est l'angle de commutation μ .

Nous prendrons $\beta = \mu + \gamma$

où γ est l'angle de garde.

II-3.2- Etude des courants

Nous supposerons que le courant redressé i_c est constant et égal à sa valeur moyenne I_c .

II.3.2.1. Courants dans les redresseurs

Durant chaque période T , chacun des thyristors 1,3,5 débite le courant continu I_c à tour de rôle. chacun des courants i_{s1}, i_{s2}, i_{s3} du secondaire du transformateur est donc égal à I_c pendant $T/3$, nul pendant le reste de la période.

Demême, le retour du courant I_c nécessite la conduction de l'un des redresseurs 2,4,6 et les courants les traversant sont égaux à I_c durant $T/3$ et nuls pendant le reste de la période correspondante. Le courant dans les six redresseurs a pour valeurs:

$$i_{c\text{moy}} = \frac{I_c}{q} = \frac{I_c}{3}$$

$$i_{c\text{max}} = I_c$$

et en valeur efficace

$$I = \frac{I_c}{\sqrt{q}} = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

avec $I_c = I_{cn} + I_{cir}$

où I_{cn} = courant nominal

I_{cir} = courant de circulation égale à 10% I_{cn}

Nous avons alors

$$\underline{i_{cmoy} = 66 \text{ A} /} \quad \underline{i_{cmax} = 198 \text{ A} /}$$

$$\underline{I = 114 \text{ A} /} \quad (I_{cn} = 180 \text{ A})$$

Les thyristors choisis sont du thype T π - 100 \times de la classification soviétique.

II-3.2.2- Courant et facteur de puissance secondaires: chaque enroulement secondaire est parcouru dans un sens puis dans l'autre par un courant pendant deux intervalles de durée $T/3$. La valeur efficace des courants secondaires est donc:

$$I_s = I_c \sqrt{\frac{2}{3}} \quad \underline{I_s = 162 \text{ A} /}$$

Et le facteur de puissance secondaire définit par la relation

$$f_s = \frac{U_c I_s}{3VI_s}$$

a pour valeur

$$f_s = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} \sin \frac{\pi}{3} |\cos \alpha| = 0,955 |\cos \alpha|$$

L'angle de retard à l'amorçage ne déforme pas les courants secondaires mais introduit un déphasage supplémentaire (égal à α) de ces courants sur les tensions secondaires.

II-3.2.3- Composante alternative du courant redressé

Soit L_d l'inductance totale du circuit pour laquelle le courant moyen maximal de circulation est de l'ordre de 10% du courant nominal du moteur.

La composante alternative du courant redressé est obtenue en considérant la chute de tension alternative seule aux bornes de l'impédance de la charge. D'autre part, la composante alternative i_{ca} du courant redressé est indépendante de la résistance R_a de l'induit, celle-ci étant très faible devant la réactance ($6\omega_0 L_d$) du circuit, et alors

$$u_{ca} = \omega L_d \frac{di_{ca}}{dx} \quad (x = \omega t)$$

Et comme $u_{ca} = u_c - U_c = u_c - U_{co} \cos \alpha$
 et $u_c = \sqrt{3} V_m \cos x$ dans l'intervalle $\left[-\frac{\pi}{6}, +\frac{\pi}{6} \right]$.

Nous avons alors, dans l'intervalle $\left[\alpha - \frac{\pi}{6}, \alpha + \frac{\pi}{6} \right]$

$$u_{ca} = \left[\frac{\pi}{3} \cos x - \cos \alpha \right] \cdot U_{co}$$

avec $U_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$ et $x = \alpha - \frac{\pi}{6} (= \omega t)$

D'où la composante alternative du courant redressé

$$i_{ca} = \frac{U_{co}}{\omega L_d} \left[\frac{\pi}{3} \sin x - (x - \alpha) \cos \alpha - \sqrt{3} \sin \alpha \right] \quad (\text{de période } \frac{\pi}{3})$$

Le maximum du courant i_{ca} se produit lorsque

$u_{ca} (= \omega L_d \frac{di_{ca}}{dx})$ est nulle, soit à l'abscisse

$$x_M = \arccos \left(\frac{3}{\pi} \cos \alpha \right)$$

Les minimums de ce courant correspondent aux extrémités de l'intervalle (qui sont des points anguleux) donc aux abscisses

$$x_m = \alpha - \frac{\pi}{6} \quad \text{et} \quad x_m = \alpha + \frac{\pi}{6} \quad (\text{fig. II.5})$$

Sa valeur sera donc

$$i_{cam} = - \frac{U_{co}}{\omega L_d} \sqrt{3} \left[1 - \frac{\pi}{6} \right] \sin \alpha$$

$$-i_{cam} = \frac{U_{co}}{\omega L_d} \sqrt{3} \left[1 - \frac{\pi}{6} \right] \sin \alpha$$

Ce qui nous permet de déterminer la valeur de L_d correspondant à la valeur maximale tolérée de la composante alternative du courant redressé dans le cas le plus défavorable ($\alpha = \frac{\pi}{2}$):

$$-i_{cam} = 10\% i_{cn}$$

$$L_d = \frac{0,825 \times 765}{6 \cdot 100 \cdot \pi \cdot 0,1180} = 18,6 \text{ mH} \quad \underline{L_d = 18,6 \text{ mH} /}$$

II.3.2.4. Inductance de lissage du courant redressé

Si la somme des inductances des différentes portions du circuit parcouru par le courant n'est pas au moins égale à L_d , il faudra ajouter en série avec le moteur une inductance de "lissage".

-L'inductance de l'induit des moteurs est donnée par la relation suivante:

$$\frac{1}{2} L_{ind} = K_m \frac{U_{cn}}{2p \cdot N_n \cdot I_{cn}} \quad \underline{L_{ind} = 9,44 \text{ mH} /}$$

-L'inductance de limitation du courant de circulation est donnée par la relation suivante

$$L_y = \frac{V_m}{\omega I_y} K_y$$

avec $K_y = 0,65$ pour le montage considéré

$$\omega = 6\omega_0 = 600\pi \text{ Hz}$$

$$I_y = 10\% I_{cn}$$

$$\underline{L_y = 8,86 \text{ mH} /}$$

$$\underline{L'_y = 4,43 \text{ mH} /}$$

-La réactance ramenée au secondaire du transformateur est déterminée par un essai en court-circuit qui donne les chutes de tension active et réactive en court-circuit qui sont estimées, pour un transformateur du type TT de la classification soviétique, à

$$U_{cca} \% = 1,5 \quad \text{et} \quad U_{ccr} \% = 4,5$$

ce qui donne l'inductance ramenée au secondaire

$$\frac{1}{2} L_T = \frac{U_{ccr} \% \times V_m}{100 \cdot \omega \cdot \sqrt{2} I_s}$$

$$\text{Soit} \quad \frac{1}{2} L_T = 0,3 \text{mH} \quad \text{Ou} \quad X_C = 0,09 \Omega$$

Ce qui donne $L_t + L_{ind} = L_y + 0,6 + 9,44 + 8,86 = 18,9 \text{mH}$

$$\text{et} \quad L_d = 18,6 \text{mH.}$$

L'inductance de lissage du courant redressé n'est donc d'aucune utilité.

II-3.2.5- Courant et facteur de puissance primaires

Nous avons vu qu'à chaque instant, l'une des bobines secondaires est traversée par le courant I_c et une autre par le courant $-I_c$, nous pouvons donc écrire que

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

En désignant par n_2 le nombre de spires de chaque bobine secondaire, nous obtenons l'équation des ampères-tours secondaires

$$n_2 i_{s1} + n_2 i_{s2} + n_2 i_{s3} = 0$$

Comme les courants dans les bobines primaires sont les mêmes, nous aurons

$$n_1 i_{p1} = n_2 i_{s1}, \quad n_1 i_{p2} = n_2 i_{s2}, \quad n_1 i_{p3} = n_2 i_{s3}$$

où n_1 est le nombre de spires des bobines primaires.

Ce qui donne la valeur efficace des courants primaires

$$I_p = \frac{n_2}{n_1} I_s = \frac{n_2}{n_1} \frac{\sqrt{2}}{3} I_c$$

$$\text{et comme} \quad \frac{n_2}{n_1} = \frac{V}{V_p} = \frac{327}{600} = 0,545$$

$$\underline{I_p = 88,1 \text{ A} /}$$

Et le facteur de puissance primaire est

$$f_p = f_s = 0,955 \left| \cos \alpha \right|$$

Le facteur de puissance de l'installation est, compte tenu de l'angle de retard μ dû à la commutation, approximativement donné par la relation suivante

$$f = 0,955 \left| \cos \left(\alpha + \frac{\mu}{2} \right) \right|$$

Le déphasage du courant primaire sur la tension d'alimentation augmente avec l'angle de retard à l'amorçage α .

II.3.3- Etude des chutes de tension

Les chutes de tension redressée moyenne sont celles dues aux résistances des différentes portions du circuit, aux thyristors et à la commutation. Ces chutes de tension sont, pour une valeur donnée du courant I_c , indépendantes de la valeur de l'angle d'amorçage α .

II.3.3.1. Chute de tension due à la commutation

II.3.3.1.1. Angle de commutation μ

Lors de l'entrée en conduction d'un thyristor, le courant ne peut passer instantanément de zéro à I_c ; de même le courant de celui qui conduisait précédemment ne peut passer de I_c à zéro. Cela supposerait des discontinuités des courants dans les enroulements secondaires, primaires et dans la ligne d'alimentation, discontinuités rendues impossibles par les réactances de ces éléments.

Lorsqu'un thyristor entre en conduction, il ya débit de celui -ci et de celui qui va se bloquer. Cet "empiètement" des intervalles passants entraîne une chute de la tension redressée moyenne.

II.3.3.1.2. Chute de tension due à la commutation

Elle est donnée par la relation suivante

$$\Delta_1 U_c = \frac{q}{\pi} X_c I_c \quad (\text{ici } q = 3)$$

et l'angle μ de commutation s'obtient à l'aide de la relation suivante

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{X_c I_c}{V_m \sin \frac{\pi}{q}} = \frac{2\Delta_1 U_c}{U_{co}}$$

$$\Delta_1 U_c = \frac{3}{\pi} \cdot 0,09 \cdot 198 = 17V \quad \underline{\Delta_1 U_c = 17 V /}$$

II.3.3.2. Chute de tension due aux résistances

La chute de tension ohmique est obtenue par la relation générale

$$\Delta_2 U_c = R_c I_{cn} \quad \text{avec } R_c = 2(R_T + R'_y)$$

où R_T est la résistance du transformateur ramenée au secondaire

$2R'_y = R_y$ est la résistance de la bobine de limitation du courant de circulation.

$$R_y = 0,02 \Omega \quad \text{et } R_T = \frac{U_{cca\%} \cdot V_{m-1,5}}{100V\sqrt{2} I_s} = \frac{327V\sqrt{2}}{100 \cdot \sqrt{2} \cdot 162} = 0,03\Omega$$

$$\underline{R_y = 0,02 \Omega /} \quad , \quad \underline{R_T = 0,03 \Omega /}$$

et donc

$$\underline{R_c = 0,08 \Omega /}$$

$$\text{et alors } \Delta_2 U_c = 0,08 \cdot 198 = 15,8V \quad \underline{\Delta_2 U_c = 15,8V /}$$

II.3.3.3. Chute de tension due aux redresseurs

Le passage du courant I_c nécessitant la conduction à chaque instant d'un thyristor de deux phases différentes qui seront alors en série. La chute dans les redresseurs est donc le double de la chute dans l'un d'eux:

$$\Delta_3 U_c = 2(\Delta U_{th}) I_c$$

La chute de tension dans un thyristor étant estimée à 1,5V, nous aurons

$$\underline{\Delta_3 U_c = 3 \text{ V} /}$$

La chute de tension totale est alors

$$\Delta U_c = \Delta_1 U_c + \Delta_2 U_c + \Delta_3 U_c = 17 + 15,8 + 3 = 35,8 \text{ V}$$

Soit environ 5,5% de la tension redressée moyenne (U_{co}) maximale.

Les 15% restant correspondent à la chute de tension due à l'angle d'amorçage au régime nominal.

II.3.3.4. Equation de la caractéristique $U_c = f(I_c)$ pour \neq valeurs de α .

Soit $R_e = R_T + R_y + \frac{3}{\pi} X_c + \frac{\Delta_3 U_c}{I_c}$ la résistance de tout le circuit. La tension redressée moyenne I_s écrit alors sous la forme

$$U_c = U_{co} \cos \alpha - R_e I_c \text{ et alors}$$

$$U_c = 765 \cos \alpha - 0,153 I_c$$

D'où la caractéristique $U_c = f(I_c)$ pour différentes valeurs de α , représentée sur le graphique de la fig.II.6.

II.3.4. Détermination des différents angles d'amorçage

II.3.4.1. Angle d'amorçage nominal

Au régime de fonctionnement nominal, nous avons

$$\cos \alpha_n = \frac{U_{cn} + R_e I_{cn}}{U_{co}} \rightarrow \underline{\alpha_n = 33^\circ /}$$

II.3.4.2. Angle d'omrçage minimal:

C'est l'angle à partir duquel l'amorçage des redresseurs est possible. Sa valeur est donnée par la relation suivante, pour le pont triphasé:

$$\alpha_0 = \arctg \frac{\sin 2 \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m} - 1 \sin \frac{2\pi}{m}}$$

où m est l'indice de pulsation du montage redresseur: $m=6$.

$$\underline{\alpha_0 = 70^\circ /}$$

$$\text{ou } \alpha'_0 = \alpha_0 \frac{-\pi}{2} + \frac{\pi}{m}$$

$$\underline{\alpha'_0 = 10^\circ /}$$

II.3.4.3. Angle d'amorçage maximal

Lors du fonctionnement en onduleur, la commande doit être énergique et sûre car la perte de contrôle des entrées en conduction des redresseurs est beaucoup plus grave que lors de la marche en redresseur. Nous prendrons donc l'angle β de sorte que

$$\alpha_M < \pi - \beta$$

où $\beta = \mu + \gamma$, μ étant l'angle de commutation

$$\gamma = \gamma_r + \gamma_s$$

avec $-\gamma_r$ l'angle de recouvrement des thyristors; ici $\gamma_r = 8^\circ$

- γ_s l'angle sécurité pris égal à 10°

donc $\gamma = 8 + 10 = 18^\circ$

Nous avons encore $\alpha_M + \mu < \pi - \gamma$ ce qui revient à dire que $\cos(\alpha_M + \mu) > \cos(\pi - \gamma) = -\cos \gamma = -\cos 18^\circ$

Or nous avons la relation suivante

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{2\Delta_1 U_c}{U_{co}}$$

ce qui donne

$$\cos \alpha_M \geq \frac{2\Delta_1 U_c}{U_{co}} - \cos 18^\circ \quad \text{et alors } \underline{\alpha_M = 155^\circ /}$$

L'angle de commutation correspondant à α_M est alors

$$\mu_M = \pi - \gamma - \alpha = 7^\circ \quad \underline{\mu_M = 7^\circ /}$$

II.3.5. Dimensionnement du transformateur.

Le déphasage de l'onde fondamentale du courant sur la tension au régime nominal est donné par la relation suivante

$$\phi_n = \alpha_n + \frac{\mu_M}{2} \quad \underline{\phi_n = 36^\circ 30' /}$$

La puissance active nominale absorbée par le transformateur sur le réseau a pour expression

$$P_n = 3 \cdot V_p \cdot I_p \cdot \cos \phi_n$$

$$P_n = 3 \cdot 600 \cdot 88,1 \cdot \cos 36,5 = 127,4 \text{ kW} \quad \underline{P_n = 127 \text{ kW} /}$$

Et la puissance réactive est donnée par

$$Q_n = 3 \cdot V_p \cdot I_p \cdot \sin \phi_n$$

$$Q_n = 3 \cdot 600 \cdot 88,1 \cdot \sin 36,5 = 94,3 \text{ kvar} \quad \underline{Q_n = 94 \text{ kvar} /}$$

D'autre part, nous avons les relations suivantes

$$P = 3 \cdot \frac{V_{pm}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{pm}}{\sqrt{2}} \cdot \cos \phi_p = U_{co} I_c \cos \phi_1$$

$$Q = 3 \cdot \frac{V_{pm}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{pm}}{\sqrt{2}} \cdot \sin \phi_1 = U_{co} I_c \sin \phi_1$$

Si nous portons sur un système d'axe rectangulaires les variables $\frac{P}{U_{co} I_c}$ (en abscisse) et $\frac{Q}{U_{co} I_c}$ (en ordonnée) nous obtenons un

demi - cercle de rayon unité. fig.II.7

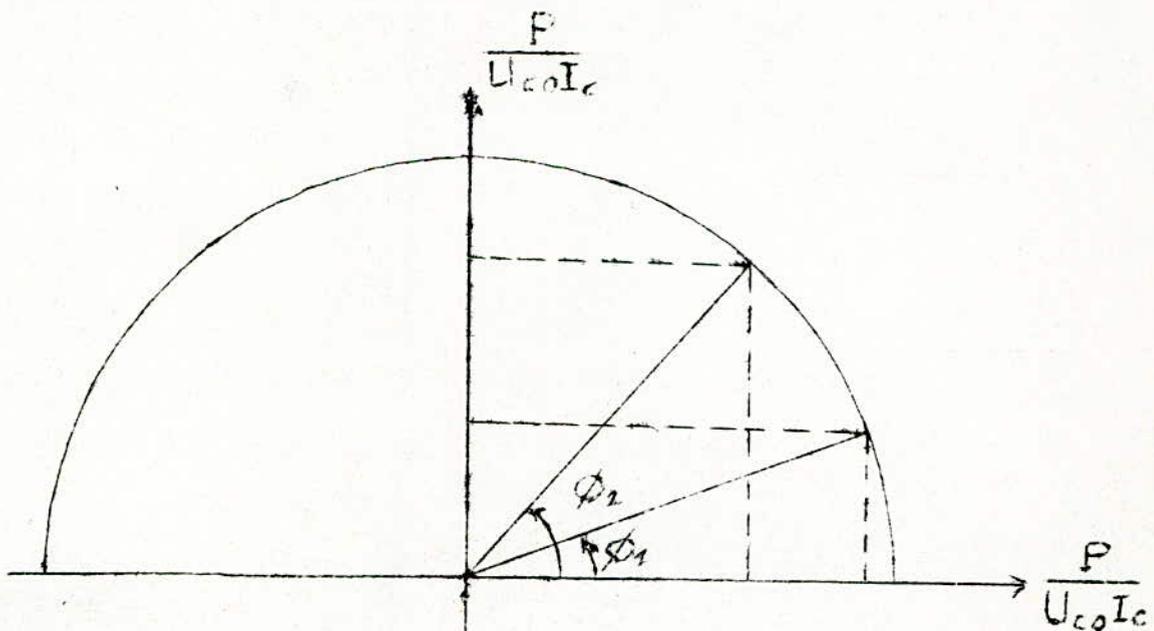


fig.II.7.

Le facteur de puissance nominal est alors

$$f_n = 0,955 \cdot \left| \cos\left(\alpha_n + \frac{\mu_M}{2}\right) \right| \approx 0,768 \quad \underline{f_n = 0,768} /$$

La puissance apparente nominale du transformateur a donc pour valeur

$$S_n = \frac{P_n}{f_n} = \frac{127}{0,768} \approx 166 \text{ kVA} \quad \underline{S_n = 166 \text{ kV}\cdot\text{A}} /$$

II -4 - Protection du groupe Convertisseur

Les défauts des convertisseurs proviennent des surtensions ou des surintensités externes ou des défaillances des redresseurs qui peuvent se traduire par des surintensités.

Les thyristors peuvent être détruits lorsque

-la tension inverse est dépassée et pour certains si la tension directe est dépassée;

-un courant de défauts même de faible durée est suffisant pour amener la température de jonction au-delà de laquelle les thyristors sont définitivement détériorés.

Les semiconducteurs, très sensibles à la chaleur, exigent des moyens de protection très rapides qui sont:

a) Les fusibles, associés à chaque thyristor



b) les disjoncteurs ultrarapides destinés à couper le courant continu de défauts externes avant que les fusibles ne fonctionnent.

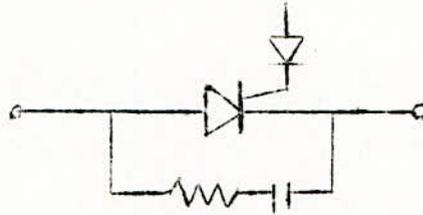
c) les protections électroniques, supprimant les impulsions d'amorçage, devant aussi fonctionner avant les fusibles. Elles interviennent notamment:

-lors de la mise sous tension, pour éviter une surintensité anormale due au régime transitoire, elles introduisent une temporisation pour le déblocage des régulateurs et des impulsions de commande des thyristors;

-lorsque la succession des phases n'est pas correcte, en s'opposant à la mise sous tension de l'équipement;

-en cas de coupure brève ou de disparition d'une phase en ajoutant à la suppression des impulsions la mise en court-circuit des régulateurs.

Les thyristors seront protégés contre les surtensions par des réseaux RC série placés entre anode et cathode



et une diode protégera la gâchette contre la tension inverse.

Un disjoncteur à courant alternatif sera installé sur le primaire du transformateur et ne fonctionnera que lorsque il y a une défaillance généralisée.

En cas de court-circuit du côté continu:

$i_{moy,cc} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_M}{Z} = \frac{V \cdot 2.327}{\pi \sqrt{0,08^2 + 0,09^2}} \approx 1220A$	$i_{moy,cc} = 1220A$
$I_{c,cc} = \eta i_{moy,cc} \approx 3670 A$	$I_{c,cc} = 3670 A$
$I_{s,cc} = I_{c,cc} \sqrt{\frac{2}{3}} \approx 3000 A$	$I_{s,cc} = 3000 A$
$I_{p,cc} = \frac{n_2}{n_1} I_{s,cc} \approx 1630 A$	$I_{p,cc} = 1630 A$

II.5. Circuits de commande des thyristors

Le déphasage est obtenu par la superposition de deux tensions, la première μ_r est cosinusoidale, la seconde est μ_c , ce qui donne une fonction de transfert de la forme $\alpha = \arccos \frac{\mu_c}{\mu_{cm}}$ (commande verticale linéaire; voir fig. II-9.)

où μ_c : la tension de commande

μ_{cm} : la tension de commande maximale ≤ 24 V.

