

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة - BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ELABORATION ET CALCUL D'UN
CONVERTISSEUR A THYRISTORS
ALIMENTANT UN MOTEUR
A COURANT CONTINU

Proposé Par :
Monsieur Mamedov

Etudié par :
z.chibah
s.Touhami

Dirigé par :
Monsieur Mamedov

PROMOTION : juin 1988

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم و البحث العلمي
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

المكتبة - المكتبة
BIBLIOTHEQUE - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ELABORATION ET CALCUL D'UN
CONVERTISSEUR A THYRISTOR
ALIMENTANT UN MOTEUR
A COURANT CONTINU

Proposé Par :
Monsieur Mamedov

Étudié par :
z.chibah
s.Touhami

Dirigé par :
Monsieur Mamedov

PROMOTION : Juin 1988

DEDICACES

A tous ceux qui croient en un seul dieu
et son envoyé MOHAMMED

A mes parents que je chérissais de tout mon
Coeur

A mes frères et soeurs et à toute ma famille
Je dédie ce modeste travail.

Zohër.

A mon père et ma mère qui ont beaucoup
sacrifié pour me voir arriver à ce but.

A mes frères surtout OMAR et à
toute ma famille.

Je dédie ce modeste travail

SAID

REMERCIEMENTS

Par ce modeste travail, nous tenons à remercier M^B MAMEDOV notre promoteur pour ses conseils et son suivi constant qu'il nous a prodigué tout le long de notre travail.

Nous remercions aussi M^B TAHMI qui nous a aidé dans notre travail.

Que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à notre formation trouveront ici l'expression de notre profonde gratitude.

Zohair - SAID

INTRODUCTION

L'électronique fit son apparition aux environs de 1950 dans le domaine du réglage et de la Commande des différentes machines électrique.

Durant ces dernières années, les possibilités d'application étaient limitées par le manque de fiabilité des éléments électroniques disponibles.

Cette fiabilité était insuffisante pour répondre aux exigences requises par les nouvelles applications dans le domaine industriel.

Grâce aux développements des éléments électroniques (diodes, thyristors et transistors), il est possible de réduire l'encombrement et le coût des dispositifs, tout en augmentant la fiabilité et en réduisant la consommation d'énergie.

Ces éléments permettent de contrôler et de commander avec souplesse et avec de faibles pertes des moteurs très puissants.

Le moteur à Courant Continu fut vite utilisé à la maîtrise de cette nouvelle conception, vu sa simplicité et son utilité dans le domaine industriel.

En outre, la Commande de ces moteurs nécessite

une étude bien détaillée sur l'équipement nécessaire (transformateur, Convertisseur, génératrice tachymétrique, régulateur, etc...).

Notre travail consiste à déterminer les paramètres d'un Convertisseur à thyristors unidirectionnel qui répond au bon fonctionnement d'un moteur à Courant Continu.

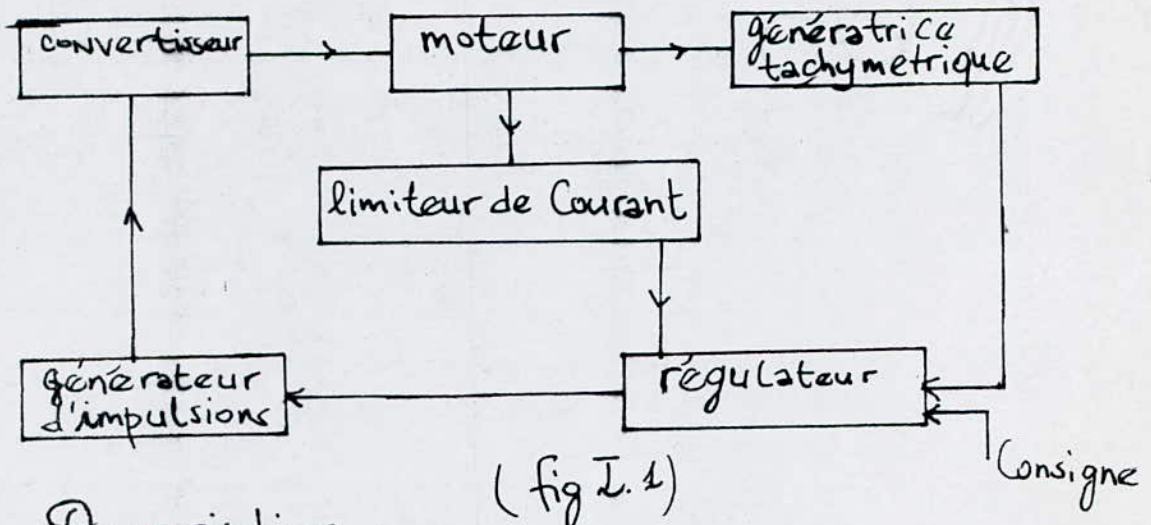
Pour cela, notre étude est subdivisée en quatre Chapitres:

- I. Données technique du moteur et de la génératrice tachymétrique avec Calcul de la résistance du potentiomètre de la boucle de Contre-réaction.
- II. Choix et Calcul des éléments de la partie puissance (transformateur, Convertisseur).
- III. Régulation en régime statique avec et sans boucle de limitation de courant et - Construction des Caractéristiques de vitesse $N = f(I)$.
- IV. Régulation en régime dynamique avec analyse de la stabilité et Correction du système.

CHAPITRE I

DONNEES PRELEMINAIRES

I.1 - Schéma bloc du système



Description :

Le montage redresseur (Convertisseur) alimente l'induit du moteur.