Ce qui donne le gain du convertisseur $K_c = \frac{U_c}{\mu_c} \approx \frac{U_{co}}{\mu_{cm}}$

Le circuit adapteur et générateur d'impulsions est à thyristors et est représenté par la fig. II.10. Comme nous l'avons vu, notre convertisseur est tel qu'à chaque instant deux thyristors, de phases différentes, conduisent ce qui nécessite un double amorçage. Le dispositif effectuant cette opération comprend six (6) circuits identiques à celui de la fig. II.11-a. rassemblés en un circuit (fig. II.11.b.) chacun d'entre eux comprend deux sorties: l'une commande le thyristor correspondant à sa propre phase, l'autre celui de la phase décalée de 60° (fig. II.11.c.).

II.6. Alimentation de l'inducteur des moteurs

Le flux inducteur des moteurs ne devant pas varier, l'alimentation se fera à l'aide d'un convertisseur (à diodes) triphasé simple voie dont les paramètres sont les suivants:

$$\underline{U_{co} = 178 \text{ V} /}$$

$$\underline{V_{sm} = 215 \text{ V} /}$$

$$\underline{v_{i \text{ max}} = 308 \text{ V} /}$$

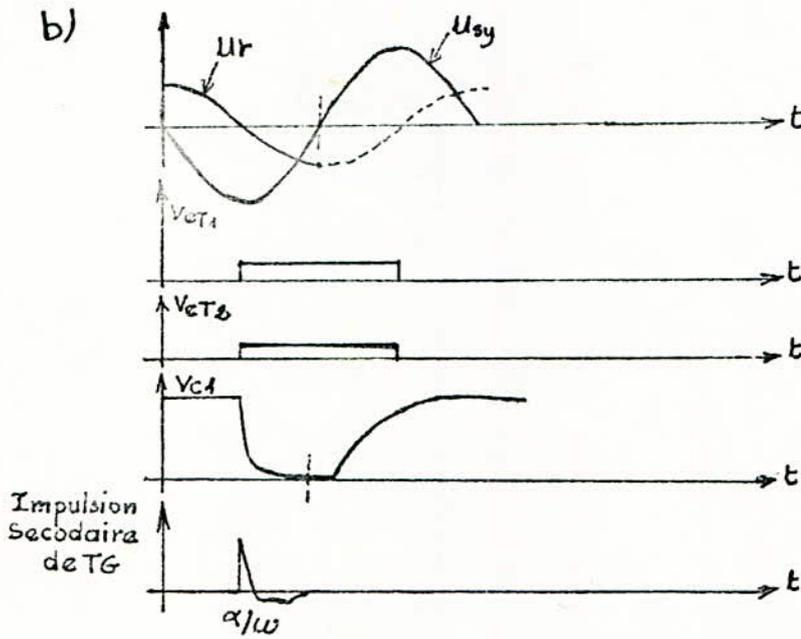
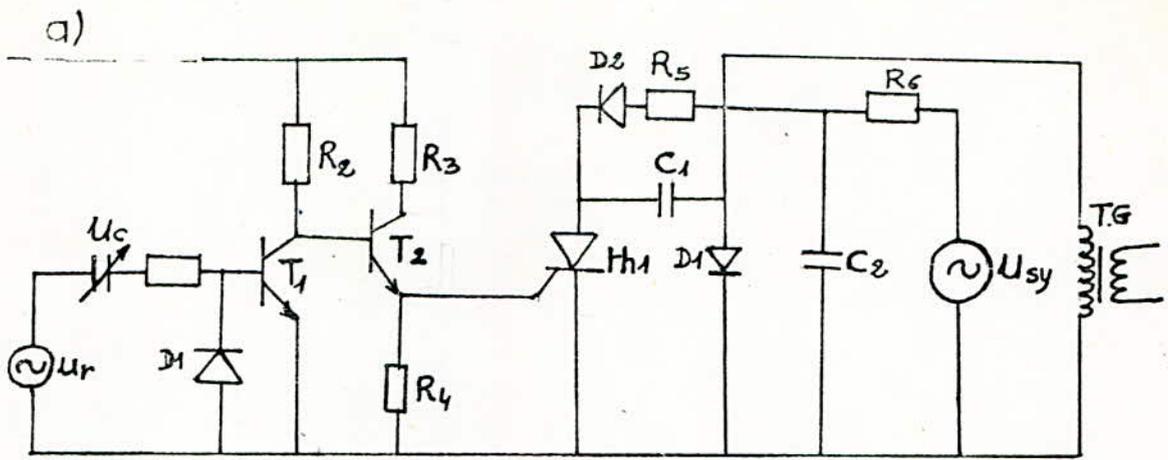


Fig.II.10. Schéma simplifié et diagramme de fonctionnement du générateur d'impulsions à thyristor.

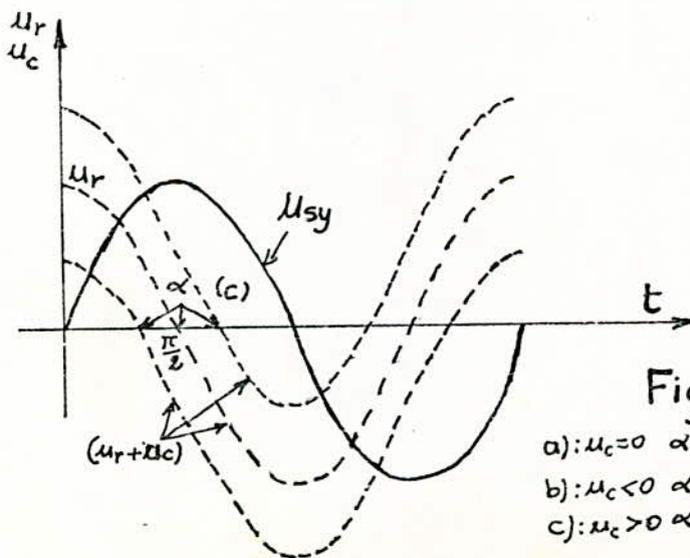
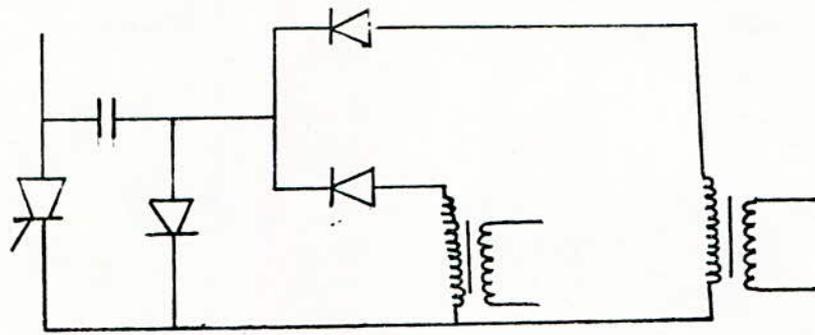


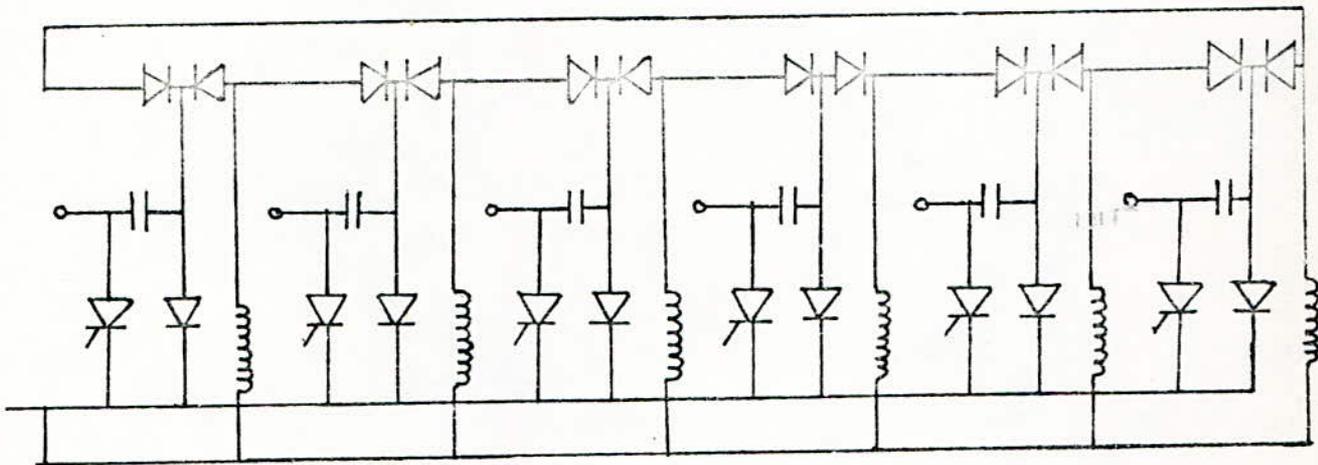
Fig.II.9. Commande verticale "Arc-cosinus"

- a): $U_c = 0 \quad \alpha = 90^\circ$
- b): $U_c < 0 \quad \alpha \rightarrow 0^\circ$
- c): $U_c > 0 \quad \alpha \rightarrow 180^\circ$

a)



b)



c)

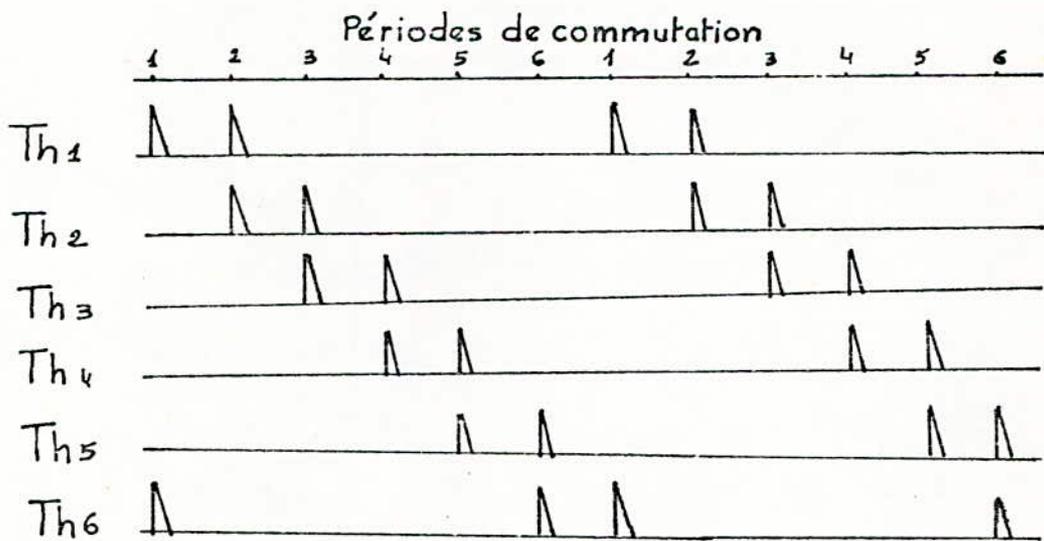


Fig II.11. Réalisation du "double amorçage". Interconnexion des circuits et diagramme de distribution des impulsions.

$$\underline{i_{\max} = I_{\text{excn}} = 10 \text{ A} /} \quad \underline{i_{\text{moy}} = \frac{I_{\text{excn}}}{3} = 3,33 \text{ A} /}$$

$$\underline{I = \frac{I_{\text{excn}}}{\sqrt{3}} = 5,8 \text{ A} /}$$

Transformateur d'adaptation:

$$\underline{V_p = 600 \text{ V} /}$$

$$\underline{I_s = 5,8 \text{ A} /}$$

$$\underline{I_p = 1,2 \text{ A} /}$$

$$\underline{S_n = 2,6 \text{ kVA} /}$$

Les protection à prévoir sont les mêmes que celles pour le convertisseur de commande.

En cas de court-circuit du côté continu:

$$\underline{i_{\text{moy cc}} = 117 \text{ A} /}$$

$$\underline{I_{c,cc} = 352 \text{ A} /}$$

$$\underline{I_s = 83 \text{ A} /}$$

$$\underline{I_p = 21 \text{ A} /}$$

III.1. L A R E G U L A T I O N

III, 1. Système de commande électrique avec régulateur à boucles multiples.

III.1. I N T R O D U C T I O N

Beaucoup de mécanismes fonctionnent en régime de démarrage-freinage. Le critère principal exigé à ce genre de mécanisme est la rapidité c'est à dire que le régime transitoire doit être de courte durée.

Pour obtenir un régime transitoire optimal, il est nécessaire de bien choisir le type de commande électrique et les variables à contrôler.

Le régime transitoire est optimisé lorsque le temps, mis par le courant pour passer de la valeur zéro à la valeur du régime permanent sans qu'il dépasse la valeur maximale admissible, est minimal.

Puisque la durée du régime transitoire dépend des constantes de temps du système, donc à un régime transitoire optimal correspond une relation optimale entre les constantes de temps. Dans le cas contraire il faut introduire un réseau de correcteurs.

On distingue la correction parallèle et série. Le réglage des variables dans un système à correction parallèle est difficile.

Les systèmes à correcteurs en cascade avec boucles multiples, sont simples, le procédé de leur calcul est facile et de plus ils permettent le réglage de toute variable du système.

Grâce au développement de la technique des semi-conducteurs, des convertisseurs à soupapes pratiquement sans inertie à faible puissance de commande, et des amplificateurs opérationnels à courant continu, les systèmes de commande à correcteurs en cascade pour la régulation à boucles multiples sont largement utilisés.

III.2. Les principes généraux de réalisation d'un système à correction en cascade pour une régulation à boucles multiples.

III.2.1. Conception du système.

C'est un système qui comporte autant de boucles que de variables à contrôler qui sont généralement pour une commande de position: la tension, le courant, la vitesse de rotation, et la position de l'organe de travail (voir fig-2) chaque variable est contrôlée par la régulation qui lui est propre. Toute boucle i est subordonnée à la boucle qui lui est immédiatement extérieure ($i+1$), la variable régulée correspondante est la référence de la boucle immédiatement intérieure ($i-1$); toute fois les boucles la plus externe et la plus interne font exception à cette règle.

III.2.2. Règle d'optimisation

Le réglage du système se fait en commençant par optimiser la variable correspondant à la boucle la plus interne et on effectue la même opération en progressant vers la boucle externe. La structure du système une fois optimisé doit correspondre au schéma fonctionnel de la figure 3.

III.2.3. Relation optimale entre les constantes de temps.

La chaîne directe de la première boucle qui est la plus interne est constituée d'un élément du premier ordre en série avec un intégrateur, tandis que la contre réaction a pour fonction de transfert le coefficient K_1 .

La fonction de transfert de la première boucle correspondant au système optimisé est:

$$\frac{U_i}{U_{p1}}(p) = \frac{1/K_1}{T_2 p (T_1 p + 1) + 1} \quad (1)$$

On voit donc que la précision ne dépend pas du coefficient K_1 du fait de l'existence d'une intégration.

Si $\frac{T_2}{T_1} \geq 4$ le régime transitoire est apériodique

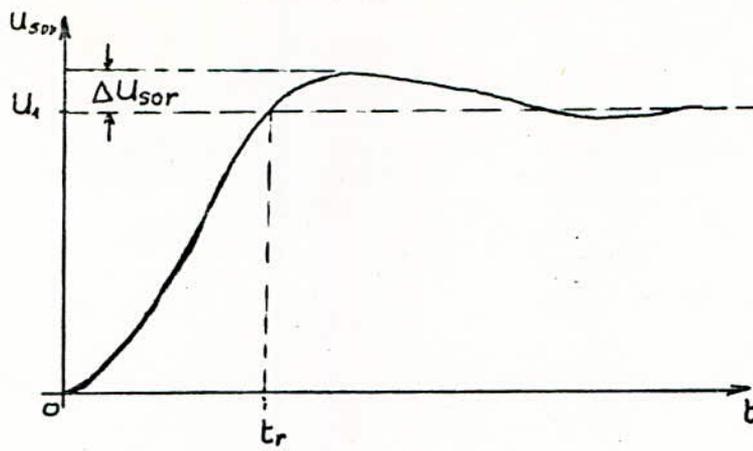


Fig III.1. Courbe de réponse optimale

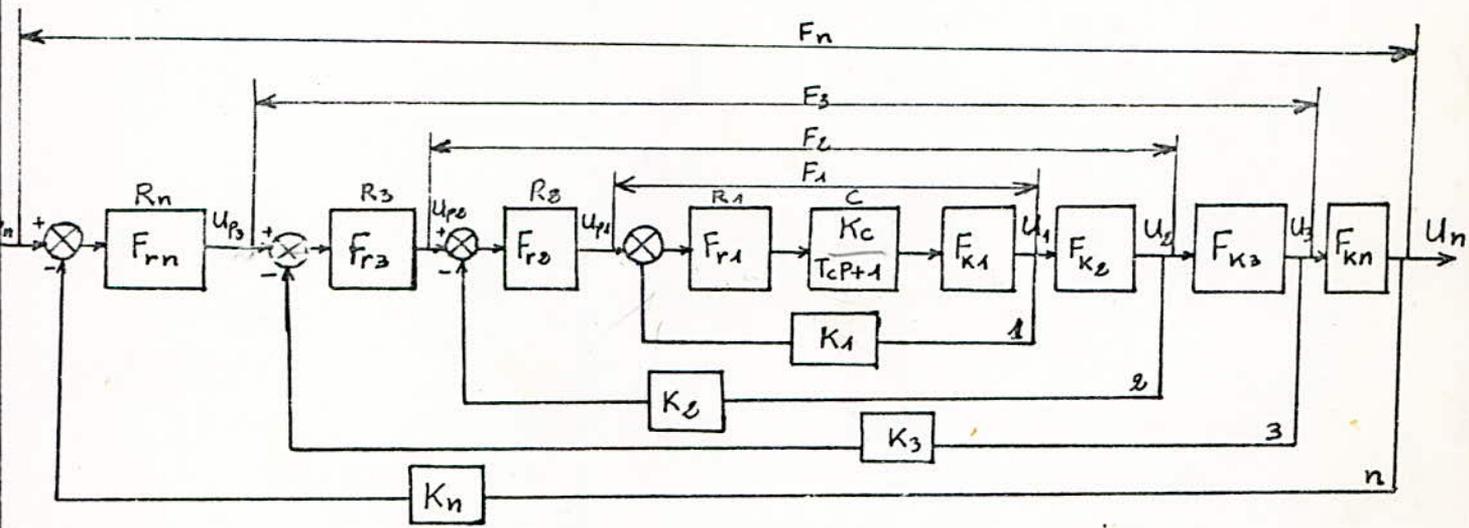


Fig III.2. Schéma fonctionnel multibouclé type pour régulation en cascade.

C - convertisseur ; $K_1, K_2, K_3, \dots, K_n$ sont des coefficients d'asservissement retour ;

$F_{K1}, F_{K2}, F_{K3}, \dots, F_{Kn}$ sont les fonctions de transfert des objets de la régulation c'est-à-dire les constantes de temps qu'il faut compenser ;

$F_1, F_2, F_3, \dots, F_n$ sont les fonctions de transfert des boucles fermées ;

$F_{R1}, F_{R2}, F_{R3}, \dots, F_{Rn}$ sont les fonctions de transfert des régulateurs $R_1, R_2, R_3, \dots, R_n$

$U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, \dots, U_{pn}$ sont les signaux de référence des boucles ;

$U_1, U_2, U_3, \dots, U_n$ sont les signaux de sortie des boucles ;

$\frac{K_c}{T_c P + 1}$ est la fonction de transfert du convertisseur.

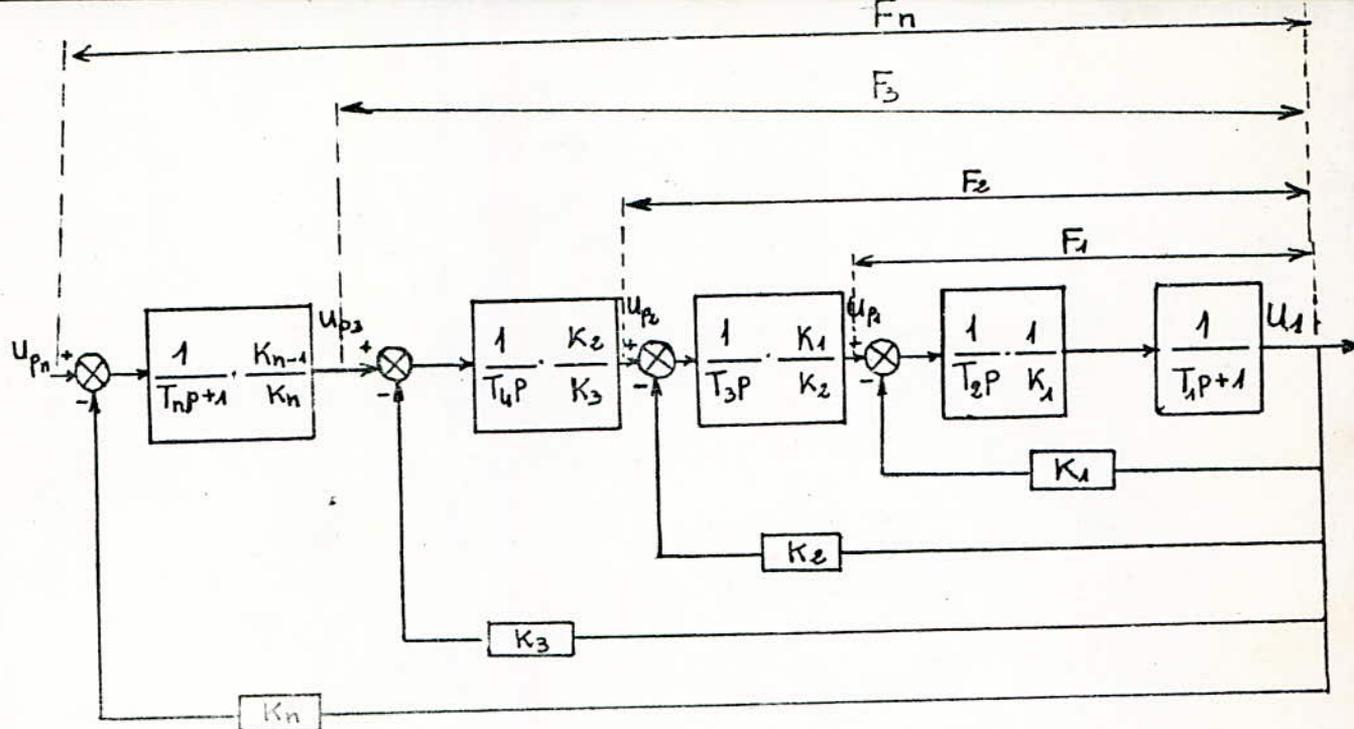


Fig. III.3. Structure optimale du système multibouclé à régulation en cascade.

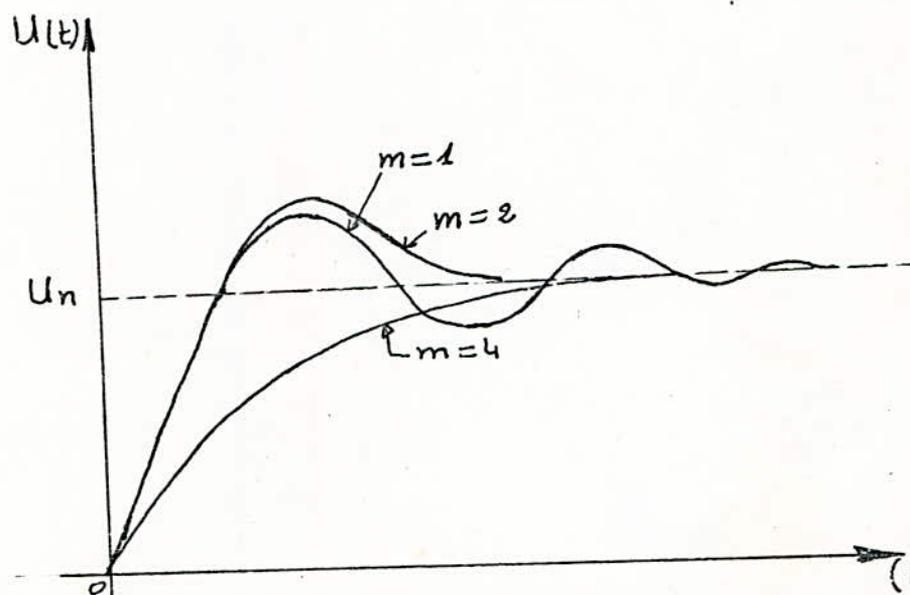


Fig. III.4. Réponse du système pour la première boucle optimisée pour différentes valeurs de $m = \frac{T_2}{T_1}$

Si $\frac{T_2}{T_1} = 2$ le régime transitoire est pseudo-périodique avec un seul dépassement (voir fig 1.)

on pose $\frac{T_2}{T_1} = m$. Plus m diminue plus la durée du régime transitoire augmente et plus l'amplitude des dépassements est élevée.

La relation optimale entre les constantes de temps n'est pas une notion absolue, mais elle dépend non seulement de la rapidité du système mais aussi de la valeur admissible de la variable, valeur qui est imposée par la construction du système.

On peut dire dès maintenant que la condition d'optimisation de la relation entre les constantes de temps est:

$$m = \frac{T_2}{T_1} = 2 \quad (2)$$

laquelle correspond aux critères d'un très grand nombre de mécanismes (en rapidité et en dépassement).

III.2.4. Fonction de transfert de la première boucle.

La relation (1) devient en tenant compte de (2)

$$\frac{U_1(p)}{U_p} = \frac{1/K_1}{2T_1 p (T_1 p + 1) + 1} \quad (3)$$

Pour cette première boucle la constante de temps la plus élevée est $2T_1$ tandis que la plus petite est T_1 .

Pour simplifier l'écriture on introduit la nouvelle variable définie par:

$$q = 2T_1 p$$

ce qui donne:

$$\frac{U_1}{U_p}(q) = \frac{1/K_1}{1 + q + q^2/2} \quad (4)$$

III.2.5. Optimisation de la deuxième boucle.

L'optimisation de la deuxième boucle s'obtient en donnant à la fonction de transfert du régulateur R_2 (de la fig 3) la forme:

$$F_{R2} = \frac{1}{T_3 p} \cdot \frac{K_1}{K_2}$$

qui est celle d'un intégrateur. La présence du coefficient de contre réaction dans la fonction de transfert de l'élément intégrateur élimine son influence sur la courbe de réponse.

La fonction de transfert de la 2^{ème} boucle à structure optimale sera

$$\frac{U_1}{U_{p2}}(p) = \frac{1/K_2}{T_{3p} [T_2 p (T_1 p + 1)] + 1} \quad (III.5)$$

en tenant compte de la condition d'optimisation

$$\frac{T_3}{T_2} = \frac{T_2}{T_1} = 2 \quad (III.6)$$

la relation (5) devient

$$\frac{U_1}{U_{p2}}(p) = \frac{1/K_2}{4T_1 p [2T_1 p (T_1 p + 1) + 1]} \quad (III.7)$$

$4T_1, 2T_1, T_1$ sont respectivement la plus grande, la moyenne et la plus petite des constantes de la deuxième boucle.

En introduisant la variable:

$$q = 4T_1 p$$

on obtiendra

$$\frac{U_1}{U_{p2}} = \frac{1/K_1}{1 + q + q^2/2 + q^3/8} \quad (8)$$

III.2.6. Optimisation de la troisième boucle

On procède de la même façon pour l'optimisation de la troisième boucle. Le régulateur R_3 a pour fonction de transfert:

$$F_{R3} = \frac{1}{T_4 p} \cdot \frac{K_2}{K_3}$$

et la contre réaction porte le coefficient K_3 . Par conséquent la fonction de transfert de la troisième boucle est:

$$\frac{U_1}{U_{p3}}(p) = \frac{1/K_3}{T_4 p \{ T_3 p \left[T_2 p (T_1 p + 1) + 1 \right] + 1 \} + 1} \quad (\text{III.9})$$

les constantes de temps T_4, T_3, T_2, T_1 vérifient la relation

$$\frac{T_4}{T_3} = \frac{T_3}{T_2} = \frac{T_2}{T_1} \quad (\text{III.10})$$

En tenant compte de la relation (10) la fonction de transfert de la troisième boucle sera:

$$\frac{U_1}{U_{p3}}(p) = \frac{1/K_3}{8T_1 p \{ 4T_1 p \left[2T_1 p (T_1 p + 1) + 1 \right] + 1 \} + 1} \quad (\text{III.11})$$

En introduisant la variable:

$$q = 8T_1 p$$

La relation (II) devient:

$$\frac{U_1}{U_{p3}}(q) = \frac{1/K_3}{1 + q + q^2/2 + q^3/8 + q^4/64} \quad (\text{III.12})$$

III.2.7. Généralisation

Pour un système à n boucles et avec la condition:

$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{T_3}{T_2} = \frac{T_4}{T_3} = \dots = \frac{T_{n+1}}{T_n} = 2 \quad (\text{III.13})$$

La fonction de transfert en boucle fermé du système à n boucle sera:

$$\frac{U_1}{U_{cn}} = \frac{1/K_n}{1 + q + q^2/2 + q^3/8 + \dots + q^{n+1}/2^{\frac{n(n+1)}{2}}} \quad (\text{III.14})$$

où $q = 2^n T_1 p$

III.2.8. Transformées inverses des fonctions de transfert.

Le tableau(1) donne les transformées inverses des fonctions de transfert(4),(8)et(12).

En représentant les courbes des transformées inverses(voir fig 5) pour $N=1,2,et3$, on constate qu'elles ont la même allure et que le premier dépassement est sensiblement le même. C'est pourquoi on peut approcher le régime transitoire d'un système à plusieurs boucles par la transformée inverse de la fonction de transfert d'un système à trois boucles.

III.3. Détermination des fonctions de transfert des régulateurs.

III.3.1. Fonction de transfert du régulateur R_1

Pour que le régime transitoire de la première boucle d'un système multiboucles (voir fig.2) soit optimal, il suffit que sa fonction de transfert en boucle ouverte soit égale à la fonction de transfert en boucle ouverte de la première boucle du système multiboucle optimisé(voir fig.3).

Ce qui se traduit par:

$$F_{r1} \cdot \frac{K_c}{1+T_2 p} \cdot F_{K1} \cdot K_1 = \frac{1}{T_2 p} \cdot \frac{1}{K_1} \cdot \frac{1}{1+T_1 p} \cdot K_1 \quad (9)$$

comme $T_2 = 2T_1$ et $T_c = T_1$, il vient que le régulateur qu'il faut introduire dans la première boucle a pour fonction de transfert:

$$F_{r1} = \frac{1}{2T_c p} \cdot \frac{1}{F_{K1}} \cdot \frac{1}{K_c \cdot K_1} \quad (III.15)$$

III.3.2. Fonction de transfert du régulateur R_2

L'optimisation de la deuxième boucle s'effectue en appliquant la même règle que pour la première boucle, de ce fait on peut écrire:

$$F_{r2} \cdot F_1 \cdot F_{K2} \cdot K_2 = \frac{1}{T_3 p} \cdot \frac{K_1}{K_2} \cdot F_1 \cdot K_2$$

Nombre de boucles	fonction de transfert $F(q)$	fonction originale $f(\tau)$	τ
1	$\frac{1}{1+q+q^{1/2}}$	$1 - e^{-\tau}(\cos\tau + \sin\tau)$	$\frac{t}{2T_c}$
2	$\frac{1}{1+q+q^{1/2}+q^{3/8}}$	$1 - e^{-2\tau} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-\tau} \sin(\sqrt{3}\tau)$	$\frac{t}{4T_c}$
3	$\frac{1}{1+q+q^{1/2}+q^{3/8}+q^{1/4}}$	$1 - e^{-2\tau} [(1-2\tau)\cos 2\tau + 2(1+\tau)\sin 2\tau]$	$\frac{t}{8T_c}$

Tableau III.1

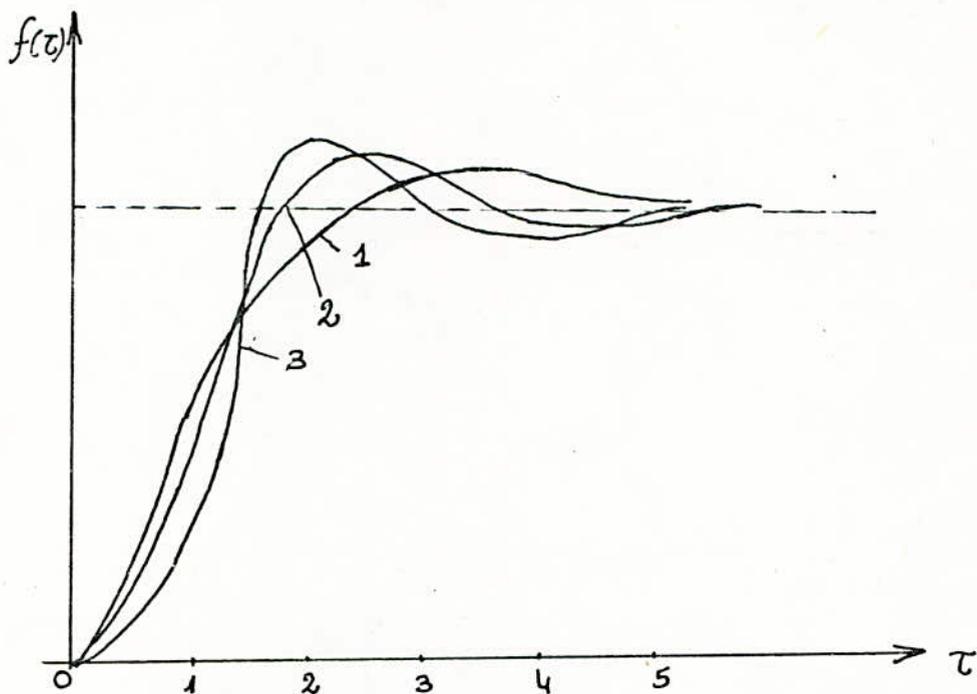


Fig. III.5. Courbes de réponses pour les systèmes optimisés avec différents nombres de boucles n
 $m = \frac{T_c}{T_d} = 2$ et courbe 1: $n=1$; courbe 2: $n=2$; courbe 3: $n=3$.

où F_1 est la fonction de transfert en boucle fermée de la première boucle du système

$$F_1 = \frac{1/K_1}{2T_c p(T_c p + 1) + 1}$$

Par conséquent le régulateur qu'il faut insérer a pour fonction de transfert:

$$F_{r2} = \frac{1}{4T_c p} \cdot \frac{1}{F_{K2}} \cdot \frac{K_1}{K_2} \quad (\text{III.16})$$

III.3.3. Fonction de transfert du régulateur R_3

En procédant de la même façon pour la troisième boucle, la comparaison des fonctions de transfert des deux systèmes donne:

$$F_{r3} \cdot F_2 \cdot F_{K3} \cdot K_3 = \frac{1}{T_4 p} \cdot \frac{K_2}{K_3} \cdot F_2 \cdot K_3$$

où F_2 est la fonction de transfert en boucle fermée de la deuxième boucle.

Et finalement la fonction de transfert du régulateur R_3 est:

$$F_{R3} = \frac{1}{8T_c} \cdot \frac{1}{F_{K3}} \cdot \frac{K_2}{K_3} \quad (\text{III.17})$$

III.3.4. Généralisation

Par la même méthode on détermine la fonction de transfert du régulateur qu'il faut introduire dans la $i^{\text{ème}}$ boucle pour optimiser son régime transitoire.

$$F_{ri} = \frac{1}{2^i T_c p} \cdot \frac{1}{f_{ki}} \cdot \frac{K_{i-1}}{K_i} \quad (\text{III.18})$$

Si les fonctions de transfert des régulateurs de chacune des variables du système multibouclé (voir fig2) vérifient les équations de (15 à 18) le régime transitoire est optimal.

III.2. Les systèmes électriques convertisseur-Moteur et génératrice-Moteur.

III.2.1. Le système de commande électrique à thyristors

III.2.1.1. Le schéma fonctionnel

La commande électrique à thyristors est représentée par le schéma fonctionnel de la figure(6).

La figure(6.a) indique le schéma fonctionnel du convertisseur C et du moteur à courant continu M; dans lequel T_c représente la constante de temps du convertisseur, T_{in} et T_m sont respectivement les constantes de temps de l'induit et électro-mécanique.

On compense généralement les constantes de temps les plus élevées, de ce fait on utilise deux boucles de régulation. La boucle interne (voir fig 6.b) sert à la régulation du courant ainsi elle comporte un régulateur de courant (RC), tandis que la boucle externe sert à la régulation de tension et comporte un régulateur de tension (RV).

Pour simplifier on prend le schéma fonctionnel de la figure (6.b)

III.2.1.2. Le régulateur de courant

En vertu de la relation (15), on choisit un régulateur de courant ayant la fonction de transfert:

$$F_{rc} = \frac{1 + T_{in}p + \frac{1}{T_M p}}{2T_c p} \cdot \frac{1}{K_c K_i} \quad (III.19)$$

Si T_M est deux fois plus grand que T_{in} ou plus, on peut négliger le troisième terme du numérateur de la relation (19); de ce fait la fonction de transfert du régulateur de courant devient:

$$F_{rc} = \frac{1 + T_{in}p}{2T_c p} \cdot \frac{1}{K_c \cdot K_i} \quad (III.19.a)$$

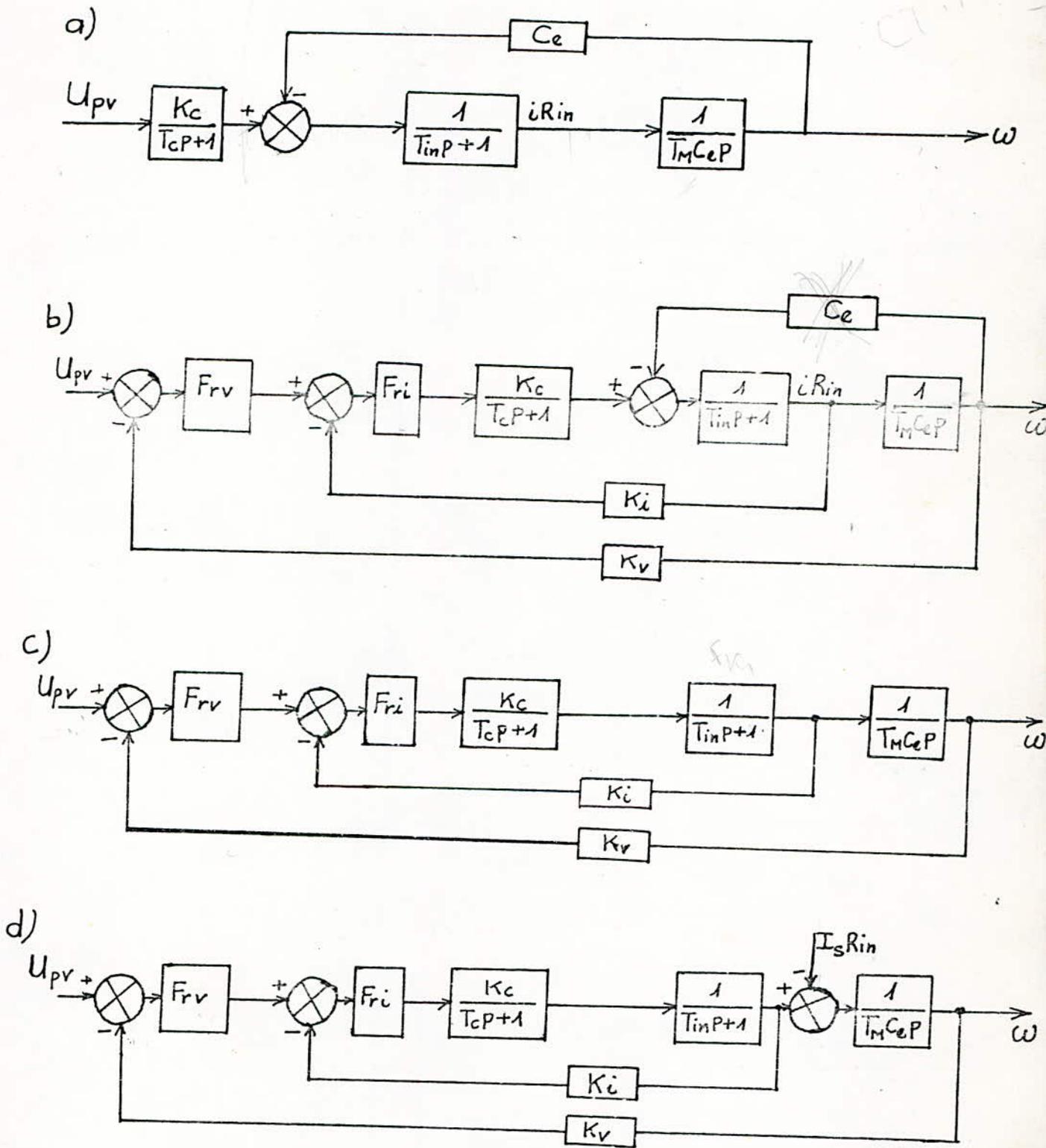


Fig. III.6. Transformation du schéma fonctionnel du système CT-M.

III.2.1.3. Le régulateur de vitesse

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est obtenue en vertu de la relation (16) dans laquelle K_1, K_2, F_{K2} seront respectivement remplacés par $K_i, K_v, \frac{1}{T_M C_e P}$, ainsi la fonction de

transfert sera:

$$F_{rv} = \frac{T_M C_e}{4T_c} \cdot \frac{K_i}{K_v} \quad (\text{III.20})$$

on précise que (C_e) est le coefficient de la f.e.m et du couple du moteur est donné par

$$C_e = \frac{E_o}{\omega_o} = \frac{M_n}{I_n}$$

E_o représente la f.e.m à vide en (V)

ω_o " la vitesse de rotation en (rd/%)

M_n " le couple nominal en (N.m)

I_n " le courant nominal du moteur en (A)

III.2.1.4. Expression de la vitesse à vide

La structure optimale du système est obtenue en remplaçant dans le schéma de la figure 6.C, les fonctions de transfert des régulateurs (F_{rc} et F_{rv}) par leurs expressions calculées plus haut; par conséquent la fonction de transfert du système sera:

$$\frac{\omega}{U_{pv}/K_v}(q) = \frac{1}{1 + q + q^2/2 + q^3/8} \quad (8.6)$$

Cependant le rapport U_{pv}/K_v n'est autre que la vitesse à vide ω_o du moteur

$$\omega_o = \frac{U_{pv}}{K_v}$$

La relation (8.6) peut s'écrire alors sous la forme

$$\frac{\omega}{\omega_o}(q) = \frac{1}{1 + q + q^2/2 + q^3/8} \quad (8.a)$$

La fonction de transfert (8.a) a pour transformée inverse:

$$\frac{\omega}{\omega_0}(\zeta) = 1 - e^{-2\zeta} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-\zeta} \sin \sqrt{3} \zeta = f_2(\zeta) \quad (\text{III.21})$$

III.2.1.5. Expression du courant appelé par le moteur à vide

En se référant à la figure (6.C) on écrit

$$\frac{\omega}{i R_{in}} = \frac{1}{T_M C_e p} \Rightarrow \omega = \frac{i R_{in}}{T_M C_e p}$$

et en introduisant la variable $q = 4T_c p$ la relation précédente devient:

$$\omega = \frac{4 T_c R_{in} \cdot i}{C_e T_M q} \quad (\text{III.22})$$

Dans le régime de court-circuit le moteur absorbe le courant I_{cc} donné par

$$I_{cc} = \frac{C_e \omega_0}{R_{in}} \Rightarrow \omega_0 = \frac{R_{in}}{C_e} \cdot I_{cc}$$

Si on porte les valeurs de ω et ω_0 dans la relation (8.a) on obtient

$$\frac{i}{I_{cc}}(q) = \frac{T_M}{4 T_c} \cdot \frac{q}{1 + q + q^2/2 + q^3/8} \quad (\text{III.23})$$

L'originale de la fonction de transfert (23) du courant est facilement déterminée en tenant compte de la relation (21), en effet il apparaît que:

$$(23) \frac{i}{I_{cc}}(\zeta) = \frac{T_M}{4 T_c} f_2(\zeta) = \frac{T_M}{4 T_c} \left[e^{-2\zeta} + e^{-\zeta} \frac{\sin(\sqrt{3}\zeta) - \sqrt{3} \cos(\sqrt{3}\zeta)}{\sqrt{3}} \right]$$

$$\text{où } \zeta = \frac{t}{4 T_c}$$

III.2.2. Le système de commande électrique par génératrice-Moteur

III.2.2.1. Le schéma fonctionnel

La figure (7.a) représente le schéma fonctionnel du système génératrice moteur sans correcteurs, qui comprend le convertisseur c, la génératrice G et le moteur M.