La vitesse N mesurée par une génératrice tachymétrique (g.t) est comparée à la vitesse de référence (Consigne)

L'écart est régulé et amplifié avant d'être envoyé vers le générateur d'impulsions qui, à son tour, attaque les gachettes des thyristors.

A cette boucle de vitesse, on ajoute une boucle de courant.

L'action de cette dernière est rendue

prioritaire pour que le courant redressé ne puisse pas dépasser la valeur maximale que peut supporter le moteur.

I.2 - Données techniques du moteur:

Le moteur considéré est un moteur à courant continu à excitation indépendante.

Courant nominal	I_n	102 A
Couple nominal	C_n	302,4 N.m
flux d'excitation nominal	$(\Phi_{ex})_n$	$1,75 \cdot 10^{-6} \text{ wb}$
moment d'inertie	J	5,9 Kg.m ²
nombre de pôles	$2p$	4
nombre de voies parallèles	$2a$	2
Puissance nominale	P_n	19 kW
rendement	η	81,5%
résistance des pôles auxiliaires	$R_{p_{aux}}$	0,0485 Ω
résistance d'excitation	R_{ex}	0,44 Ω
résistance d'induit	R_{ind}	0,116 Ω
tension nominale	U_n	220 V
vitesse maximale	N_{max}	1200 tr/min
vitesse minimale	N_{min}	12 tr/min
vitesse nominale	N_n	600 tr/min

I3. DONNÉES TECHNIQUES DE LA GÉNÉRATRICE TACHYMÉTRIQUE :

La génératrice tachymétrique délivre une tension proportionnelle à la vitesse du moteur qui sera comparée à la tension de référence. D'après la vitesse maximale du moteur, la génératrice tachymétrique (g.t) est du type: TD 102 (Classification soviétique)

(Conférer le tableau N° 1)

DONNÉES techniques :

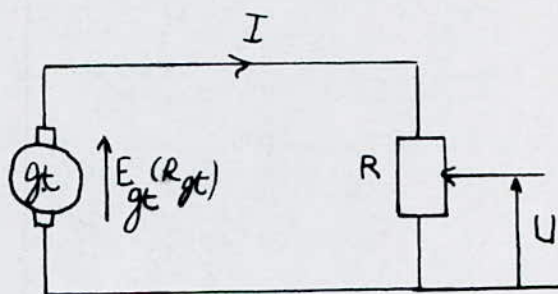
f.e.m spécifique	e_x	3,3 V/tr/s
Puissance spécifique	P_s	0,28 W/tr/s
résistance d'induit	R_{igt}	330 Ω
Courant maximal	$I_{M_{gt}}$	0,1 A
vitesse maximale	$N_{M_{gt}}$	1500 tr/min
tension d'excitation	U_{ex}	110 V

La f.e.m de la génératrice tachymétrique à vitesse maximale du moteur est :

$$E_{M_{gt}} = \frac{e_x \cdot N_m}{60} \quad (I.1)$$

I.14. Résistance du potentiomètre de la boucle de Contre-réaction :

(fig I.2)



A un courant $I = I_{\text{max}}$, l'expression de la résistance R est :

$$R = k \cdot \frac{E_{\text{Mgt}}}{I_{\text{Mgt}}} \quad (\text{I.2})$$

avec k : Coefficient de réserve.

$$1,5 < k < 2$$

A vitesse maximale, la tension aux bornes de la résistance du potentiomètre est donnée par :

$$U_M = E_{\text{Mgt}} - R_{\text{gt}} I = R \cdot I \quad (\text{I.3})$$

d'où :

$$U_M = \frac{R}{R + R_{\text{gt}}} \cdot E_{\text{Mgt}} \quad (\text{I.4})$$

Calcul :

$$E_{\text{Mgt}} = \frac{3,3 \cdot 1200}{60} = 66 \text{ V}$$

pour $k = 2$

$$R = 2 \cdot \frac{66}{0,1} = 1320 \Omega$$

$$U_M = \frac{1320}{1320 + 330} \cdot 66 = 53 \text{ V}$$

A vitesse minimale et à tension minimale, U_{\min} ser- donc:

$$U_{\min} = \frac{R}{R + R_{gt}} \cdot E_{\text{mingt}} \quad (I.5)$$

$$\begin{aligned} \text{avec } E_{\text{mingt}} &= \frac{e_x \cdot N_{\min}}{60} \\ &= \frac{3,3 \cdot 12}{60} \end{aligned}$$

$$E_{\text{mingt}} = 0,66 \text{ V}$$

d'où :

$$U_{\min} = \frac{1320}{1320 + 330} \cdot 0,66 = 0,52 \text{ V}$$

donc la gamme de variation de la tension U est:

$$U = (0,52 \div 53) \text{ V}$$

Tableau de résultats:

$E_{\text{mg}} \text{ (V)}$	$R \text{ } (\Omega)$	$U_M \text{ (V)}$	$E_{\text{mingt}} \text{ (V)}$	$U_{\min} \text{ (V)}$
66	1320	53 V	0,66	0,52

CHAPITRE II

CALCUL ET CHOIX DES ELEMENTS DE LA PARTIE PUISSANCE

II.1 CHOIX DU MONTAGE REDRESSEUR :

Le choix du montage dépend :

- de la forme du courant.
- du taux d'harmoniques.
- du facteur de forme.
- du facteur de puissance.