Il apparaît sur le schéma quatre constantes de temps: T_c la plus petite des constantes de temps, T_g , T_{in} et T_M sont les constantes de temps relativement grandes, les quelles peuvent être compensées. Par conséquent il faut trois boucles de régulation: la boucle de tension comporte un régulateur de tension (RT), la boucle de courant comporte un régulateur de courant (RC), la boucle de vitesse comporte un régulateur de vitesse (RV).

Le système de commande par (G-M) avec des régulateurs en cascade est représenté sur la figure (7.b). En négligeant l'influence de la boucle interne du moteur on peut représenter le schéma fonctionnel par la figure (7.c).

III.2.2.2. Le régulateur de tension

La fonction de transfert du régulateur de tension (F_{rt}) est donnée par la relation (15) dans laquelle F_{K1} prend la valeur:

$$F_{K1} = \frac{K_g}{T_g p + 1} \quad \text{et} \quad K_1 = K_t$$

ainsi on a:

$$F_{rt} = \frac{1 + T_g p}{2T_c p} \cdot \frac{1}{K_c \cdot K_t \cdot K_g} \quad (\text{III.25})$$

formule à perschuter?!

III.2.2.3. Le régulateur de courant

La fonction de transfert du régulateur de courant se détermine en vertu de la relation (16), où:

$$F_{K2} = \frac{1}{T_{in} p + 1}, \quad K_1 = K_t, \quad K_2 = K_i$$

par conséquent la fonction de transfert du régulateur de courant F_{rc} sera:

$$F_{rc} = \frac{T_{in} p + 1}{4T_c p} \cdot \frac{K_t}{K_i} \quad (\text{III.25.a})$$

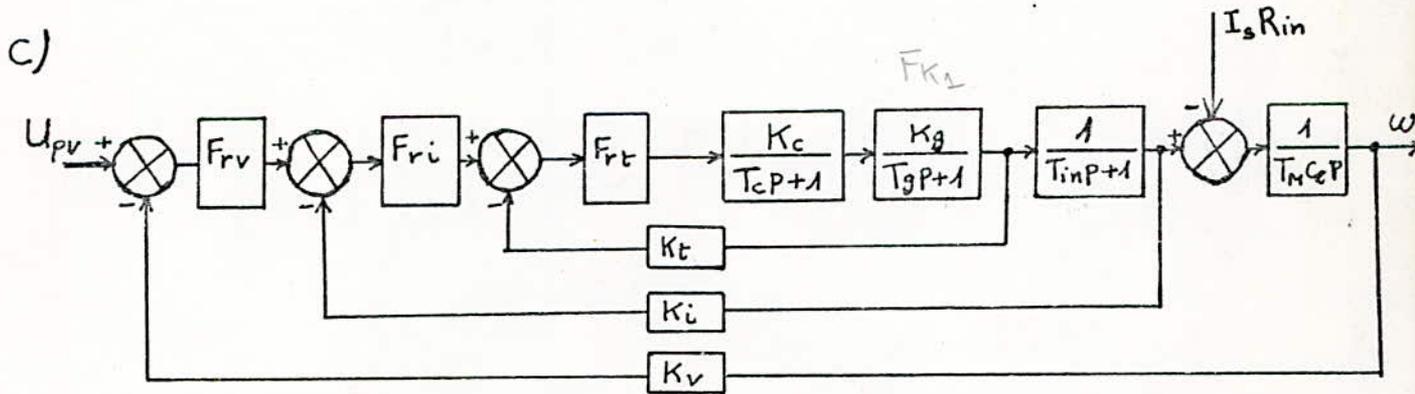
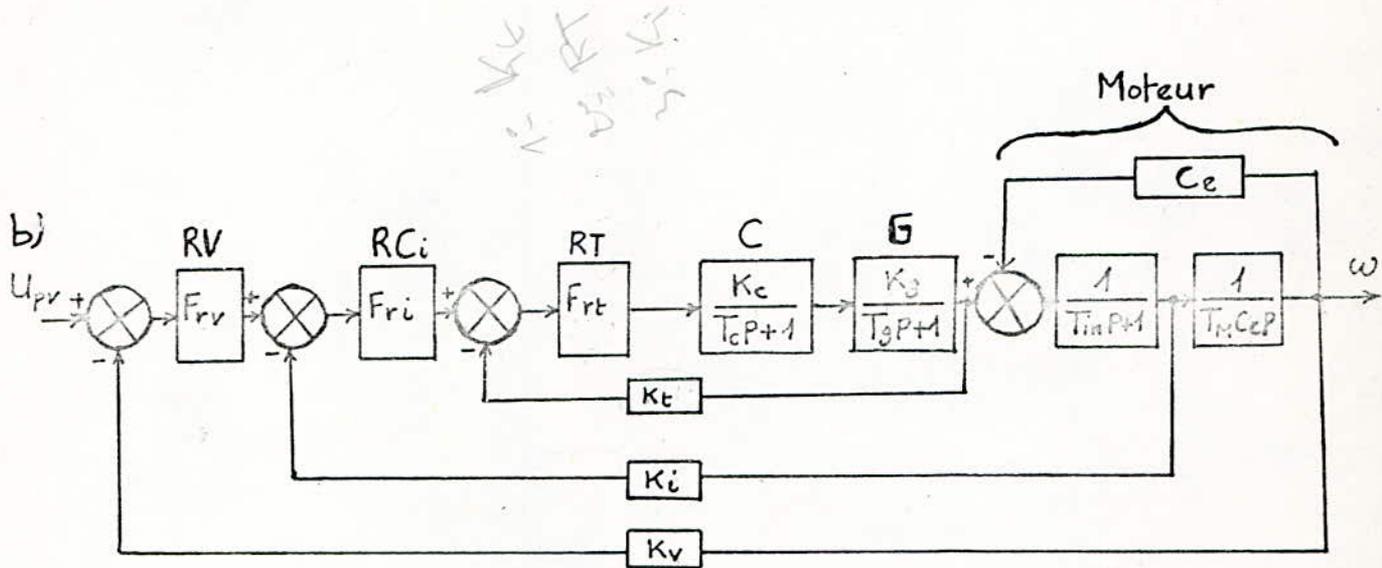
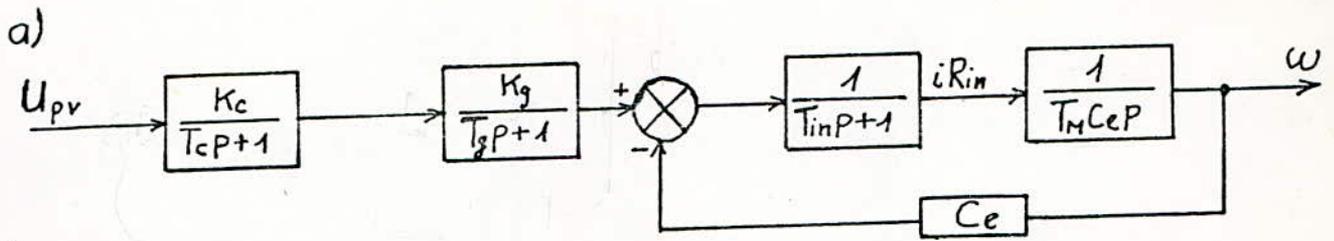


Fig. III.7. Transformation du schéma fonctionnel du système G-M

III.2.2.4. Le régulateur de vitesse

La fonction de transfert du régulateur de vitesse se détermine à partir de la relation (17) dans laquelle

$$F_{K3} = \frac{1}{C_e T_M p}, \quad K_2 = K_i, \quad K_3 = K_v$$

Ainsi la fonction de transfert du régulateur de vitesse F_{rv} est:

$$F_{rv} = \frac{C_e T_M}{8T_c} \cdot \frac{K_i}{K_c} \quad (III.26)$$

III.2.2.5. Expression de la vitesse

En introduisant les fonctions de transfert des régulateurs déterminées par les expressions (25), et (26) dans le schéma fonctionnel de la figure (7.C). Ainsi la fonction de transfert du système sera:

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{1}{1 + q + q^2/2 + q^3/8 + q^4/64} \quad (12.a)$$

cette dernière a pour originale

$$\frac{\omega}{\omega_0}(\zeta) = 1 - e^{-\zeta} \left[(1-2\zeta) \cos(2\zeta) + 2(1+\zeta) \sin(2\zeta) \right] = f_3(\zeta) \quad (III.27)$$

III.2.2.6. Expression du courant

La relation (12.a) devient en tenant compte de (22)

$$\frac{i}{I_{cc}}(q) = \frac{T_M}{8T_c} \cdot \frac{9}{1 + q + q^2/2 + q^3/8 + q^4/64} \quad (III.28)$$

Elle a pour transformée inverse

$$\frac{i}{I_{cc}}(\zeta) = \frac{T_M}{8T_c} f_3'(\zeta) = \frac{T_M}{4T_c} e^{-2\zeta} \left[(1-4\zeta) \cos(2\zeta) + 2 \sin(2\zeta) \right] \quad (III.29)$$

où $\zeta = \frac{t}{8T_c}$

III.2.3. Influence de la charge sur le fonctionnement du système

III.2.3.1. Fonction de transfert du système en présence de la charge

Le couple statique et le signal de commande sont appliqués en deux points différents du schéma fonctionnel du système, c'est pourquoi ce dernier ne se comporte pas de la même façon sous l'action de la perturbation du côté de la charge et sous l'action du signal de commande, appliqué du côté de l'entrée du système.

La fonction de transfert du système (CT-M) voir fig 6.d) en tenant compte à la fois du signal de commande U_{pv} et du signal de la perturbation $I_s R_{in}$ sera:

$$\left[(U_{pv} - \omega K_v) F_{rv} \cdot F_i - I_s R_{in} \right] \cdot \frac{1}{T_M C_e P} = \omega$$

Où F_i représente la fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de courant.

$$F_i = \frac{1}{\left[2T_c p (T_c p + 1) + 1 \right] K_i}$$

et F_{rv} représente la fonction de transfert du régulateur de vitesse.

$$F_{rv} = \frac{T_M C_e K_i}{4T_c K_v}$$

III.2.3.2. Variation de la vitesse et du courant dans le système

(CT-M) à la suite de l'application de la charge.

Pour déterminer la seule influence de la perturbation due à la charge, on considère que $U_{pv} = 0$ on désignera par $\Delta\omega$ la variation de vitesse qui correspond à l'application brusque de la charge.

$$-\Delta\omega \cdot K_v \cdot F_{rv} \cdot F_i = I_s R_{in} = T_M C_e P \cdot \Delta\omega$$

$$\text{d'où } \frac{\Delta\omega}{I_s R_{in}} = - \frac{1}{K_v \cdot F_{rv} F_i + T_M C_e P} \quad (\text{III.30})$$

En introduisant les valeurs de F_{rv} et F_i dans la relation (30) celle-ci devient:

$$\frac{\Delta\omega}{I_s R_{in}/C_e} = - \frac{4T_c}{T_M} \cdot \frac{2T_c p(T_c p + 1) + 1}{4T_c p \left[\frac{2T_c p(T_c p + 1) + 1}{4T_c p} + 1 \right]} \quad (III.31)$$

comme:

$$i R_{in} = I_s R_{in} + T_M C_e p \Delta\omega \quad (III.32)$$

En remplaçant $\Delta\omega$ dans (31) en fonction de sa valeur tirée de (32) il vient que:

$$\frac{i}{I_s}(p) = \frac{1}{4T_c p \left[\frac{2T_c p(T_c p + 1) + 1}{4T_c p} + 1 \right]} \quad (III.33)$$

En introduisant la variable q liée à p par:

$$q = 4T_c p$$

la relation (31) devient

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s}(q) = - \frac{4T_c}{T_M} \cdot \frac{1 + q + q^2/2 + q^3/8}{1 + q + q^2/2 + q^3/8} \quad (III.34)$$

$$\text{et } \frac{i}{I_s}(q) = \frac{1}{1 + q + q^2/2 + q^3/8} \quad (III.35)$$

$\Delta\omega_s$: représente la chute de vitesse naturelle (le système sans régulateur) sans l'effet de la charge statique

$$\Delta\omega_s = \frac{I_s R_{in}}{C_e}$$

$\Delta\omega$: représente la chute de vitesse instantanée

$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s}$: représente la chute de vitesse instantanée relative

$\Delta\omega_s$

selon la table des transformées de la place, la fonction (35) a pour originale

$$\frac{i}{I_s}(\zeta) = 1 - e^{-2\zeta} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-\zeta} \sin(\sqrt{3}\zeta) = f_2(\zeta) \quad (III.36)$$

Cependant la fonction(35)a pour originale

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s}(\zeta) = -\frac{4T_c}{T_M} \left[f_2(\zeta) + \frac{1}{2} f_2'(\zeta) + \frac{1}{8} f_2''(\zeta) \right]$$

après calcul il vient que

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s} = -\frac{4T_c}{T_M} \left\{ 1 - \frac{e^{-2\zeta}}{2} \left[\frac{\sin(\sqrt{3}\zeta) + \sqrt{3} \cos(\sqrt{3}\zeta)}{2\sqrt{3}} \right] \right\} \quad (\text{III.37})$$

Dans les équations (36)et(37) $\zeta = \frac{t}{4T_c}$

III.2.3.3 Variation du courant et de la vitesse d'un système (G-M) à la suite de l'application de la charge.

On procède comme précédemment pour établir les expressions de la chute de vitesse relative et du courant dans le cas du système(G-M).Cependant,il suffit d'augmenter d'un unité l'ordre des relations(34)et(35)écrites pour le système(CT-M)pour obtenir leurs homologues pour le système(G-M),néanmoins il faut prendre le facteur de proportionnalité égal à $\frac{8T_c}{T_M}$ dans la relation(34).

Les fonctions originales homologues des expressions(36)et(37)sont fonction de ζ avec:

$$\zeta = \frac{t}{8T_c}$$

III.2.3.4. Comparaison des performances des systèmes(CT-M) et(G-M)

La constante de temps la plus élevée pour le système(G-M) est égale à $8T_c$, tandis-que celle du système(CT-M) n'est égale qu'à $4T_c$; ceci signifie que le système(CT-M)est plus rapide.

Le gain statique est obtenu pour $\eta=0$ dans la relation(34).

Pour le système(CT-M): $\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s} = \frac{4T_c}{T_M} \quad (\text{III.38})$

Pour le système(G-M) $\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s} = \frac{8T_c}{T_M} \quad (\text{III.39})$

Ainsi la chute de vitesse statique relative dépend des paramètres du régulateur de vitesse et de plus elle est directement proportionnelle à constante de temps T_c/T_M .

Il apparaît aussi que la chute de vitesse statique du système (G-M) est deux fois plus grande que celle du système (CT-M).

La fonction(37)est représentée par les courbes de la figure (8) dans le cas du système(CT-M)et(G-M).Ainsi la chute de vitesse statique $\Delta\omega$ peut être plus grande que la chute de vitesse naturelle $\Delta\omega_s$; à titre d'exemple il vient que, si $T_c=0,01s$ et $T_M=0,025s$ pour le système(G-M):

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s} = \frac{8T_c}{T_M} = \frac{8 \cdot 0,01}{0,025} = 3,2$$

III.2.3.5. Remède à la chute excessive de vitesse

Si la chute statique de vitesse ne satisfait pas au critère d'exploitation du système, on recommande d'utiliser un régulateur de vitesse proportionnel integral(P.I.).

Dans ce cas le système devient astatique.

Le système astatique est obtenu soit en utilisant un régulateur de vitesse integral-proportionnel(PI), soit par une boucle de retour donnant la composante dynamique du courant(fig 9.c).

Pour le système(CT-M)astatique(fig 9.a), la fonction de transfert du régulateur de vitesse(RV)est:

$$F_{rva} = \frac{1+8T_c p}{8T_c p} \cdot \frac{T_M C_e K_i}{4T_c K_v} \quad (III.41)$$

Pour le système(G-M)astatique (fig 9.b), la fonction de transfert du régulateur de vitesse est:

$$F_{rvG} = \frac{1+16T_c p}{16T_c p} \cdot \frac{T_M C_e K_i}{8T_c K_v} \quad (III.42)$$

Les fonctions de transfert des régulateurs comprennent des éléments forcés $(1+8T_c p)$ et $(1+16T_c p)$

Lesquelles forceront les régimes transitoires des systèmes statiques sous l'action de la commande. Pour la compensation de l'influence des éléments forcés, on place à l'entrée de chaque système l'élément d'inertie EI(fig 9,a,b).

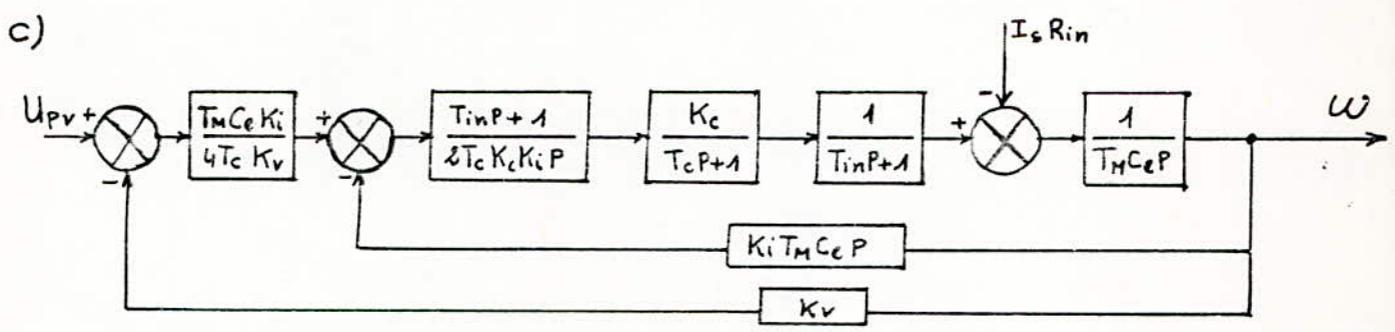
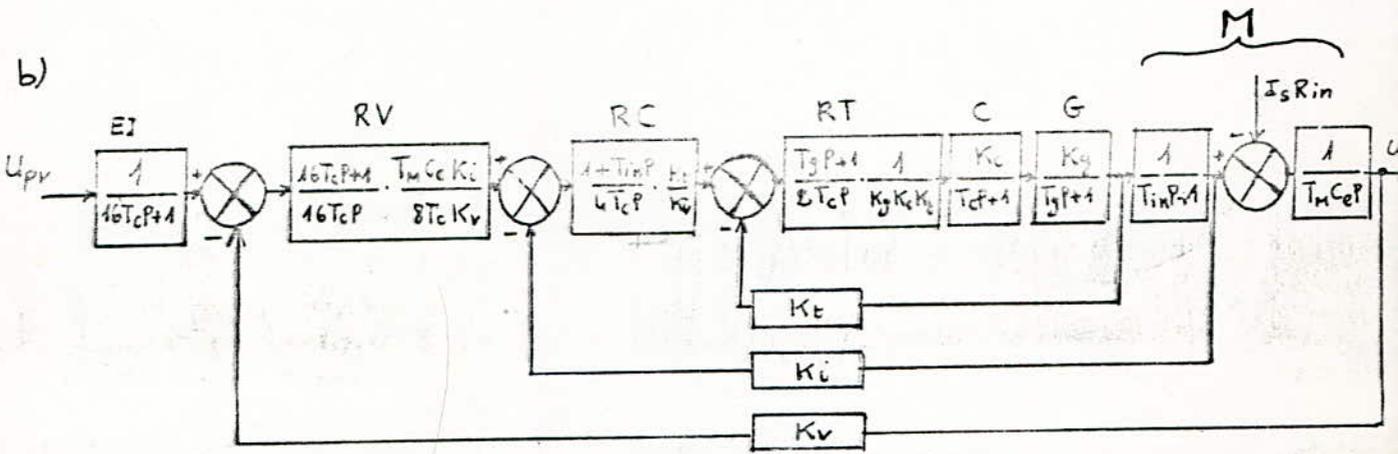
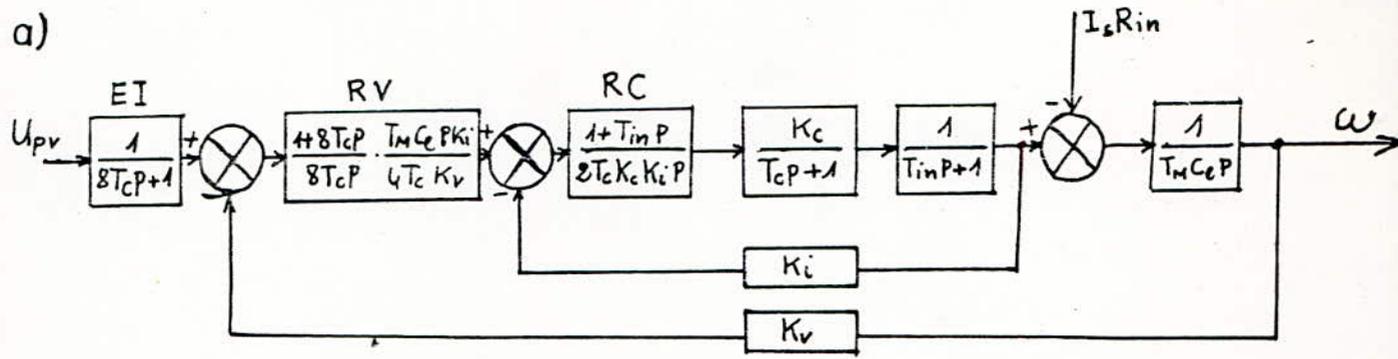


Fig III.9. Schémas fonctionnels des systèmes de régulation astatique
 a) Système CT-M avec régulateur P.I. de vitesse,
 b) Système G-M avec régulateur P.I. de vitesse,
 c) Système CT-M avec régulateur de vitesse proportionnel et asservissement de retour à composante de courant dynamique.