Dans notre projet, le choix se fait entre deux montages triphasés :

- montage simple voie (fig II.1.2)
- montage double voie ou pont de GRAETZ (fig II.2.2)

Le montage choisi sera accouplé à un transformateur de puissance de couplage Y/Y.

II.1.1. ETUDE DES TENSIONS :

1. TENSION REDRESSEE :

a - valeur moyenne :

La tension redressée est donnée par :

$$v_1 = V_{M_i} \sin \omega t ; \quad \omega : \text{pulsation (rd/s)}$$

V_{M_i} : amplitude

La valeur moyenne est :

$$U_{d\alpha} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p}}^{\alpha + \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}} V_{M_i} \sin \omega t d(\omega t)$$

$$U_{d\alpha} = \frac{p}{\pi} V_{M_i} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha \quad (\text{II.1})$$

Simple voie (fig II.1. b)

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_M \cos \alpha \quad (\text{II.1}')$$

$$\text{Car: } V_{M_i} = V_M$$

pont de GRAETZ (fig II.2. b)

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} U_M \cos \alpha \quad (\text{II.1}'')$$

$$\text{Car: } V_{M_i} = U_M = \sqrt{3} V_M$$

donc la tension redressée du pont de GRAETZ vaut deux fois que celle du montage simple voie .

b. facteur d'ondulation de la tension redressée:

$$K_o = \frac{U_{d\text{MAX}} - U_{d\text{MIN}}}{2 U_{d0}}$$

avec U_{d0} : valeur moyenne de la tension redressée pour $\alpha = 0$.

3. TENSION INVERSE :

Si le thyristor th_1 conduit, sa tension inverse aux bornes du thyristor th_2 sera :

$$\begin{aligned} U_{i_2} &= U_1 - U_2 \\ &= V_M \sin \omega t - V_M \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ U_{i_2} &= 2V_M \sin \frac{\pi}{3} \cdot \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

La tension inverse maximale sera :

$$U_{iM} = 2V_M \cdot \sin \frac{\pi}{3} = \sqrt{3} V_M = U_M \quad (\text{II.4})$$

- simple voie : de l'expression (II.1') on tire :

$$V_M = U_{d\alpha} \cdot \frac{2\pi}{3\sqrt{3} \cos \alpha}$$

$$\text{d'où : } U_{iM} = \frac{2\pi}{3 \cos \alpha} \cdot U_{d\alpha} \quad (\text{II.4}')$$

- pont de GRAETZ : de l'expression (II.1'') on tire :

$$\text{d'où : } U_M = U_{d\alpha} \cdot \frac{\pi}{3 \cos \alpha}$$

$$U_{iM} = \frac{\pi}{3 \cos \alpha} \cdot U_{d\alpha} \quad (\text{II.4}'')$$

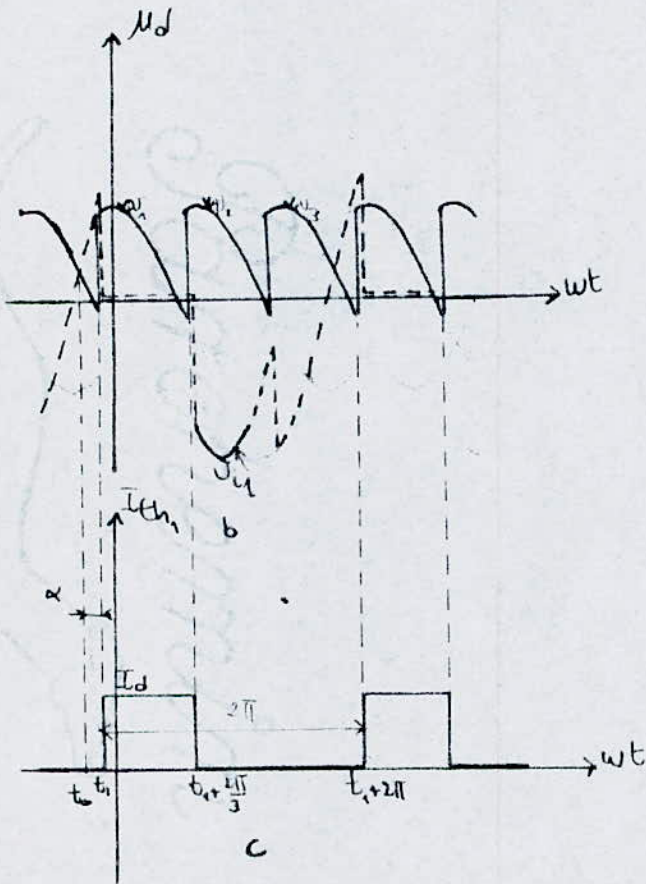
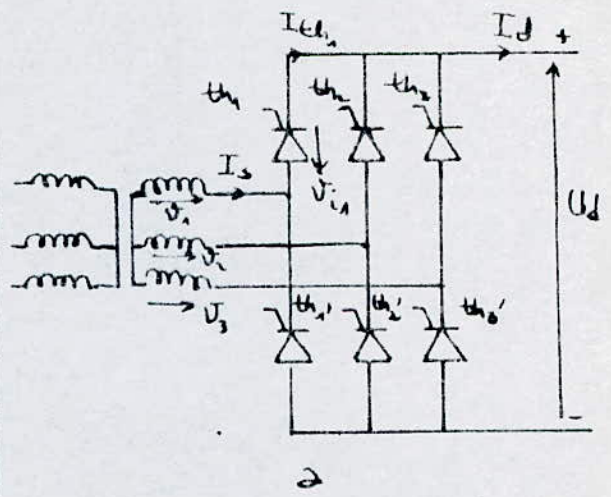
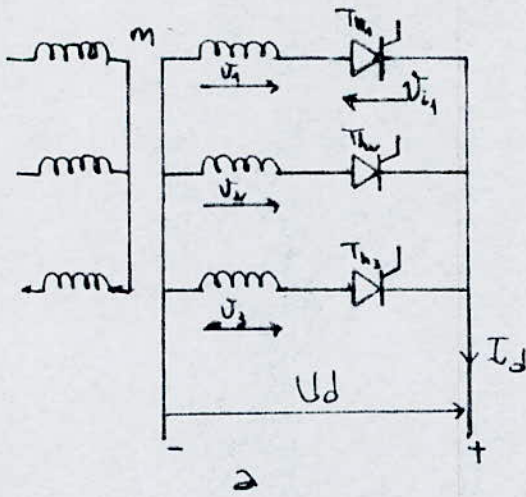


Fig II. 1

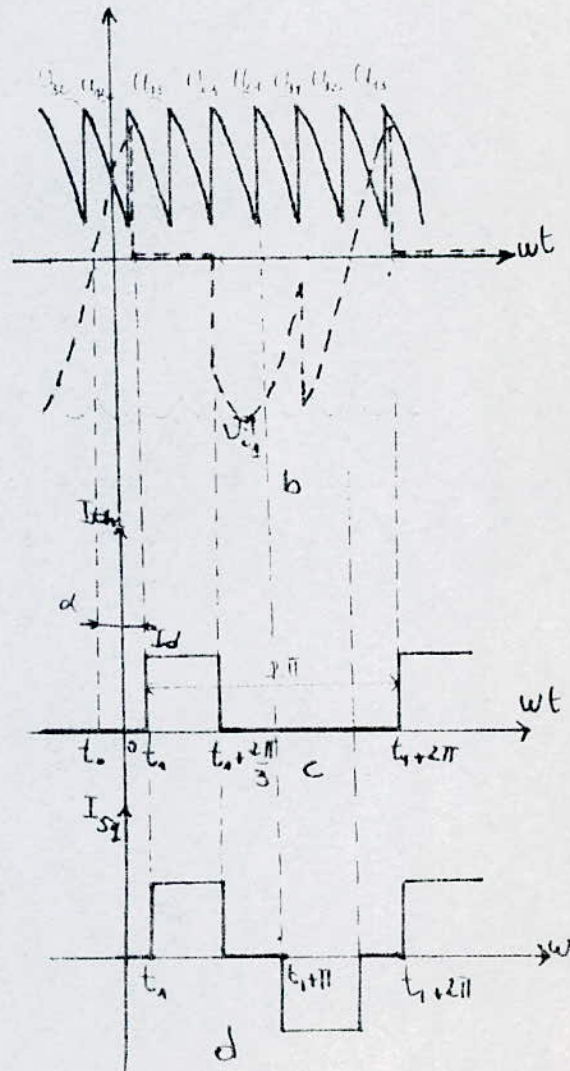


Fig II. 2

Donc la tension inverse maximale du pont de GRAETZ vaut la moitié de celle du montage simple voie, et ce en fonction de leur propre tension redressée U_{da}

II.1.2 - ETUDE DES COURANTS :

1 - Courants dans les thyristors :

2 - valeur moyenne et efficace (fig II.1.c) :

- simple voie,

$$\bar{I}_{th_1} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{5\pi}{6}} I_d d(\omega t)$$

$$\bar{I}_{th_1} = \frac{I_d}{3} \tag{II.5}$$

$$I_{eff_1}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{5\pi}{6}} (I_d)^2 d(\omega t) = \left(\frac{I_d}{3}\right)^2$$

$$I_{eff_1} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \tag{II.6}$$

pont de GRAETZ :

$$\bar{I}_{th_1} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{5\pi}{6}} I_d d(\omega t)$$

$$\bar{I}_{th_1} = \frac{I_d}{3}$$

(II.5')

$$\bar{I}_{eff_1} = \frac{u}{2\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{5\pi}{6}} (I_d)^u d(\omega t) = \left(I_d \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \right)^2$$

$$\bar{I}_{eff_1} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (\text{II.6}')$$

Donc le courant efficace du pont de GRAETZ vaut deux fois que celui du montage simple voie.

b. Facteur de forme :

- simple voie :

$$F_1 = \frac{I_{eff_1}}{I_{th_1}} = \sqrt{3}$$

- pont de GRAETZ :

$$F_2 = \frac{I_{eff_2}}{I_{th_2}} = \sqrt{6} \quad (\text{II.7})$$

2. Courants dans les transformateurs :

a. Courant secondaire :

- Simple voie :

$$I_s = I_{th} = \frac{I_d}{3} \quad (\text{fig II.1.c}) \quad (\text{II.8})$$

$$I_{s\text{eff}} = I_{eff} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \quad (\text{II.9})$$

- Pont de GRAETZ

$$I_s = I_{th_1} - I_{th_2} = 0 \quad (\text{fig II.2.d}) \quad (\text{II.8}')$$

$$I_{s\text{eff}} = I_{eff} = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{II.9}')$$

b. Facteur de puissance secondaire ($d=0$)

$$F_{Ps} = \frac{P}{S} = \frac{U_d \cdot I_d}{\frac{3V_M}{\sqrt{2}} \cdot I_{eff}} \quad (\text{II.10})$$

- Simple voie:

$$F_{Ps} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} = 0,675 \quad (\text{II.10}')$$

- Pont de GRAETZ:

$$F_{Ps} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = 0,955 \quad (\text{II.10}''')$$

Donc le facteur de puissance secondaire du pont de GRAETZ est supérieur à celui du montage simple voie.

c. Courant primaire:

- Simple voie:

$$I_{Peff} = m \cdot I_c \cdot \frac{\sqrt{2}}{3} \quad (\text{II.11})$$

- Pont de GRAETZ:

$$I_{Peff} = m \cdot I_c \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{II.11}')$$

avec m : rapport de transformation.