III.2.3.6. Les fonctions de transfert du système rendu astatique

III.2.3.6.1. Lorsque l'entrée est le signal de commande,

Les fonctions de transfert de ces systèmes lorsque on prend comme entrée la tension de commande sont déduites de la relation (12), et leurs originales sont données par la table des transformées; pour le système (CT-M) on prend $\zeta = \frac{t}{8T_c}$ tandis que pour le système (G-M) on prend $\zeta = \frac{t}{16T_c}$.

III.2.3.6.2. Lorsque l'entrée est la perturbation

La chute de vitesse relative, pour le système (CT-M) rendu astatique par la présence du régulateur P.I., lorsqu'on applique brusquement la charge sera:

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s}(p) = -\frac{8T_c}{T_M} \cdot \frac{4T_c p \left[2T_c p(T_c p + 1) + 1 \right]}{8T_c p \left\{ 4T_c p \left[2T_c p(T_c p + 1) + 1 \right] + 1 \right\} + 1}$$

la variation du courant sera:

$$\frac{i}{I_s}(p) = \frac{1 + 8T_c p}{8T_c p \left\{ 4T_c p \left[2T_c p(T_c p + 1) + 1 \right] + 1 \right\} + 1}$$

avec $q = 8T_c p$ elles deviennent:

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s} = -\frac{8T_c}{T_M} \cdot \frac{q/2 + q^2/8 + q^3/64}{1 + q + q^2/2 + q^3/8 + q^4/64}$$

$$\frac{i}{I_s}(q) = \frac{1 + q}{1 + q + q^2/2 + q^3/8 + q^4/64}$$

Leurs transformées inverses sont:

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s}(\zeta) = -\frac{8T_c}{T_M} \left[\frac{1}{2} f'_3(\zeta) + \frac{1}{8} f''(\zeta) + \frac{1}{64} f'''(\zeta) \right]$$

$$\frac{i}{I_s}(\zeta) = f_3(\zeta) + f'(\zeta)$$

On rappelle que $f_3(\zeta)$ est donnée par l'expression(27).

Après transformations il vient:

$$\frac{\Delta \omega}{\Delta \omega_s}(\zeta) = \frac{8T_c}{T_M} e^{-\zeta} \left[(1+5\zeta) \sin 2\zeta - 2\zeta \cos 2\zeta \right] \quad (III.43)$$

$$\frac{i}{I_s}(\zeta) = 1 - e^{-2\zeta} \left[(1+6\zeta) \cos 2\zeta + 2(\zeta-1) \sin 2\zeta \right] \quad (III.44)$$

$$\zeta = \frac{t}{8T_c}$$

Il est facile de voir de la relation(43) que le gain statique est nul; on parvient à la même déduction pour le système(G-M) rendu astatique(voir fig 9.b).

III.2.4. Système rendu astatique par l'introduction d'un dérivateur dans la boucle de retour du courant.

Un système doté d'un régulateur de vitesse proportionnel(p) est rendu astatique par l'introduction d'un élément dérivateur dans la boucle de retour du courant, par conséquent à l'entrée du régulateur est appliqué un signal directement proportionnel à la dérivée de la vitesse " $T_M C_e p \cdot \omega$ " (voir fig.9.C)

La fonction de transfert du système de la figure(9.C) est donnée par:

$$(III.45) \left\{ \frac{(U_{pv} - \omega K_v) \frac{T_M C_e K_i}{4T_c K_v} - T_M C_e p}{2T_c K_c K_i p} \cdot \frac{1 - I_s R_{in}}{T_c^{p+1}} \right\}$$

$$\frac{1}{T_M C_e p} = \omega$$

Comme on s'intéresse au comportement du système sous l'action de la perturbation on considère alors $U_{pv} = 0$, après quelques transformations il vient:

$$\frac{\Delta \omega}{\Delta \omega_s}(p) = - \frac{4T_c}{T_M} \cdot \frac{2T_c p (T_c p + 1)}{4T_c p \left[2T_c p (T_c p + 1) + 1 \right] + 1}$$

$$\frac{i}{I_s}(p) = \frac{1 + 4T_c p}{4T_c p \left[-2T_c p(T_c p + 1) + 1 \right] + 1}$$

avec $q = 4T_c p$, ces relations deviennent

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0}(q) = -\frac{4T_c}{T_M} \cdot \frac{q/2 + q^2/8}{1 + q + q^2/2 + q^3/8}$$

$$\frac{i}{I_s}(q) = \frac{1 + q}{1 + q + q^2/2 + q^3/8}$$

leurs transformées inverses seront

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s}(\zeta) = -\frac{4T_c}{T_M} \left[\frac{1}{2} f_2'(\zeta) + \frac{1}{8} f_2''(\zeta) \right]$$

On rappelle que $f_2(\zeta)$ est donnée par la relation(21), ainsi

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s}(\zeta) = -\frac{2T_c}{T_M} \left[e^{-2\zeta} - e^{-\zeta} \{ \cos(\sqrt{3}\zeta) - \sqrt{3} \sin(\sqrt{3}\zeta) \} \right] \quad (\text{III.46})$$

$$\frac{i}{I_s}(\zeta) = 1 + e^{-\zeta} - 2e^{-\zeta} \cos(\sqrt{3}\zeta) \quad (\text{III.47})$$

où

$$\zeta = t/4T_c$$

Il est facile de voir à partir de la relation(46) que le gain statique est nul.

III.2.5. Comparaison des deux méthodes imposant l'astatisme au système.

Les graphes des fonctions(43), (44), (46) et (47) sont représentés sur la figure(10); ils donnent la variation de la vitesse relative $\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s}$ et celle du courant relatif $\frac{i}{I_s}$: lorsqu'on charge brusquement le moteur, en premier lieu lorsque le système est doté d'un régulateur de vitesse "P.I." et en second lieu avec un retour à courant dynamique.

En comparant la courbe de la fonction(43) pour un système avec un régulateur de vitesse "P.I.", à la courbe de la fonction (46) pour un système avec un régulateur de vitesse "P" mais à retour de courant dynamique; il apparaît nettement que le système avec régulateur "P" est deux fois plus rapide que le système avec

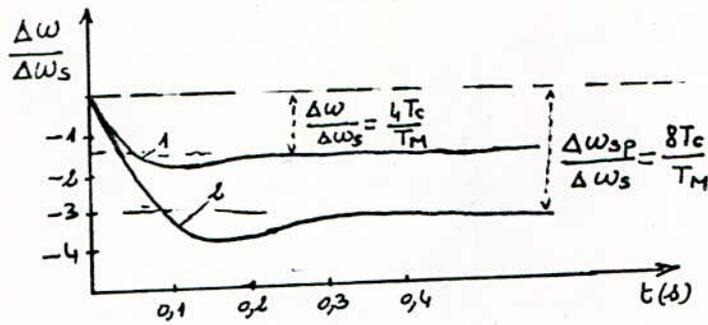


Fig. III. 8. Chute de vitesse relative lorsque le moteur est chargé;
courbe 1 pour le système CT-M, 2 pour le système G-M.

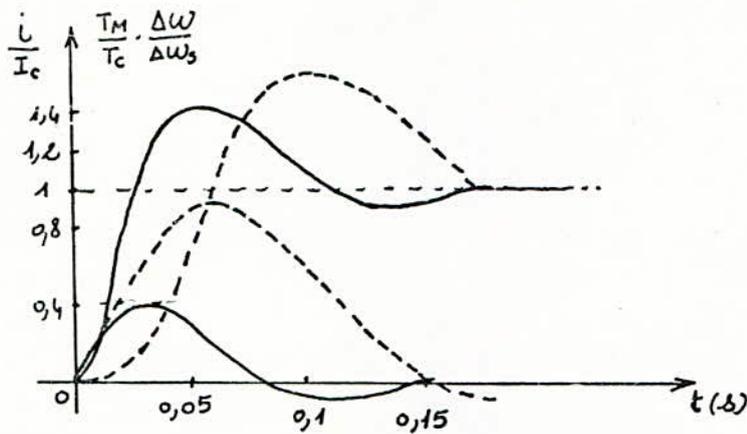


Fig. III. 10. Courbes de variation du courant et de la vitesse
pour le système astatique lorsqu'on applique la charge
--- pour le système avec régulateur de vitesse P.I. ,
— pour le système avec régulateur de vitesse P mais avec un
asservissement de retour par le courant dynamique.

régulateur "P.I" de plus sa chute de vitesse $\Delta\omega$ est deux fois plus petite que celle de ce dernier, et ceci pour un même dépassement en courant.

La présence de l'élément $(1+4T_cP)$ provoque l'augmentation du dépassement en courant sous l'action de la charge.

En effet pour un système astatique le dépassement est de 42% tandis que pour un système statique il est de 8%.

Dans certains cas pratiques, par exemple les systèmes de commande en métallurgie, il n'est pas nécessaire que le gain statique soit nul, mais on veille surtout à ce que le dépassement en courant n'excède pas un certain seuil, c'est pourquoi on utilise un régulateur de vitesse dont la capacité est shuntée par une résistance variable (voir fig.II).

III.2.6. Régulateur de vitesse avec capacité shuntée par une résistance.

La fonction de transfert en régime permanent du régulateur de vitesse avec capacité shuntée sera:

$$(III.48) \quad F_{rsh} = F_{rv}(1+p_{sh}) ; \text{ ou } p_{sh} = \frac{r_{sh}}{R_o}$$

r_{sh} : la résistance shuntant la capacité

R_o : la résistance de sortie du régulateur

On sait que la chute de vitesse relative en régime permanent pour le système avec régulateur de vitesse proportionnel est donnée par:

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_s} = \frac{1}{F_{rv}} \cdot \frac{K_i C_e}{K_v} = \frac{4T_c}{T_M} \quad (III.49)$$

elle devient pour le système avec régulateur dont la capacité est shuntée

$$\frac{\Delta\omega_{sh}}{\Delta\omega_s} = \frac{1}{F_{rsh}} \cdot \frac{K_c C_e}{K_v} \quad (III.50)$$

En vertu des relations (48), (49) et (50) il vient:

$$\Delta\omega_{sh} = \Delta\omega \cdot \frac{1}{1+p_{sh}} \quad (III.51)$$

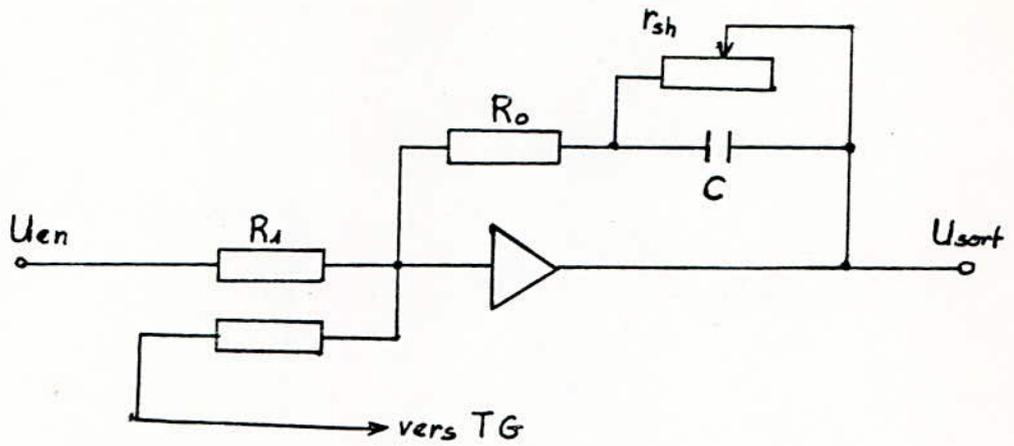


Fig. III.11. Schéma du régulateur de vitesse P.I. dont la capacité est shuntée par une résistance.

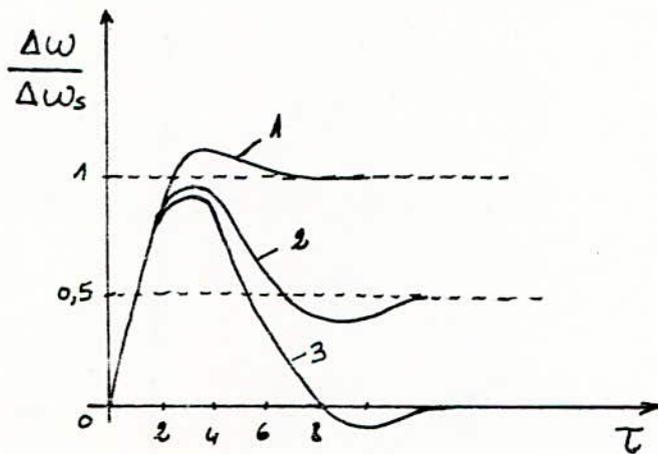


Fig. III.12. Courbes de chute de vitesse lorsque le moteur est chargé pour différentes valeurs de la résistance du shunt:
 courbe 1: système avec régulateur de vitesse "P" ($\rho_{sh}=0$),
 courbe 2: système avec régulateur de vitesse dont $\rho_{sh}=1$,
 courbe 3: système avec régulateur de vitesse "P.I." ($\rho_{sh}=\infty$).

$\Delta\omega_{sh}$:représente la chute de vitesse en régime permanent lorsque le régulateur est à capacité shuntée.

$\Delta\omega_s$:représente la chute de vitesse pour un régulateur de vitesse proportionnel.

Si $\Delta\omega_{sh}$ est connu, il est possible de calculer $\rho_{sh} = \frac{r_{sh}}{R_0}$

en utilisant la relation (51).

La figure (12) représente les courbe $\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_{sp}} = f(\zeta)$ pour différentes valeurs de ρ_{sh} (0,1, ∞); on constate que la chute de vitesse relative en régime permanent dépend de ρ_{sh} , et elle est égale respectivement à 1,0,5, et zéro pour ρ_{sh} égal à (0,1, ∞).

III.3. Le réglage du courant d'induit du moteur /// +

III.3.1. Introduction

Le réglage du courant, dans un système de commande CT-M peut être à simple voie ou à double voie. Le système de réglage à une seule voie se fait uniquement par le courant d'induit, le mode de réglage à deux voies se fait par le courant d'induit du moteur et par le courant de circulation.

III.3.2. Le système de régulation du courant à simple voie.

III.3.2.1. Description du système

Le schéma de principe d'une régulation de courant à une seule voie est indiquée par la figure(13.a).

A l'entrée du régulateur de courant (R_{ci}) est appliquée la tension dont la valeur est la différence entre la tension de consigne et la tension délivrée par le capteur de courant (CC_i). Le signal de sortie du régulateur est appliqué aux blocs de commande des gachettes ($SC_{av} - SC_{ar}$).

Deux thyristors de chaque groupe redresseur sont reliés au même enroulement secondaire du transformateurs (T_r), ils constituent deux boucles pour le courant de circulation.

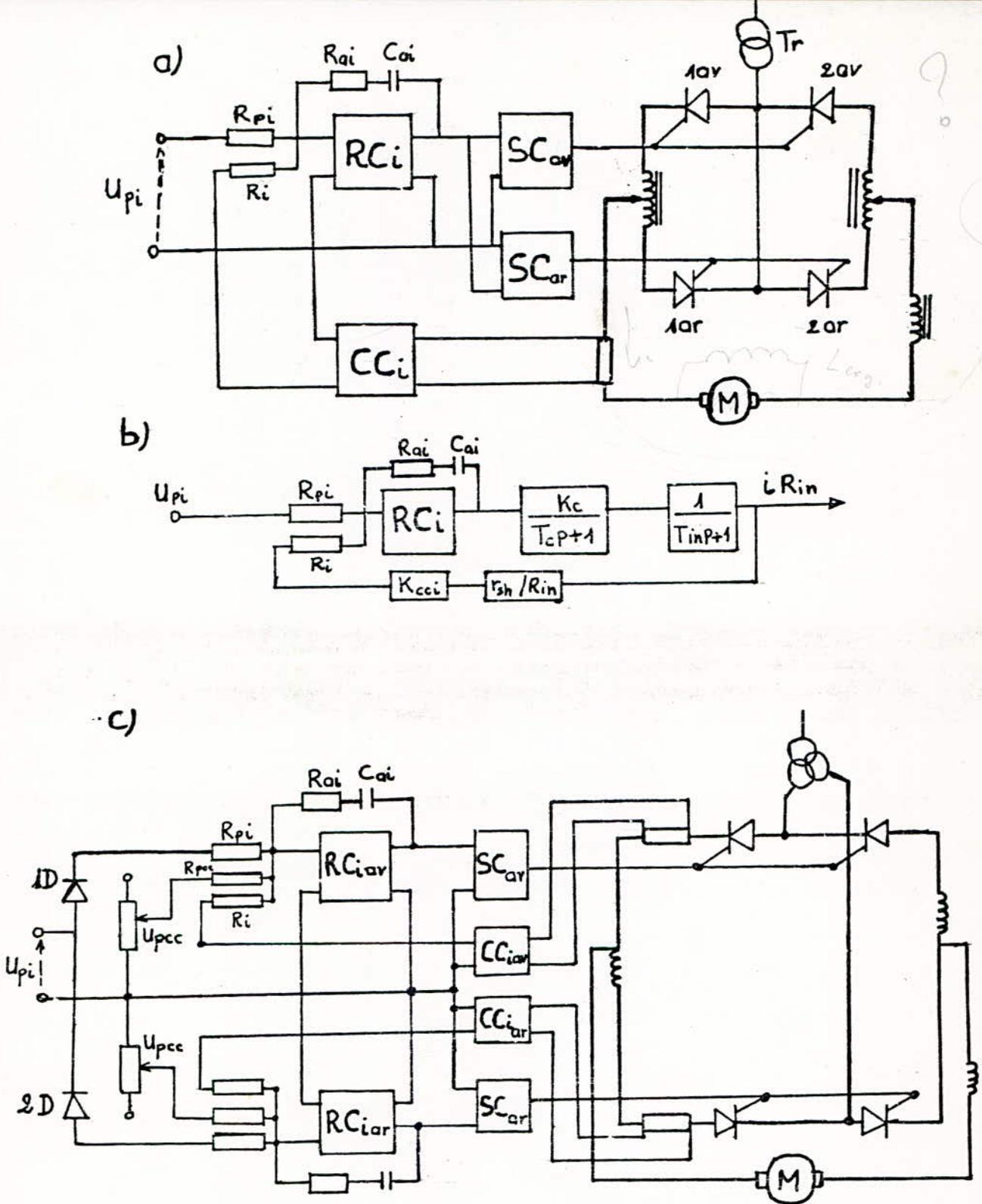


Fig III. 13. a) Schéma de principe de la régulation de courant à simple voie ; b) Son schéma fonctionnel ; c) Schéma de principe de la régulation du courant à deux voies avec réglage du courant de circulation.

Il faut quatre bobines (1BR, 2BR, 3BR, 4BR) de même réactance pour limiter le courant de circulation.

La première boucle de courant comprend les réactances (1BR, 2BR) et les soupapes (1av, 1ar); la deuxième boucle de courant est constituée par les réactances (2BR, 4BR) et les soupapes (2av, 2ar). Pour le lissage de la tension redressée on utilise la self de filtrage S.F.

Le courant du moteur, lequel est mesuré à l'aide du shunt R_{shin} , est appliqué à l'entrée du régulateur de courant (RC) après avoir traversé le capteur (CC_i).

III.3.2.2. Le régulateur de courant

Le schéma fonctionnel permettant de faire les calculs pour la régulation à une seule voie est donné par la figure (13.b). Il ne faut pas perdre de vue que la fonction de transfert du régulateur de courant est donnée par la relation (19.b), par conséquent la fonction de transfert pour la boucle fermée du courant est

$$\frac{iR_{in}}{U_{pi}} = \frac{1}{\left[2T_{cp}(T_{cp}+1)+1 \right] K_i} \quad (III.52)$$

En régime permanent correspondant au courant maximal on peut écrire

$$K_i = \frac{U_{pimax}}{I_{max} R_{in}} \quad (III.53)$$

où $U_{pimax} \leq 24(V)$; $I_{max} = \lambda I_n$

λ étant le coefficient de surcharge du moteur.

Pour le calcul des éléments du régulateurs de courant, on part de l'équivalence:

$$\frac{1+T_{in}p}{2T_{cp}} \cdot \frac{1}{K_c K_i} = \frac{R_{ai} + \frac{1}{C_{aip}}}{R_{pi}} \quad (III.54)$$

La partie de gauche est la fonction de transfert du régulateur d'après(19.a), la partie de droite est la fonction du régulateur représentée par ces éléments.