II.1.3 - INTERPRETATION:

1) D'après la forme des courants de ligne, on constate que celle du courant en double voie (D.V) est plus sinusoïdale que pour le courant en simple voie (S.V), d'où diminution d'harmoniques pour le montage en pont de GRAETZ.

2) Les deux tensions inverses des deux montages sont égales en valeur de crête, mais en fonction de leur propre tension redressée, celle du S.V vaut deux fois celle du D.V.

3) Le facteur de puissance en D.V est meilleur que celui en S.V, ce qui rend le montage très intéressant au point de vue de dimensionnement du transformateur de puissance (diminution de masse de cuivre, d'où diminution des pertes actives)

4) La réalisation des enroulements d'un transformateur alimentant un pont de GRAETZ est plus simple que celle de celui qui alimente un convertisseur S.V.

II.14. CONCLUSION:

Ces différentes considérations nous amènent à choisir le pont de GRAETZ triphasé

II.2 TRANSFORMATEUR DE PUISSANCE :

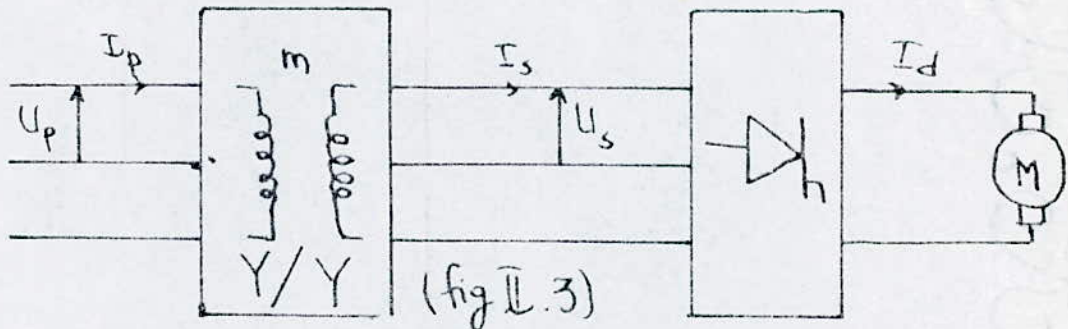
II.2.1 FONCTIONNEMENT DU TRANSFORMATEUR :

Le transformateur assure les fonctions suivantes :

- Il adapte la tension du réseau d'alimentation à la valeur souhaitée par l'alimentation en Courant Continu.
- Il évite qu'une Composante Continue parcourt et par suite perturbe le réseau alternatif
- Il assure la séparation du réseau alternatif du secteur Continu.

II.2.2 DIMENSIONNEMENT DU TRANSFORMATEUR :

Le dimensionnement du transformateur dépend du convertisseur et du moteur.



m : rapport de transformation.

U_p : tension composée au primaire imposée par le réseau : $U_p = 380V$.

U_s : tension composée au secondaire

I_p : Courant primaire ; I_s : Courant secondaire.

I.2.2.1 - Calcul de la tension de sortie du Convertisseur:

Le calcul de cette tension dépend essentiellement des chutes de tension.

Ces chutes de tension sont de quatre types:

ΔU_{il} : chutes de tension aux bornes de l'inductance de lissage

ΔU_{tr} : chutes de tension aux bornes de l'enroulement du transformateur.

ΔU_{th} : chutes de tension aux bornes des thyristors.

ΔU_c : chutes de tension dues à l'empiètement (Commutation)

a) ΔU_{il} .

Cette chute de tension dépend seulement de la résistance de l'inductance de lissage R_L et du courant redressé I_d , son expression est:

$$\Delta U_{il} = R_L \cdot I_d \quad (\text{II.12})$$

Et sa chute de tension relative varie entre:

$$0,005 \text{ et } 0,01 \text{ c.à.d: } 0,005 \leq \Delta U_{il} \% \leq 0,01$$

avec:

$$\Delta U_{il} \% = \frac{\Delta U_{il}}{U_d} \Rightarrow \Delta U_{il} = U_d \cdot \Delta U_{il} (\%) \quad (\text{II.12}')$$

calcul de ΔU_{il} :

$$\text{On prend } \Delta U_{il} \% = 0,01 = 1\%$$

$$\text{d'où: } \Delta U_{il} = 0,01 \cdot 220 = 2,2 \text{ V}$$

b) ΔU_{tr} :

Cette chute de tension est due aux résistances des enroulements du transformateur R_s . d'où :

$$\Delta U_{tr} = R_s \cdot I_s = U_d \cdot \Delta U_{tr} \% \quad (II.13)$$

avec : $0,015 \ll \Delta U_{tr} \% \ll 0,025$

d'où : $\Delta U_{tr} = 0,025 \cdot 220 = 5,5 \text{ V}$

c) ΔU_{th} :

La chute de tension dans les thyristors est faible. elle varie de 1 à 1,5V par thyristor dans la zone du courant nominal.