De la relation(54) on peut conclure que:

$$R_{pi} = 2T_c K_c K_i / C_{ai} \quad (III.55)$$

$$R_{ai} = T_{in} / C_{ai} \quad (III.56)$$

Pour déterminer les valeurs de R_{pai} et R_{ai} , on fixe la valeur de la capacité dans la limite (0,1 à 2 μ F).

D'après la figure(13.b) il est facile de déterminer le coefficient K_i de la boucle de retour du courant le quel est ramené à l'échelle de la tension de consigne.

$$K_i = K_{cci} \cdot \frac{r_{shin}}{R_{in}} \cdot \frac{R_i}{R_{pi}} \quad (III.57)$$

D'où R_i la résistance à l'entrée du régulateur et placée dans la boucle de retour est de :

$$R_i = \frac{K_{cci}}{K_i} \cdot \frac{r_{shin}}{R_{in}} \cdot R_{pi} \quad (III.58)$$

K_{cci} représente le gain du capteur de courant C_{ci}

r_{shin} représente la résistance placée dans le circuit d'induit.

III.3.3. Le système de régulation du courant à deux voies

III.3.3.1. Présentation et fonctionnement du système

Les systèmes de commandes électriques réversible, exigent la rapidité, la stabilité à vide, l'inversion du sens de rotation et la pause, il faut donc utiliser la régulation par courant de circulation.

Le schéma de principe de la régulation du courant à deux voies dans une commande électrique réversible est représenté sur la figure(13.C).

La régulation du courant du moteur et du courant de circulation est réalisée par une seule boucle de courant. C'est pourquoi dans le schéma de régulation du courant à deux voies, les groupes de soupapes sont alimentés par les différentes phases du transformateur et par conséquent on obtient une seule boucle de courant de circulation.

Pour la régulation du courant fonctionnel et du courant de circulation on utilise un régulateur de courant en commun (R_{ciav}) pour le fonctionnement "avant", et un autre régulateur en commun pour le fonctionnement "arrière".

A l'entrée du système de régulation du courant est appliquée la consigne de courant du moteur U_{pi} , grâce à la présence des diodes (1D et 2D), le signal U_{pi} agit sur le groupe qui doit travailler en redresseur. Les signaux de consigne du courant de circulation U_{pcc} sont appliqués en même temps à l'entrée des deux régulateurs de courant, néanmoins un seul régulateur travaille à la fois en régime de redressement. Les signaux du courant de circulation appliqués à l'entrée du régulateur ont pour rôle, lors de l'absence de la consigne du courant du moteur ($V_{pi}=0$) de maintenir les deux groupes de soupapes en régime de redressement.

Lorsque le moteur tourne dans le sens "avant", le signal de commande du courant d'induit du moteur U_{pi} est appliqué à l'entrée du régulateur à travers la diode (1.D).

Le signal de commande appliqué à l'entrée du régulateur RC_{iar} reste constant est égale à U_{pcc} , le circuit du signal de commande U_{pi} est ouvert lorsque la diode (2D) conduit. Le groupe (1ar-2ar) passe en régime d'onduleur grâce à la contre réaction du courant de circulation à travers la résistance d'entrée R_i du régulateur de courant (RC_{iar}).

Les sens de l'action des signaux sont indiquées par les flèches sur la figure (13,C.). Les flèches dirigées vers la droite indiquent l'action des signaux en régime redresseur, tandis que les flèches dirigées vers la gauche indiquent l'action des signaux en régime onduleur.

La résistance d'entrée du régulateur de courant dans le circuit de commande du courant de circulation pour le système à deux voies de courant est:

$$R_{pcc} = \frac{U_{pcc} \cdot R_i}{r_{shin} \cdot K_{cci} I_{cci}} \quad (III.59)$$

où I_{cci} :représente la valeur moyenne du courant decirculation;
il est égal à 10 à 15% I_n du moteur

U_{pcc} :la tension de commande du courant de circulation,elle est
de 2à 5(v) si $R_{pcc} \leq 100$ à $200k \geq$

III.4. La régulation de la vitesse du moteur

III.4.1. Présentation des différentes méthodes

Si la qualité exigée à la régulation dans une commande électrique,est assez sévère,il est nécessaire de procéder à une régulation de la vitesse et ce la par une boucle de retour de vitesse.Dans les cas simples,la régulation peut se faire par un retour en f.e.m du moteur ou par un retour en tension.

III.4.2.Système de régulation avec boucle de retour de vitesse.

III.4.2.1. Le principe de cette régulation

La figure(14.a)représente le schéma de principe du système de régulation astatique de vitesse.Le signal de consigne U_{pv} est appliqué à l'entrée du régulateur de vitesse RV à travers la résistance d'entrée R_{pv} .Le système de régulation de la charge est statique du fait que le régulateur est de la classe P.

La valeur de sortie du régulateur de vitesse est appliquée à l'entrée du régulateur de tension R_{ci} ,dont la sortie agit sur les blocs de commande des thyristors(SC_{av} et SC_{ar}).Le signal de tension proportionnel à la vitesse du moteur est fourni par la génératrice tachymetrique,lequel est appliqué à l'entrée du régulateur à travers la résistance d'entrée R_v .

III.4.2.2. Les fonctions de transfert du système.

Le système de commande de la figure(14.a)a deux boucles;la fonction de transfert de la première boucle est donnée par la réaction (19 à),alors que celle de la deuxième boucle est donnée par la relation (20)

Par conséquent la fonction de transfert du système est:

$$\frac{\omega}{U_{pv}}(p) = \frac{1/K_v}{4T_c p \left[2T_c p (T_c p + 1) + 1 \right] + 1} \quad (\text{III.60})$$

à laquelle correspond l'originale donnée par la relation(36)

$$\frac{\omega}{\omega_0}(\zeta) = 1 - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-\zeta} \sin \sqrt{3} \zeta \quad (36, a)$$

$$\text{où } \zeta = \frac{t}{4T_c}, \quad \omega_0 = \frac{U_{pv}}{K_v}$$

III.4.2.3. Détermination des éléments du régulateur

En vertu de la relation(60)en régime permanent pour la vitesse maximale du moteur, il vient que:

$$K_v = \frac{U_{pv \max}}{\omega_{\max}} \quad (\text{III.61})$$

$$U_{pv \max} \leq 24 \text{ (v)}$$

ω_{\max} : la vitesse maximale du moteur d'autre part, d'après le schéma fonctionnel de la figure(14)b), on peut écrire:

$$K_v = K_{Tg} \cdot \frac{R_{pv}}{R_v} \quad (\text{III.62})$$

où $K_{Tg} = \frac{U_{Tgn}}{\omega_{Tgn}}$ le coefficient de la génératrice tachymétrique.

U_{Tgn} représente la tension délivrée par la génératrice tachymétrique.

ω_{Tgn} représente la vitesse de rotation

En déterminant K_v d'après(61), et en donnant une valeur à la résistance d'entrée du régulateur R_{pv} dans les limites de 50à100Ω, en vertu de la relation '62)on détermine finalement la valeur de la résistance R_v . Pour déterminer la valeur de la résistance de sortie du régulateur de vitesse on utilise l'égalité

$$\frac{T_{M^c}}{4T_c} \cdot \frac{K_i}{K_v} = \frac{R_{rv}}{R_{pv}} \quad (\text{III.63})$$

La partie de droite de la relation(63) représente la fonction de transfert du régulateur de vitesse d'après la relation(20), la partie de gauche représente la fonction de transfert du même régulateur en tenant compte de sa conception.

En vertu de (63)ou en déduit que :

$$R_{rv} = \frac{T_M C_e}{4T_c} \cdot \frac{K_i}{K_v} \cdot R_{pv} \quad (\text{III.64})$$

Dans le cas où le système est astatique, c'est à dire que le régulateur est de la classe(P.I.), la fonction de transfert sera déduite de la relation(41). Les éléments du régulateur se déterminent en tenant compte de l'équivalence:

$$\frac{T_M C_e K_i}{4T_c K_v} + \frac{T_M C_e K_i}{4T_c K_v} \cdot \frac{1}{8T_{cp}} = \frac{R_{rv}}{R_{pv}} \cdot \frac{1}{C_{rv} \cdot R_{pv}^P} \quad (\text{III.65})$$

La partie de droite de la relation(65)représente la fonction de transfert du régulateur, la partie de gauche est la fonction de transfert de ce dernier en tenant compte de ces éléments.

En vertu de la relation(65), il vient que

$$R_{pv} = \frac{32 T_c^2 K_v}{C_{rv} \cdot T_M \cdot C_e \cdot K_i} \quad (\text{III.66})$$

$$R_{rv} = \frac{8 T_c}{C_{rv}} \quad (\text{III.67})$$

La résistance d'entrée du régulateur de vitesse P.I. est déterminée selon(62) dans laquelle R_{pv} est prise selon(66).

III.4.3. Système de régulation avec retour de f.e.m

III.4.3.1. Présentation du système.

La réalisation d'un système de commande par asservissement de la f.e.m nécessite un dispositif pour mesurer la f.e.m. La figure(16)représente le schéma de la mesure de la f.e.m du moteur qui se fait à l'aide du potentiomètre mais celle-ci relève la tension γU_M donnée par:

$$\gamma U_M = \gamma e_M + (1 + T_{ap}) \gamma i R_a \quad (\text{III.68})$$

U_M : la tension aux bornes de l'induit du moteur

i : le courant dans l'induit

$T_a = L_a$ constante de temps électromagnétique

L_a : inductance de l'induit du moteur

R_a : résistance de l'induit

$$\gamma = \frac{R_{p1}}{r_{p1} + R_{p2}} \quad (\text{voir fig 16.})$$

Le courant d'induit est mesuré par la chute de tension dans la résistance r_{shin} .

Le signal négatif de la tension et le signal positif du courant sont appliqués par des voies différentes à l'entrée du capteur de la f.e.m "CE" qui est un amplificateur opératinnel de courant, dont l'entrée est séparée de la sortie par la résistance R_{ace} .

Dans le circuit de tension, entre le potentiomètre du moteur et le capteur "CE", est inséré le filtre " $R_{fce} - C_{fce}$ ", qui joue le rôle d'un élément à inertie avec une constante de temps " T_a ".

Le filtre " $R_{fce} - C_{fce}$ " est constitué de deux résistances de même valeur $R_{fce}/2$ entre lesquelles se trouve le condensateur de capacité C_{fce} .

III.4.3.2. Méthode pour obtenir le signal proportionnel à la f.e.m.

Le filtre " $R_{fce} - C_{fce}$ " répond aux équations

$$\gamma U_M = I_1 \cdot \frac{R_{fce}}{2} + I_c \cdot \frac{1}{C_{fce} \cdot p} \quad (\text{III.69})$$

$$\gamma U_M = I_1 \cdot \frac{R_{fce}}{2} + I_2 \cdot \frac{R_{fce}}{2} + I_2 \cdot R_o \quad (\text{III.70})$$

$$I_1 = I_2 + I_c \quad (\text{III.71})$$

R_c : résistance interne du capteur

I_1, I_2 : respectivement les courants d'entrée et de sortie du capteur "CE"

I_c : le courant à travers la capacité C_{fce}

En résolvant le système (67) à (71); il vient

$$\gamma U_M = \left[\underline{1} + \frac{R_c}{R_{fce}} \left(1 + \frac{C_{fce} R_{fce}}{2} \cdot p + \frac{C_{fce} + R_{fce}}{4} \cdot p^2 \right) \right] \underline{U_{sorf}} \quad (III.72)$$

La résistance interne R_c du capteur est très faible devant la résistance R_{fce} à l'entrée du capteur, c'est pourquoi on néglige le terme du milieu de la relation (72), par conséquent la fonction de transfert du filtre sera:

$$\frac{U_{sorf}}{\gamma U_M} = \frac{1}{1 + T_a p} \quad (III.73)$$

Les paramètres du filtre se déterminent de l'équation

$$\frac{C_{fce} R_{fce}}{4} = T_a \quad (III.74)$$

En donnant à C_{fce} une valeur, et connaissant T_a , on détermine R_{fce} .

Le signal de tension devient à la sortie du filtre:

$$\frac{\gamma U_M}{1 + T_a p} = \frac{\gamma e_M}{1 + T_a p} + \gamma i R_a \quad (III.75)$$

Le signal résultant appliqué à l'entrée du capteur de f.e.m "RE" sera

$$U_{cc} = - \left(\frac{\gamma e_M}{1 + T_a p} + \gamma i R_a \right) K_{tce} + i r_{sh} K_{ice} \quad (III.76)$$

où $K_{tce} = \frac{R_{oce}}{R_{fce}}$ et $K_{ice} = \frac{R_{oce}}{R_{ice}}$ sont respectivement

les coefficients d'amplification pour la tension et pour le courant.

R_{oce} : la résistance à la sortie du capteur CE

R_{fce} : la résistance à l'entrée du capteur pour le signal de tension

R_{ice} la résistance à l'entrée du capteur CE pour le signal du courant .

Si on choisit:

$$\gamma i R_a \cdot \frac{R_{oce}}{R_{fce}} = r_{shin} \cdot \frac{R_{oce}}{R_{ice}} \quad (III.77)$$

par conséquent la relation(76) devient:

$$U_{ce} = - \frac{\gamma e_M}{1 + T_{ap}} \cdot K_{ice} \quad (III.78)$$

La relation(78)nous permet d'affirmer que la mesure de la f.e.m du moteur est ainsi réalisée avec un retard dans le temps déterminé par la constante de temps T_a .

La résistance R_{ice} , à l'entrée du capteur "CE" et traversée par le signal du courant, est donnée par la relation(77).

$$R_{ice} = \frac{r_{shin} \cdot R_{fce}}{\gamma R_a} \quad (III.79)$$

III.4.3.3. Les fonctions de transfert du système

Le schéma fonctionnel de la figure(16.b) laisse apparaître qu'il faut un régulateur du type "p" pour ne pas compenser l'intégrateur $\frac{1}{T_{MP}}$.

Le schéma fonctionnel nous permet d'écrire:

$$(U_{pe} \cdot \frac{R_{oce}}{R_{pe}} - e_M \cdot \frac{\gamma K_t \cdot C_e}{1 + T_{ap}} \circ \frac{R_{oce}}{R_e}) F_i \cdot \frac{1}{T_{M \cdot P}} = e_M \quad (III.80)$$

où U_{pe} la tension de consigne de la f.e.m du moteur

R_{pe} : la résistance à l'entrée du régulateur de f.e.m "RE"

R_e : la résistance à la sortie de "RE"

F_i : la fonction de transfert en boucle fermée de la boucle de courant.

De la relation(80), on tire la fonction de transfert du système:

$$\frac{e_M(p)}{U_{pe}} = \frac{1 + T_{ap}}{\left(\frac{T_{MP}}{F_i} \cdot \frac{1+T_{ap}}{\gamma K_t \cdot C_e} \cdot \frac{R_c}{R_{oe}} + 1 \right) \frac{R_{pe}}{R_e} \cdot \gamma K_{tce}} \quad (\text{III.81})$$

Si dans la fonction de transfert de la **boucle de courant** F_i (voir la relation 52) on néglige la constante de temps T_c , celle-ci devient:

$$F_i = \frac{1}{(2T_{cp} + 1)K_i} \quad (\text{III.82})$$

Dans ce cas la relation (81) prend la forme:

$$\frac{e_m(p)}{U_{pe}} = \frac{1 + T_{ap}}{\left[T_m \frac{K_i R_e}{K_{cci} R_{oe}} p(1+T_{ap})(1+2T_{cp}) + 1 \right] \frac{R_{pe} \gamma K_i C_e}{R_e}} \quad (\text{III.83})$$

Compte tenu du fait que:

$$(1+T_{ap})(1+2T'_{cp}) \approx 1+(2T'_c + T_a)p \quad (\text{III.84})$$

La relation (83) devient

$$\frac{e_m(p)}{U_{pe}} = \frac{1 + T_a p}{\left\{ T_M \cdot \frac{K_i R_e}{\gamma K_t C_e R_{oe}} \cdot p \cdot \left[1+(2T_{cp}+T_a)p \right] + 1 \right\} \frac{R_{pe}}{R_e} \gamma K_t C_e} \quad (\text{III.85})$$

Pour l'optimisation du système par les modalités techniques il faut que:

$$T_M \cdot \frac{K_i R_e}{\gamma K_{tce} \cdot R_{oe}} = 2(2T_c + T_a) = 2T'_c \quad (\text{III.86})$$

et en désignant

$$\gamma K_{tce} \frac{R_{pc}}{R_c} = K_t \quad (\text{III.87})$$

K_t le coefficient de la boucle de retour en tension du moteur

Ainsi, la fonction de transfert devient:

$$\frac{e_M(p)}{U_{pe}} = \frac{1 + T_{ap}}{\left[2T'_c p (T'_c p + 1) + 1 \right] K_t} \quad (\text{III.88})$$

L'introduction de la variable

$$q = 2T'_c p$$

la relation (88) se mit sous la forme

$$\frac{e_M}{U_{pe}/K_t}(q) = \frac{1 + T_a q/2T'_c}{1 + q + q/2} \quad (\text{III.89})$$

A la fonction de transfert(89) correspond l'originale:

$$\frac{e_M}{E_c}(\zeta) = f(\zeta) + f'(\zeta) \quad (\text{III.90})$$

où $\zeta = t/2T'_c$; $E_c = C\omega_0$, la f.e.m à vide

$$f(\zeta) = 1 - e^{-\zeta} (\cos \zeta + \sin \zeta) \quad (\text{III.91})$$

par conséquent:

$$\frac{e_M}{E_c}(\zeta) = 1 - e^{-\zeta} \left[\cos \zeta + \left(1 - \frac{T_a}{T'_c}\right) \sin \zeta \right] \quad (\text{III.92})$$

III.4.3.2. Les performances du système

Sur la figure(17) sont représentés: la courbe(1) donnant la variation de l'originale sans tenir compte de l'élément forcé $(1+T_a p)$, la courbe(2) lorsqu'on introduit l'élément forcé, et enfin la courbe(3) donne la variation de l'originale pour un asservissement de vitesse.

La comparaison entre les courbes(1) et(2) nous permet d'affirmer que l'élément forcé $(1+T_a p)$ accélère le régime transitoire, néanmoins la constante de temps du système est assez élevée en effet: pour $T_c = 0,01s$ et $T_a = 0,015s$ on a $T'_c = 0,035s$

Cependant le dépassement reste constant.

Mais la comparaison entre les courbes(1),(2) et(3) laisse apparaître que le régime transitoire pour le système avec asservissement par la f.e.m est beaucoup plus lent que dans un système avec un asservissement par la vitesse. Cela est dû au fait que la plus petite des constantes de temps du système à retour par la f.e.m est $(2T'_c + T_a)$, au lieu de (T_c) pour le système à retour par la vitesse.

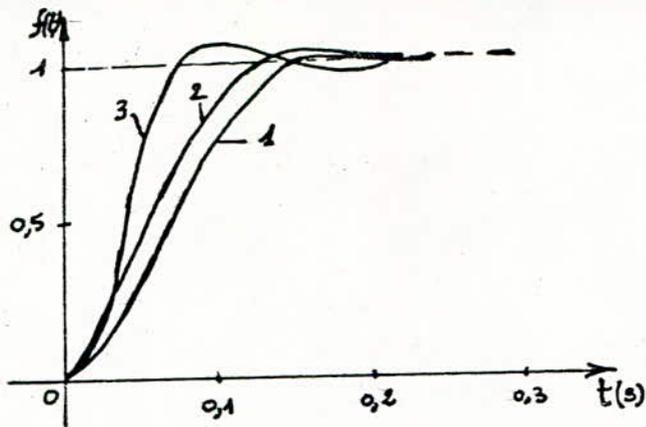


Fig. III.17. Les courbes des fonctions originales pour le système d'asservissement par la f.e.m.

Courbe 1: $f_1(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2T_c}} \left(\cos \frac{t}{2T_c} + \sin \frac{t}{2T_c} \right)$.

Courbe 2: $f_2(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2T_c}} \left[\cos \frac{t}{2T_c} + \left(1 - \frac{T_a}{T_c}\right) \sin \frac{t}{2T_c} \right]$.

Courbe 3: $f_3(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2T_c}} - e^{-\frac{t}{4T_c}} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sin \frac{t}{4T_c}$.

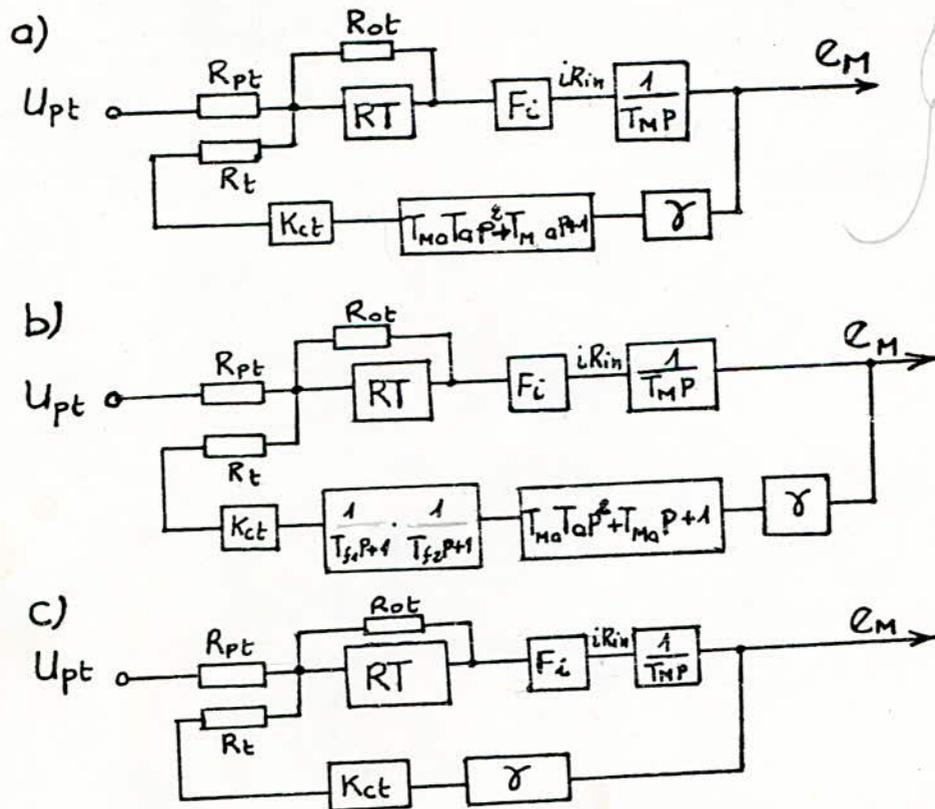


Fig. III.18. Schémas fonctionnels d'un système avec asservissement par la tension: a) sans les correcteurs, - b) avec correcteurs, c) lorsque la compensation est totale.

III.4.3.5. Détermination du régulateur

La valeur du coefficient K_t est donnée par:

$$K_t = \frac{U_{pemax}}{U_{Mmax}} \quad (III.93)$$

où $U_{pemax} \leq 24(V)$; U_{Mmax} : la tension maximale du moteur.

Des relations (86) et (87), après quelques transformations on aboutit à la fonction de transfert du régulateur de f.e.m "RE"

$$F_{RE} = \frac{R_{oe}}{R_{pe}} = \frac{T_M}{2(T_c + T_a)} \cdot \frac{K_i}{K_t} \quad (III.94)$$

En vertu de la relation (94), et en donnant à R_{pe} une valeur dans les limites de 50 à 100k Ω , on détermine la résistance à la sortie du régulateur de f.e.m (R_{oe}).

Le coefficient du potentiomètre du moteur est donné par:

$$\gamma = \frac{U_{tmax}}{U_{Mmax}}$$

$U_{tmax} = 24(V)$ tension maximale appliquée à l'entrée du capteur de f.e.m

Le coefficient d'amplification du capteur de f.e.m est:

$$K_{tce} = \frac{R_{cce}}{R_{fce}}$$

La résistance à l'entrée du régulateur de f.e.m pour le circuit de retour est déduite de la relation (87)

$$R_e = \frac{\gamma}{K_t} \cdot \frac{R_{cce}}{R_{fce}} \cdot R_{pe} \quad (III.96)$$

La relation (96) permet de déterminer la valeur de la résistance R_{cce} qui est montée au dessus du capteur de courant.

III.4.4. Le système d'asservissement de la vitesse par un retour tension

III.4.4.1. Présentation du système

La mesure de tension dans un système d'asservissement par la tension est simple, de plus ce système est plus rapide que le système d'asservissement par la f.e.m, par contre son schéma

structurel est plus compliqué et sa caractéristique mécanique est moins rigide que la caractéristique mécanique pour le système d'asservissement par la f.e.m.

La conjugaison de ces raisons fait que l'asservissement par la tension n'est appliqué à la commande électrique qui exige la rapidité et une caractéristique mécanique peu rigide.

La boucle de retour de la tension pour l'asservissement par le f.e.m peut être conservée pour un asservissement par la tension seulement on doit préciser que:

$$U_M = \left[T_{Ma} p (T_a p + 1) + 1 \right] e_M \quad (III.97)$$

où $T_{Ma} = T_M \cdot \frac{R_a}{R_{in}}$, $T_a = \frac{L_A}{R_a}$

$L_A = ?$
 $R_A = ?$

La figure(18.a)représente le schéma fonctionnel en tenant compte de la relation(97).

Tout d'abord il faut compenser l'élément dont la fonction de transfert $(1 + T_{Ma} p + T_{Ma} T_a p^2)$, ceci est réalisé en introduisant deux correcteurs dont les fonctions de transfert sont:

$$\frac{1}{T_{f1} p + 1} \quad \text{et} \quad \frac{1}{T_{f2} p + 1} \quad (\text{voir fig 18.b})$$

III.4.4.2. Conditions pour la compensation de l'élément $(1 + T_{Ma} p + T_{Ma} T_a p^2)$

La compensation est totale si et seulement si on a:

$$(1 + T_{f1} p)(1 + T_{f2} p) = 1 + T_{Ma} p + T_{Ma} T_a p^2 \quad (III.98)$$

Deux cas sont possibles

III.4.4.2.1. Premier cas: si $T_{Ma} < 4T_a$

Pour cette condition l'équation caractéristique(99)admet des racines complexes.

$$T_{Ma} p (T_a p + 1) + 1 = 0 \quad (III.99)$$

De ce fait, la condition(98)est réalisée en prenant

$$(1 + T_{f1} p)(1 + T_{f2} p) = 0 \quad (III.100)$$

l'égalité (98) s'écrit pour $T_{f1} = T_{f2} = T_f$

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

qui sera approchée si on choisit

$$T_f = \sqrt{T_{Ma} T_a} \quad (\text{III.101})$$

$$\text{soit } T_f = \frac{T_{Ma}}{2} \quad (\text{III.102})$$

Le T_f donné par (101) est plus grand que la valeur exacte recherchée pour réaliser la condition (98), mais pour T_f donné par (102), la condition n'est pas atteinte. Ce n'est seulement que lorsque $T_{Ma} = 4T_a$, les relations (101) et (102) seront identiques, que la condition (98) est satisfaite.

III.4.4.2.2. Deuxième cas: si $T_{Ma} > 4 T_a$

Pour ce cas l'équation a des racines réelles, par conséquent il est impossible de réaliser la condition (98) d'une façon précise. Pour respecter la relation (98), il faut que T_{f1} et T_{f2} soient les racines de l'équation (99) c'est à dire que

$$T_{f1,2} = \frac{T_{Ma}}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4T_a}{T_{Ma}}} \right) \quad (\text{III.103})$$

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

$$T_{Ma} T_a p^2 + T_{Ma} p + 1$$

III.4.4.3. Fonction de transfert du système compensé

Le système d'asservissement de la vitesse par un retour de la tension a pour schéma fonctionnel en définitif la figure (18.C).

$$\left[\begin{array}{c} - \\ U_{pt} \cdot \frac{R_{ct}}{R_{pt}} - \gamma K_{ct} \cdot e_M \cdot \frac{R_{ct}}{R_t} \\ - \end{array} \right] \cdot \frac{F_i}{T_{Mp}} = e_M \quad (\text{III.104})$$

U_{pt} : la tension de consigne du moteur

R_{pt} : la résistance à l'entrée du régulateur de courant par la tension de consigne

R_t : la résistance à l'entrée du régulateur de tension par le circuit de retour

R_{ct} : la résistance à la sortie du régulateur

F_i : la fonction de transfert de la boucle fermée du courant

$$F_i = \frac{1}{\left[2T_{cp} (T_{cp} + 1) + 1 \right]} K_i$$

K_{ct} : le gain du capteur de tension

Après transformations il vient

$$\frac{e_M}{U_{pt}}(P) = \frac{1}{\dots} \quad (\text{III.105})$$

$$\left\{ \frac{T_M K_i R_t}{\gamma K_{ct} R_{ot}} (P) \left[2T_{cp} (T_{cp} + 1) + 1 \right] + 1 \right\} \frac{\gamma K_{ct} R_{pt}}{R_t}$$

Si dans la relation (105) on adapte

$$\frac{T_M \cdot K_i \cdot R_t}{\gamma K_{ct} \cdot R_{ot}} = 4T_c \quad (\text{III.106})$$

et

$$\frac{\gamma K_{ct} \cdot R_{pt}}{R_t} = K_t \quad (\text{III.107})$$

la fonction de transfert sera alors

$$\frac{e_M}{U_{pt}}(P) = \frac{1}{\left\{ 4T_{cp} \left[2T_{cp} (T_{cp} + 1) + 1 \right] + 1 \right\} K_t} \quad (\text{III.108})$$

Elle correspond à la forme optimale.

Ainsi, on aboutit au fait que le système d'asservissement par la f.e.m. est aussi rapide que le système d'asservissement par la tension. Le correcteur dont la fonction de transfert est

$$\frac{1}{T_{f1}^{p+1}}, \text{ se trouve à l'entrée du capteur de}$$

tension "CT", tandis que le filtre qui a pour fonction de transfert

$$\frac{1}{T_{f2}^{p+1}}$$

est placé à l'entrée du régulateur de tension "RT".

III.4.4.4. Détermination des paramètres du régulateur

En tenant compte de la structure du filtre à l'entrée du capteur "CT" on peut écrire:

$$i_{f1} = \frac{R_{ct} \cdot C_{f1}}{4} \quad (\text{III.109})$$

La constante de temps du filtre à l'entrée du régulateur de tension "RT" s'écrit également

$$T_{f2} = \frac{R_t \cdot C_{f2}}{4} \quad (\text{III.110})$$

Le calcul des paramètres du filtre et du régulateur de tension se calculent dans l'ordre suivant: on détermine les constantes des filtres T_{f1} et T_{f2} à partir des relations (101) ou (103) sachant les valeurs de T_{Ma} et T_a .

Le coefficient de la boucle de retour de la tension K_t est donné par:

$$K_t = \frac{U_{ct \max}}{U_M \max} \quad (\text{III.111})$$

où $U_{ct \max} \leq 24(V)$

$U_M \max$: la tension maximale aux bornes du moteur

Le coefficient γ du potentiomètre se détermine par

$$\gamma = \frac{U_{ct \max}}{U_M \max}$$

$U_{ct \max} \leq 24(V)$: la tension maximale possible aux bornes d'entrée du capteur de tension.

La résistance à l'entrée du capteur de tension R_{ct} et la résistance à l'entrée du régulateur de tension par la boucle de retour sont respectivement déterminées à partir des relations (109) ou (110).

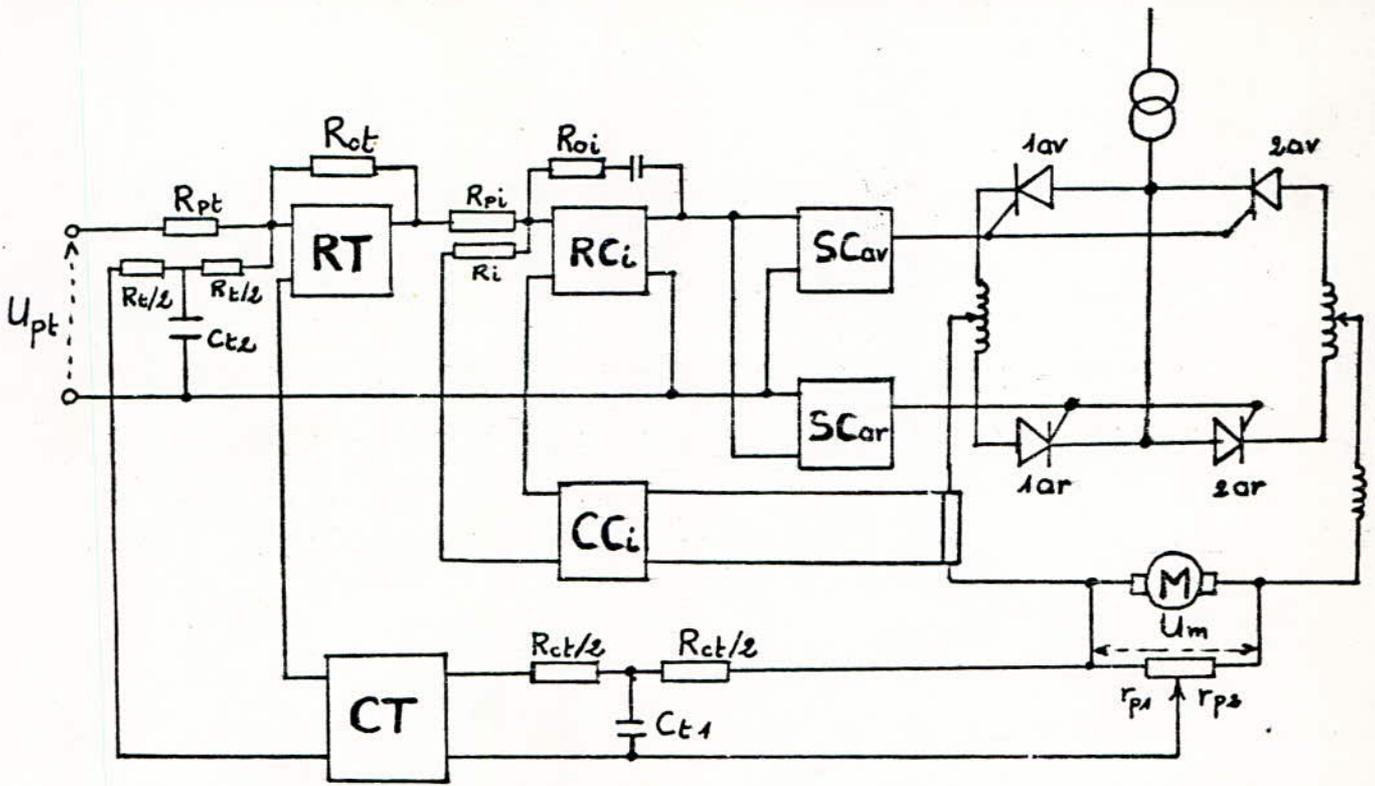


Fig. III.19. Schéma de principe pour l'asservissement de tension.

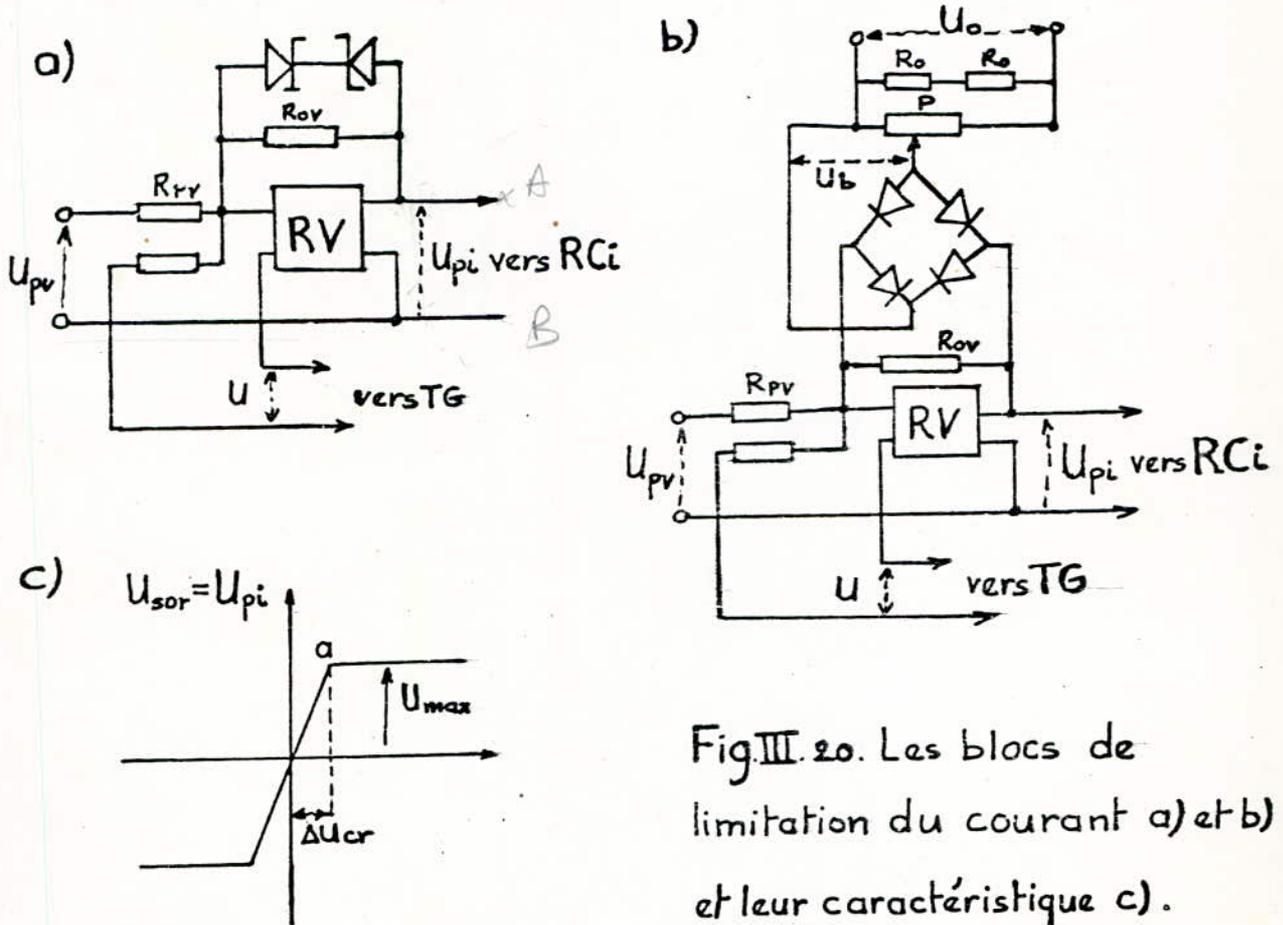


Fig. III.20. Les blocs de limitation du courant a) et b) et leur caractéristique c).

III.5. Limitation du courant et de son gradient

III.5.1. Présentation du bloc de limitation

III.5.1.1. Introduction

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 du courant, branché en parallèle avec la résistance de sortie (R_{ov}, R_{oe}, R_{ot}) du régulateur de vitesse (voir fig 14, 16, 18).

Le bloc de limitation est constitué de deux diodes zener en opposition, mais reliées en serie (fig 20 a). Il est également possible d'utiliser le pont redresseur "B" auquel est appliquée la tension de référence U_b (voir fig 20b), comme limiteur de courant.

III.5.1.2. Principe de la limitation du courant.

La limitation du courant du moteur revient à limiter la tension aux borne de la résistance R_{ov} à la sortie du régulateur de vitesse, c'est à dire à limiter la tension de sortie U_{pi} du régulateur de vitesse laquelle est appliquée à l'entrée du régulateur de courant.

à expliquer

$$U_{ov} = U_{pi} \quad (III.113)$$

La diode ziner 2 S_t est en inverse par rapport à la polarité de la tension U_{cv} . Si la tension U_{cv} est égale à la tension U_{ae} au bornes de la diode tener, celle-ci conduira, 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:

$$U_{pi} = U_{cv} = U_{ae}$$

Lorsque U_{ov} est inférieur à U_{oe} , la tension de sortie sera proportionnelle à la tension d'entrée.

Pour le schéma de la figure (20.b), la tension de sortie est comparée à la tension de référence U_b par l'intermédiaire du pont redresseur "B". Si $U_{cv} < U_b$ la limitation n'aura pas lieu, elle apparaît dès que U_{cv} sera égal à U_b , dans ce cas la tension de

sortie du régulateur U_{sort} qui est égale à U_{pi} sera indépendante de la tension d'entrée du régulateur et de plus elle sera constante:

$$U_{\text{cv}} = U_{\text{pi}} = U_b$$

III.5.2. Caractéristique du bloc limiteur.

III.5.2.1. Description de la caractéristique

La figure(20.C)représente la caractéristique du bloc limiteur c'est-à-dire la variation de tension de sortie U_{sort} en fonction de la tension d'entrée U_{en} , en régime permanent.

→ Si $U_{\text{en}} < \Delta U_{\text{cr}}$, la tension U_{sort} est proportionnelle à la tension U_{en} ; par contre si $U_{\text{en}} > \Delta U_{\text{cr}}$ le bloc de limitation travaille dans la partie saturée, et de ce fait la tension U_{sort} prend la valeur maximale indépendamment de la valeur d'entrée. A la valeur de la tension U_{en} égale ΔU_{cr} , correspond le point critique de la caractéristique.

III.5.2.2. Changement de la valeur de limitation

Pour le schéma de la figure(20.a), le changement de la valeur de limitation du courant, se fait par le changement des diodes zener ayant les tension zener correspondant aux différentes valeur du courant de limitation.

Tandis que pour le schéma de la figure(20,b) le changement de la valeur du courant de limitation se fait par le potentiomètre P, sa position est réglée lors de l'exploitation du système. Le diviseur de tension auquel est appliquée la tension U_0 , a son point milieu relié au fil commun du schéma, grâce à celui-ci on réalise la symétrie du bloc de limitation.

III.5.2.3. Fonctions de transfert du système

Durant le démarrage du moteur, la tension à l'entrée du régulateur de vitesse est assez grande et on a:

$$(U_{\text{pv}} - \omega K_v) F_{\text{rv}} > U_b \quad (\text{III.114})$$

Dans cette condition la tension à la sortie du régulateur de vitesse aura une valeur constante, qui sera égale à la tension de référence U_b . Cela signifie que la boucle de retour de vitesse n'a aucune influence sur le comportement du système et qui, ainsi, fonctionnera comme en boucle ouverte (voir fig 14) pour conséquent:

$$U_b \cdot F_i \cdot \frac{1}{T_M C_{eP}} = \omega \quad (\text{III.115})$$

$$U_b \cdot F_i = i R_{in} \quad (\text{III.116})$$

où F_i est la fonction de transfert de la boucle fermée de courant.

$$F_i = \frac{1}{\left[2T_{cp}(T_{cp}+1) + 1 \right] K_1}$$

Des relations (115) et (116) et en fonction de la table des transformées de la place et après quelques transformations, on peut écrire:

$$\omega(\zeta) = \frac{U_b}{C_e K_i} \cdot \frac{2T_c (\zeta - 1 + e^{-\zeta} \cos \zeta)}{T_M} \quad (\text{III.117})$$

$$i(\zeta) = \frac{U_b}{R_{in} K_i} \cdot \left[1 - e^{-\zeta} (\cos \zeta + \sin \zeta) \right] \quad (\text{III.118})$$

$$\text{où } \zeta = \frac{t}{2T_c}$$

La figure (21) donne les courbes de variation de $\omega(\zeta)$ et $i(\zeta)$ déduites des relations (117) et (118).