Pour le pont de GRAETZ, le passage du courant nécessite la conduction de deux thyristors.

La chute de tension sera donc :

$$\Delta U_{th} = 2 (U)_{I_c}$$

Pour notre cas : $(U)_{I_c} = 1 \text{ V}$

d'où : $\Delta U_{th} = 2 \text{ V}$

d) ΔU_c :

Elle est donnée par :

$$\Delta U_c = \frac{3}{\pi} X_c I_d \quad (II.14)$$

avec X_c : réactance de Court-circuit.

En fait, la réactance X_c est difficile à déterminer a priori, On la détermine par un essai de Court-Circuit du transformateur, qui permet de déterminer la réactance de Court-Circuit :

$$X\% = U_{cc}\%$$

$U_{cc}\%$: tension de Court-Circuit du transformateur

$$\text{avec : } X\% \cdot U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} X_c \cdot I_{seff}$$

$$\text{et : } I_{seff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$$

d'où :

$$\Delta U_c = U_d \cdot \frac{X\%}{2} \cdot \frac{1}{100}$$

Pour les transformateurs spéciaux on a :

$$9\% \leq U_{cc}\% \leq 10\%$$

On prend $U_{cc}\% = 9\%$.

$$\text{Calcul : } \Delta U_c = 220 \cdot \frac{9}{2 \cdot 100} = 9,9 \text{ V}$$

les chutes de tension totales seront :

$$\Delta U = \Delta U_{il} + \Delta U_{tr} + \Delta U_{tb} + \Delta U_c$$

$$\Delta U = 2,2 + 1,1 + 2 + 9,9 = 19,6 \text{ V}$$

La tension de sortie du Convertisseur à vide est :

$$U_{d0} = U_d + (\Delta U_{il} + \Delta U_{tr} + \Delta U_{ch} + \Delta U_c) \cdot K_u \cdot K_\alpha \quad (II.16)$$

U_d : Valeur moyenne de la tension redressée aux bornes du Moteur

K_u : Coefficient de réserve tenant compte de l'abaissement possible de la tension du secteur.

K_α : Coefficient de réserve tenant compte de l'amorçage complet du thyristor lorsque le signal de commande est maximal.

$$K_u = 1,1$$

$K_\alpha = 1$: pour les convertisseurs unidirectionnels.

On ne tient pas compte de la réserve de l'angle d'amorçage du thyristor.

Calcul de U_{d0} :

$$U_{d0} = 220 + 19,6 \cdot 1,1 \cdot 1$$

$$U_{d0} = 263V$$

II.2.2.2 - Calcul de la tension secondaire (U_s):

D'après le paragraphe (II.1.1) on a:

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} U_M \cos \alpha = U_{d0} \cdot \cos \alpha$$

$$\text{d'où: } U_{d0} = \frac{3}{\pi} U_M = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{eff}$$

$$U_s = U_{eff} = U_{do} \cdot \frac{\pi}{3\sqrt{2}}$$

$$U_s = 263 \cdot \frac{\pi}{3\sqrt{2}} = 194 \text{ V}$$

d'où la tension simple (V_s):

$$V_s = \frac{U_s}{\sqrt{3}} = \frac{194}{\sqrt{3}} = 112 \text{ V}$$

II.2.3. calcul du rapport de transformation (m):

$$m = \frac{n_p}{n_s} = \frac{V_p}{V_s} \quad \begin{array}{l} n_p: \text{nombre d'enroulement par phase} \\ \text{au primaire.} \end{array}$$

n_s : nombre d'enroulement par phase au secondaire.

$$m = \frac{220}{112} = 1,96$$

II.2.4. calcul des courants:

a. Courant secondaire:

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d \cdot K_i$$

K_i : Coefficient tenant compte de la forme du courant.

$$K_i = (1,05 + 1,1)$$

On prend $K_i = 1,1$ d'où:

$$I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 102 \cdot 1,1 = 92 \text{ A}$$

b. Courant primaire:

$$I_p = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d \cdot K_i \cdot \frac{1}{m}$$

$$I_p = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 102 \cdot 1,1 \cdot \frac{1}{1,96} = 46,13 \text{ A}$$

II.2.1. Calcul de la puissance apparente du transformateur :

$$S = \frac{1}{f_{p0}} \cdot K_L \cdot U_{D0} \cdot I_D \cdot 10^{-3} \text{ (kVA)} \quad (\text{II.17})$$

f_{p0} : facteur de puissance secondaire .

$$S = \frac{1}{0,955} \cdot 1,1 \cdot 263 \cdot 102 \cdot 10^{-3}$$

$$S = 31 \text{ kVA}$$

II.2.2.6 - Choix du type du transformateur :

Les valeurs qui nous permettent de dimensionner le transformateur sont :

$$S = 31 \text{ kVA} ; U_p = 380 \text{ V} ; U_s = 194 \text{ V}$$

$$I_p = 46,83 \text{ A} , I_s = 92 \text{ A} , m = 1,96$$

Donc le transformateur est du type : TT-40
(voir tableau N° 2.2) .

II.3. CHOIX DES THYRISTORS :

Le choix des thyristors s'effectue en fonction des conditions de fonctionnement, qui permettent de prévoir le montage et le service du Convertisseur à thyristor choisi. Ces thyristors sont caractérisés par les grandeurs principales suivantes :

- Courant moyen admissible.
- Courant de Court - Circuit.
- tension inverse maximale.
- résistance thermique.
- température de jonction.