D'après la relation (118), il apparaît qu'après l'amortissement de la composante du régime libre, le courant prend une valeur constante égale à

$$I R_{im} = \frac{U_b}{R_{in} K_i} \quad (\text{III.119})$$

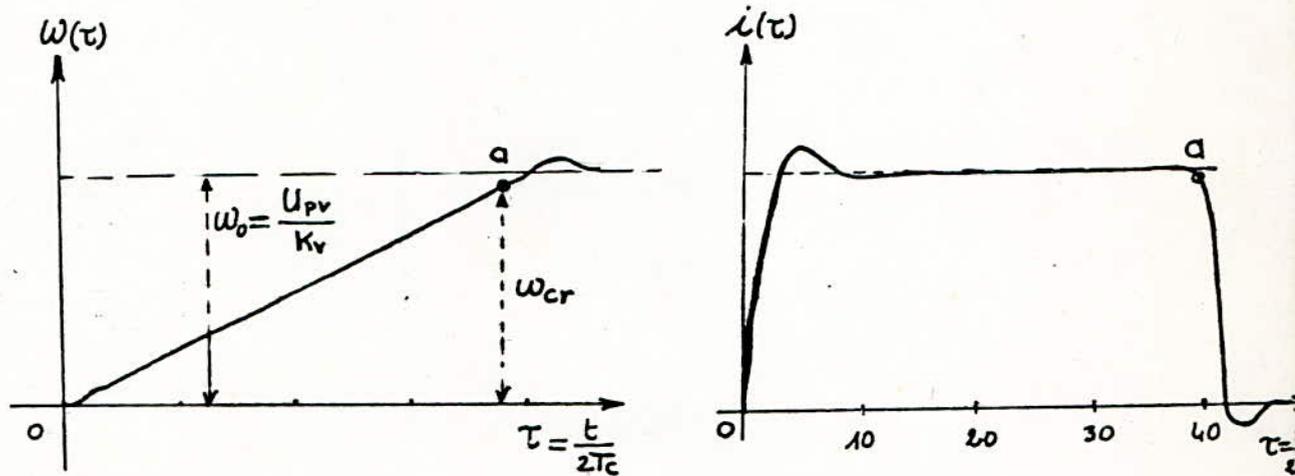


Fig.III.21. Courbes des originales pour le système d'asservissement par la vitesse et la limitation du courant d'induit du moteur : a) courbe de vitesse - b) courbe de courant.

En vertu de la relation(119), la grandeur du courant est déterminée par la tension zener dans le cas de figure(20.a), ou par la tension de référence dans le cas de la figure(20.b).

Plus la vitesse augmente, plus la grandeur $(U_{pv} - \omega K_v) F_{rv}$ diminue, à une certaine valeur de la vitesse ω_{lim} on aura:

$$(U_{pv} - \omega_{lim} K_v) F_{rv} = U_b \quad (III.120)$$

A partir de cet instant (le point a sur la figure 21), le bloc de limitation travaille dans la partie linéaire de la caractéristique. Dans ce cas, la boucle d'asservissement de vitesse travaille et la tension à la sortie du bloc limiteur diminue jusqu'à zéro.

Dans les systèmes de régulation, en plus de la limitation du courant, on contrôle le courant total du moteur; car le courant dynamique et par conséquent l'accélération ou le ralentissement de la commande électrique, dépend du courant de charge. Dans ce cas, on adopte la limitation du courant par la composante dynamique ou dérivation de la vitesse.

III.6. Limitation du gradient de la vitesse

III.6.1. Les différentes méthodes de limitation du courant.

On peut réaliser la limitation du gradient de la valeur de réglage par trois méthodes différentes.

Pour la première méthode, on applique à l'entrée du régulateur de courant une tension proportionnelle à la dérivée de la vitesse (fig 22.a)

Dans le cas de la deuxième méthode, à l'entrée du système sont placés l'élément limiteur EL, et l'élément intégral $\frac{1}{TP}$.

À l'entrée du limiteur est appliquée la tension donnée par la différence entre la tension de consigne (U_{pv}) et le signal de tension proportionnel à la vitesse ($\omega \cdot K_v$), (voir fig 22.b).

Enfin dans le cas de la troisième méthode, la tension à l'entrée du limiteur EL, est la différence entre la tension de consigne U_{pv} et le signal U'_{pv} prélevé à la sortie de l'intégrateur (voir fig 22.c).

L'élément limiteur "EL" dans les figures (22 b,c) est constitué d'un amplificateur proportionnel ayant un gain égal à l'unité, en série avec la résistance R_{op} .

III.6.2. Schémas fonctionnels et fonctions de transfert du système.

Le schéma fonctionnel du système de régulation (fig 22.a) dans le cas de la limitation du gradient pour la première méthode est identique au schéma fonctionnel du système à limitation du courant total (voir fig 14).

C'est pourquoi les relations (117) et (118) conviennent pour le système de la figure (22.a).

Dans le cas de la deuxième méthode (voir fig 22.b), et si le signal à l'entrée de l'élément de limitation est plus grand que la tension de référence U_b

$$U_{pv} - \omega K_v > U_b \quad (\text{III.121})$$

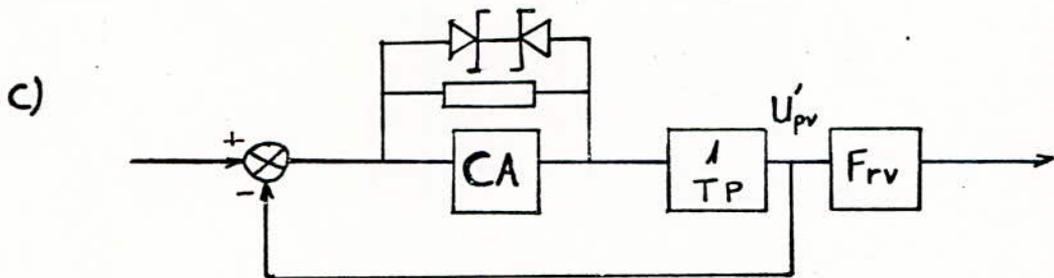
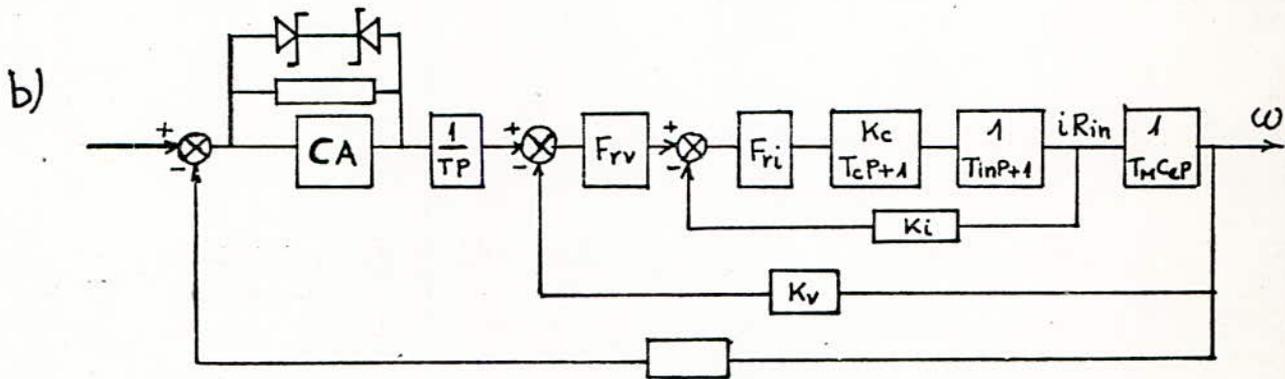
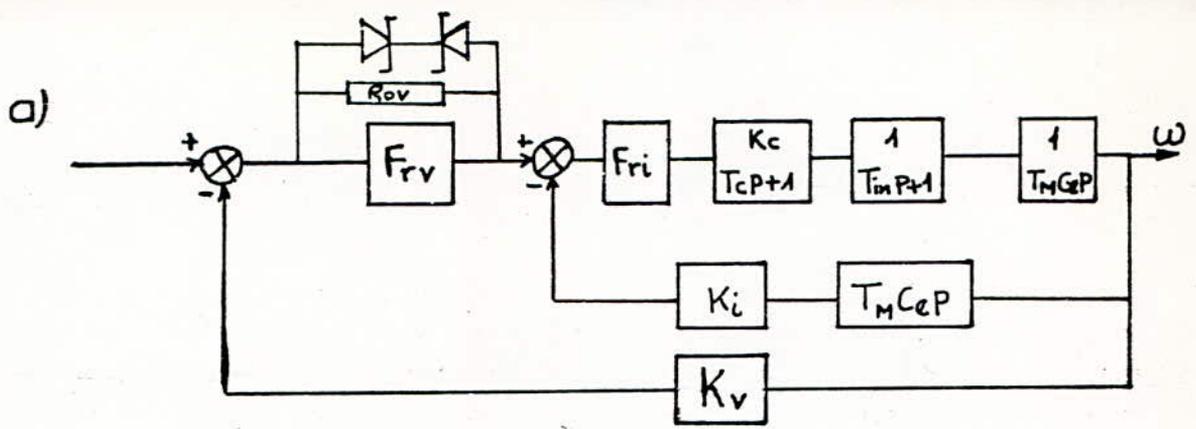


Fig. III. 22. Schéma fonctionnels du système avec asservissement de vitesse par les différents procédés de limitation de la dérivation de vitesse.

On peut écrire les expressions

$$\frac{U_b \cdot F_v}{T_p} = \omega \quad (\text{III.122})$$

$$\frac{U_b \cdot T_M C_e F_v}{T} = i R_{in} \quad (\text{III.123})$$

T : est la constante de temps de l'élément intégrateur

F_v : la fonction de transfert de la boucle fermée de vitesse.

$$F_v = \frac{1/K_v}{4T_c p \left[2T_c p (T_c p + 1) + 1 \right] + 1}$$

D'après (122) et (123) on obtient

$$\omega(p) = \frac{U_b}{TK_v} \cdot \frac{1}{p \left\{ 4T_c p \left[2T_c p (T_c p + 1) + 1 \right] + 1 \right\}} \quad (\text{III.124})$$

$$i(p) = \frac{U_b}{T} \cdot \frac{T_M C_e}{R_{in} K_v} \cdot \frac{1}{4T_c p \left[2T_c p (T_c p + 1) + 1 \right] + 1} \quad (\text{III.125})$$

$\omega(p)$ et $i(p)$ ont pour originales:

$$\omega(\zeta) = \frac{U_b}{T} \cdot \frac{4T_c}{K_v} \left[\zeta - 1 + \frac{e^{-2\zeta}}{2} + \frac{e^{-\zeta} \sqrt{3} \cos \sqrt{3}\zeta + \sin \sqrt{3}\zeta}{2\sqrt{3}} \right] \quad (\text{III.126})$$

$$i(\zeta) = \frac{U_b}{T} \cdot \frac{T_M C_e}{R_{in} K_v} \left[1 - \frac{e^{-\zeta}}{\sqrt{3}} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-\zeta} \sin \sqrt{3}\zeta \right] \quad (\text{III.127})$$

$$\text{où } \zeta = \frac{t}{4T_c}$$

La relation (127) indique que le courant prend une valeur constante après l'amortissement de la composante libre du régime transitoire.

$$I_g = \frac{U_b}{T} \cdot \frac{T_M C_e}{R_{in} K_v} \quad (\text{III.128})$$

Tandis que la relation(127) indique que la vitesse varie d'une façon linéaire:

$$\omega(\zeta) = \frac{U_b}{T} \cdot \frac{4T_c}{K_v} (\zeta-1) \quad (\text{III.129})$$

A la fin du régime transitoire, lorsque la tension d'entrée de l'élément limiteur "EL" sera égale à la tension de U_b c'est-à-dire

$$U_{pv} - \omega_{cr} \cdot K_v = U_b \quad (\text{III.130})$$

l'élément limiteur "EL" travaille à partir de cet instant dans la partie linéaire de sa caractéristique. En conséquence l'asservissement de vitesse entre en jeu lequel provoque la limitation de l'accroissement de la vitesse du moteur.

En vertu de la relation(128), on détermine le rapport U_b/T , ensuite en donnant une valeur à T , on détermine U_b , ou inversement en donnant une valeur à U_b .

Pour la troisième méthode de limitation du gradient de la grandeur à régler, l'élément limiteur et l'élément integral sont embrassés par l'asservissement même.

Le bloc limiteur "CA" s'appelle capteur d'accélération; à l'entrée de dernier est appliquée la tension égale à la différence entre la tension U_{pv} et le signal à la sortie de l'élément integrateur U'_{pv} si

$$U_{pv} - U'_{pv} > U_b \quad (\text{III.131})$$

la tension de sortie de l'élément limiteur sera égale à la tension de référence U_b . Tandis que la tension à l'entrée du système optimisé U'_{pv} aura une variation linéaire

$$U'_{pv} = \frac{U_b t}{T} \quad (\text{III.132})$$

ou en déduit que les relations établies pour la deuxième méthode conviennent pour ce cas aussi.

IV . Choix et calcul des régulateurs

IV .1.Choix des régulateurs

On a vu dans l'étude théorique que le système de commande statique présente une chute de vitesse excessive qui est d'autant plus élevée que le rapport des constantes de temps T_C et T_M est fort.

C'est pourquoi on préfère le système de commande astatique obtenu par l'utilisation d'un régulateur de vitesse du type proportionnel integral "P.I". Seulement pour compenser son effet sur la commande principale, il est nécessaire d'introduire à l'entrée du système l'élément forcé "EI", par conséquent la fonction de transfert $\omega(q)$ aura la forme optimale. Avec le système astatique, la chute de vitesse en régime permanent est nulle.

IV.1.1. Régulateur de courant.

La régulation peut se faire par un système à simple voie ou par un système à double voies. Le système à double voies comme on l'a déjà vu, demande beaucoup d'éléments et de plus il est complexe, cependant il présente un avantage certain du fait qu'on peut régler le courant de circulation et même le rendre négligeable. Pur contre le système à simple voie est de constitution simple, néanmoins le courant de circulation est important, et pour le réduire on place dans le circuit des inductances de limitations qui abaissent la valeur du courant; en contre partie on diminue la tension redressée. Pour notre système de commande, la régulation du courant est réalisée par un système de régulation à simple voie.

IV.1.2. Le régulateur de vitesse.

Dans notre étude on a présenté trois méthodes pour obtenir une régulation de la vitesse. La première méthode est réalisée par un retour de vitesse, dont le signal de retour est délivré par une génératrice tachymétrique; cette méthode est à rejeter car la génératrice tachymétrique est un élément vulnérable qui demande un entretien comme toute machine tournante de ce fait, elle n'est pas fiable.

La deuxième méthode est réalisée par un retour en tension, mais pour obtenir la f.e.m qui est le signal proportionnel à la vitesse, il faut placer deux filtres qui compensent l'élément $T_M T_{aP}^2 + T_{Ma} + 1$

et cette compensation doit être totale, et non pas approchée, pour ressortir le signal de la f.e.m. de plus la caractéristique de vitesse n'est pas rigide. Tous ces inconvénients font cette deuxième méthode est à rejeter.

Il ne reste plus que la troisième méthode, qui est une régulation de la vitesse par retour de la f.e.m. Le signal de la f.e.m est obtenu à partir de la tension du moteur après passage dans un filtre dont la sortie est signal de la f.e.m délivrée avec un retard donné par la constante de temps T_a .

IV.2. Calcul des régulateurs

2.1. Le régulateur de vitesse

2.1.1. Le coefficient de la boucle de retour de la f.e.m qui est donné par la relation(93)

$$K_t = \frac{U_{pe.max}}{U_{M.max}} = \frac{24}{765} = 0,031$$

$U_{pe.max}$: tension maximale de commande elle est généralement de 24(V)

$U_{M.max}$: la tension maximale aux bornes des deux moteurs

$$U_{M.max} = 765 (V)$$

IV.2.1.2. Le coefficient du potentiomètre du moteur γ

Il est donné par la relation(95)

$$\gamma = \frac{U_{t.max}}{U_{M.max}} = 0,031$$

avec $U_{t.max} = 24(V)$

$$U_{M.max} = 765(V)$$

IV.2.1.3. La résistance à l'entrée du capteur de f.e.m et par où transite le signal de tension. elle est tirée de la relation (74)

$$R_{f.c.e} = \frac{4T_a}{C} = 142 \text{ K } \Omega$$

avec

$$T_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{\text{inductance de l'induit des deux moteurs}}{\text{résistance de l'induit des deux moteurs}}$$

$$L_a = 9,44 \text{ mH} \quad \text{D'où } T_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{9,44 \cdot 10^{-3}}{0,101} = 9,3 \cdot 10^{-2}$$

$$R_a = 0,101 \Omega$$

on prend $C = 3 \mu\text{F}$

IV.2.1.4. La résistance à l'entrée du capteur de f.e.m et par où transite le signal de courant elle est déduite de la relation (79)

$$R_{i.c.e} = \frac{r_{shin} \cdot R_{f.c.e}}{\gamma R_a} = 119 \text{ K } \Omega$$

avec r_{shin} : la résistance placée dans le circuit d'induit du moteur pour prélever le signal de courant.

$$r_{shin} = 3 \text{ (m}\Omega\text{)}$$

IV.2.1.5. La résistance à l'entrée du régulateur de f.e.m. et par où transite le signal de retour. elle est tirée de la relation (96)

$$R_e = \frac{\gamma}{K_t} \cdot \frac{F_o C_e}{R_{f.c.e}} \cdot R_{p.e} = 8,87 \text{ K } \Omega$$

on prend $R_{p.e} = 50 \text{ K } \Omega$

$$R_{o.c.e} = 22 \text{ K } \Omega$$

IV.2.1.6. La résistance à la sortie du régulateur de f.e.m. est donnée par la relation(94).

$$R_{oe} = \frac{T_M}{2(T_c + T_a)} \cdot \frac{K_i}{K_t} \quad R_{pe} = 1,36 \text{ M } \Omega$$

T_c : la constante de temps du convertisseur, elle est de l'ordre de 0,01s

T_M : constante électromécanique du moteur

$$T_M = 0,4 \text{ s}$$

K_i : le coefficient de retour du courant

$$K_i = 0,436$$

IV.2.2. Calcul du régulateur de courant

IV.2.2.1. Le coefficient de la boucle de retour du courant est donné par la relation(53)

$$K_i = \frac{U_{pi \text{ max}}}{I_{\text{max}} R_{in}} = 0,436$$

$$U_{pi \text{ max}} = 24 \text{ (V)}$$

$$I_{\text{max}} = 2I_n = 2 \cdot 180 = 360 \text{ (A)}$$

$$R_{in} = 0,153 \Omega$$

IV.2.2.2. La résistance à l'entrée du régulateur de courant et par où passe le signal de commande.

$$R_{pi} = \frac{2T_c \cdot K_c \cdot K_i}{C_{ai}} = 279 \text{ K } \Omega$$

on prend $C_{ai} = 1 \mu \text{ F}$,

comme la commande est verticale <<arc-cosinus>>

$$K_c = \frac{U_{M \text{ max}}}{U_{pe \text{ max}}} = \frac{765}{6} = 32$$

IV.2.2.3. La résistance à l'entrée du régulateur et traversée par le signal de retour du courant. elle est calculée en vertu de la relation(58)

$$R_i = \frac{K_{cci}}{K_i} \cdot \frac{r_{shin}}{R_{in}} \cdot R_{pi} = 1,63 \text{ M } \Omega$$

K_{cci} : le gain du capteur du courant

$$K_{cci} = 130.$$

IV.2.2.5. La résistance de sortie du régulateur de courant est déduite de la relation (56)

$$R_{ai} = \frac{T_{in}}{C_{ai}} = 123 \text{ K}$$

$$T_{in} = \frac{L_{in}}{R_{in}} = \frac{\text{inductance totale du circuit d'induit}}{\text{Résistance totale du circuit d'induit}}$$

$$L_{in} = 18,9 \text{ mH} \quad \text{D'où} \quad T_{in} = \frac{18,9 \cdot 10^{-3}}{0,153} = 0,123 \text{ S}$$

$$R_{in} = 0,153 \text{ } \Omega.$$

C O N C L U S I O N

Les variateurs de vitesse à thyristors par leur souplesse de commande et leur rapidité ont vu leur champ d'application s'élargir de plus en plus. En effet dans la plupart des systèmes industriels, la vitesse apparaît comme un paramètre pour l'optimisation des processus technologiques, de là on voit l'importance du réglage de la vitesse.

La régulation en cascade laquelle est utilisée pour le contrôle de la vitesse et du courant d'induit du moteur, est de principe simple et de plus la réalisation des régulateurs ne demandent comme composants que des résistances des capacités et des amplificateurs opérationnels qui sont largement commercialisés sur le marché.

Par conséquent la conception de la régulation ne se trouve que **facilitée**.

Cependant les variateurs de vitesse pour moteur à courant continu peuvent être remplacés dans l'avenir par les variateurs de vitesse pour moteur asynchrone dans les installations qui exigent une faible variation de vitesse. En effet, le moteur asynchrone à cage est moins coûteux que le moteur à courant continu et de plus il est d'entretien facile.

Cette commande électrique s'applique à l'excavateur de grand chantier où l'engin se déplace très peu. L'avantage principal de la commande toute électrique est qu'elle n'est pas polluante et se fait sans bruit et de plus comme tout dispositif statique, le système de commande a une longévité appréciable et ne demande presque aucun entretien lorsqu'on a fait **le choix** des composants suivant leurs conditions de travail (poussière, température, humidité).

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

- M . KOSTENKO Machines électriques Tome I.
L . PICTROVSKI Editions MIR Moscou 1976.
- G . SEGUIER : Electronique de puissance
Editions Dunod 1978.
- R . CHAUPRADE : Commande électronique des moteurs
à courant continu
Edition Eyrolles 1975.
- Y . RAHEM Projet de Fin d'Etudes
et
A . KADDOUR ENPA Janvier 1979.