II.3.1 - Courant moyen dans les thyristors.

Son expression est donnée par :

$$I_{th} = \frac{I_d}{q} \quad q: \text{nombre de phases } (q=3)$$

En tenant compte du coefficient de réserve K_{rs}

le courant nominal par thyristor est :

$$I_{thn} = K_{rs} \cdot I_{th} \quad (II.18)$$

le Coefficient de réserve dépend de :

- K_{rs} : Coefficient de refroidissement qui tient compte de la nature de refroidissement et de la surface du radiateur. Sa valeur est déterminée par :

$$\frac{I_{thn}}{I_{adm}} \text{ avec } I_{adm} : \text{Courant admissible suivant le mode de refroidissement.}$$

généralement : $1 < K_{re} < 5$

refroidissement forcé : $K_{re} \approx 1$

refroidissement naturel : $K_{re} \approx 3$.

Au cours du calcul, la valeur préliminaire de K_{re} est prise dans la limite proposée.

Ensuite on compare cette valeur à la valeur réelle et ce, après le choix des thyristors

- K_{sur} : Coefficient de surcharge qui tient compte des caractères du régime transitoire de la surcharge (démarrage, freinage)

$$1,5 < K_{sur} < 2,5$$

- K_i : Coefficient qui tient compte de la forme du courant.

- K_α : Coefficient qui tient compte de la variation de l'angle d'amorçage.

d'où l'expression de K_{res} :

$$K_{res} = K_\alpha \cdot K_{re} \cdot K_i \cdot K_{sur} \quad (\text{II.19})$$

calcul de I_{th} et de I_{thn} :

$$I_{th} = \frac{I_d}{3} = \frac{102}{3} = 34 \text{ A}$$

$$I_{thn} = I_{th} \cdot K_{res}$$

avec : $K_{re} = 1$; $K_{sur} = 2,5$; $K_i = 1,1$; $K_\alpha = 1$

alors : $K_{res} = 1 \cdot 2,5 \cdot 1,1 \cdot 1 = 2,75$

d'où : $I_{thn} = 2,75 \cdot 34 = 93,5 \text{ A}$

II.3.2-tension inverse maximale:

Les thyristors sont choisis en fonction des tensions inverses de crête qui leur sont appliquées.

• Pour le pont de GRAETZ triphasé, la tension inverse max est :

$$U_{im} = \frac{\pi}{3} U_{do}$$

En régime de Commutation, la protection des thyristors ne peut pas supporter les effets de la tension critique, alors la tension inverse maximale est :

$$U_{im} = K_{cr} \frac{\pi}{3} U_{do} \quad (II.20)$$

K_{cr} : Coefficient qui tient compte des effets de la tension critique.

CALCUL de U_{im} :

On prend $K_{cr} = 1,25$

$$U_{im} = 1,25 \frac{\pi}{3} \cdot 263 = 344,2V$$

II.3.3-Résistance thermique:

Elle est donnée par :

$$r_{ther} = \frac{(0,2 \div 0,3) \Delta U_{ch}}{I_{thn}} \quad (II.21)$$

$$r_{ther} = \frac{0,3 \cdot 1}{93,5} = 3,20 m\Omega$$

I.3.4 - Mode de refroidissement et pertes admissibles:

Le choix du mode de refroidissement dépend du type de thyristor et de leur pertes admissibles.

D'après le courant nominal calculé du thyristor le type du thyristor à choisir est: T100 (Tableau N°3)

Pour ce type de thyristor il existe deux modes de refroidissement:

a) refroidissement naturel: Le thyristor fonctionne à un courant égal à 30A.

b) refroidissement forcé à l'air: A une vitesse d'air de 12m/s le thyristor supporte un courant égal à 100A et parfois il peut aller jusqu'à 200A pendant pas plus de cinq secondes.

Alors la gamme de variation des pertes dans les thyristors sera:

$$\Delta P_{30} < \Delta P < \Delta P_{100}$$

avec:

ΔP_{30} : Pertes admissibles correspondant à un courant de 30A.

ΔP_{100} : Pertes admissibles correspondant à un courant de 100A.

ΔP : Pertes admissibles correspondant à un courant égal à I_{th}

Calcul des pertes :

Elles sont données par :

$$\Delta P = U_o \cdot I_{th} + (\sqrt{3})^2 \cdot (I_{th})^2 R_{ther}$$

$$\Delta P = U_o \cdot I_{th} + 3 \cdot (I_{th})^2 R_{ther} \quad (\text{II.20})$$

avec $U_o = (1,35 \div 1,55) \Delta U_{th}$.

a) $I_{th} = 30A$

On prend $U_o = 1,35 \cdot \Delta U_{th} = 1,35 \cdot 1 = 1,35V$.

d'où :

$$\Delta P_{30} = 1,35 \cdot (30) + 3(30)^2 \cdot 3,2 \cdot 10^{-3}$$

$$\Delta P_{30} = 50,3 \text{ W}$$

b) $I_{th} = 100A$

$$\Delta P_{100} = 1,35 \cdot (100) + 3(100)^2 \cdot 3,2 \cdot 10^{-3}$$

$$\Delta P_{100} = 237,58 \text{ W}$$

c) $I_{th} = 34A$

$$\Delta P = 1,35 \cdot (34) + 3 \cdot (34)^2 \cdot 3,2 \cdot 10^{-3}$$

$$\Delta P = 56,99 \text{ W}$$

Comme $\Delta P \approx \Delta P_{20}$, On choisit le mode de refroidissement naturel.

II.3.5 - Courant de Court - Circuit :

Le courant de Court - Circuit est limité par l'inductance du transformateur

Il est donné par :

$$I_{cc} = \frac{I_n}{U_{a\%}} = \frac{1020}{0,1} = 10200 \text{ A}$$

Pendant un temps très court (μs), le thyristor ne peut pas supporter un courant plus que 15 fois I_{thn} .

D'où :

$$I_{cc} < 15 I_{thn} = 15 \cdot 93,5 = 1400 \text{ A}$$

La condition est vérifiée.

II.4 - Choix du procédé de protection des thyristors :

II.4.1 - Protection contre les surintensités :

a) - Origines et effets des surintensités : Les surintensités peuvent avoir une origine extérieure et entraîner une augmentation du courant redressé traversant l'ensemble des thyristors.

L'augmentation provient soit d'une surcharge soit d'un court - circuit dans le réseau d'utilisation.

Les surintensités peuvent aussi avoir une origine interne, elles proviennent de la Cassation de l'effet redresseur qui se manifeste par un claquage d'un ou plusieurs thyristors.

b) - protection globale du montage redresseur:

La protection globale du montage redresseur contre l'ensemble des surintensités internes ou externe, peut être assurée par disjoncteur multipolaire inséré dans l'alimentation alternative.

Dans notre cas, le réseau d'alimentation étant à basse tension, des disjoncteurs alternatif à coupure rapide peuvent jouer un rôle équivalent à celui du disjoncteur à Courant Continu, puisque les surcharges du circuit continu sont répercutées instantanément sur le réseau alternatif.

c) - protection individuelle des thyristors:

La protection individuelle des thyristors vise deux buts différents:

- Interrompre une surintensité brutale avant qu'elle ait pu causer une avarie définitive.
- Eliminer un thyristor avarié par un court-circuit franc.

Pour Cab, on utilise soit des fusibles, soit des disjoncteurs à déclenchement électromagnétique.

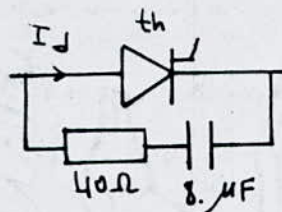
II.4.2 - Protection Contre les surtensions :

Les thyristors peuvent être détériorés par des surtensions qui sont de causes suivantes :

- Mise sous tension du transformateur d'alimentation.
- Coupure du circuit continu inductif, avec inductance série dans le circuit alternatif
- Commutation des thyristors.

La protection des thyristors contre les surtensions s'effectue au moyen d'un circuit RC disposé en parallèle avec le composant à protéger.

On peut réaliser des thyristors à avalanche qui répondent à une surtension inverse par un courant inverse plus important sans destruction du thyristor.



II.5 - Conclusion : Le thyristor choisit est du type T100.
(Tableau N°3)

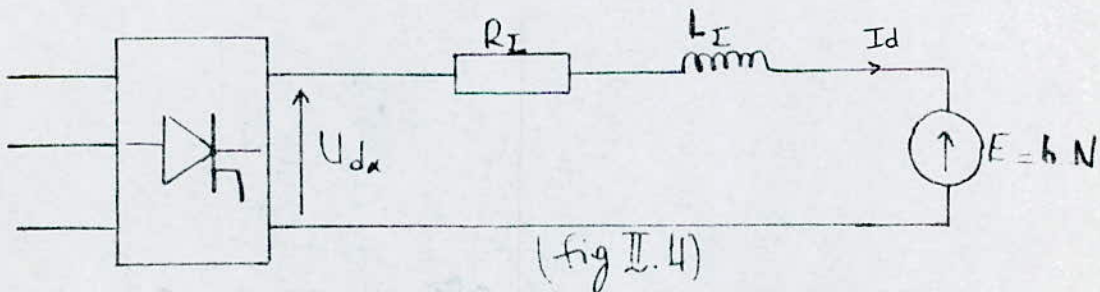
II.6 - FILTRAGE ET CALCUL DES INDUCTANCES :

II.6.1 - Choix du type de filtrage :

Lorsqu'on décompose le signal de la tension redressée en série de Fourier, les Composantes sinusoïdales harmoniques de la série nuisent au bon fonctionnement du moteur en produisant des Courants sinusoïdaux qui provoquent les pertes par effet Joules supplémentaires et un échauffement excessif.

Elles peuvent provoquer des f.e.m parasites et des pertes ferromagnétiques (hystérésis, Courants de Foucault) dans le moteur. Pour réduire ces effets qui influent sur le Couple, On a recours au lissage du Courant.

II.6.2 - Lissage du Courant par inductance :



L_{Σ} : inductance totale du circuit

R_{Σ} : résistance totale du circuit

Si L_{Σ} est suffisante, la Conduction des thyristors est Continue.

Le Calcul de cette inductance en supposant que

Le Courant se réduit à une Composante Continue I_{d0} et une Composante sinusoïdale i_{d01} (1^{ère} harmonique) de pulsation $p\omega$ est :

$$\tilde{I}_d = \tilde{I}_{d0} + \tilde{I}_{d01} \cos(p\omega t - \varphi_1) \quad (\text{II.23})$$

avec φ_1 : déphasage entre Courant et tension de 1^{ère} harmonique.

p : indice de pulsation de U_d .

Pour que la Conduction soit Continue, il faut et il suffit que $\tilde{I}_{d01} < \tilde{I}_{d0}$

L'intensité sinusoïdale \tilde{I}_{d01} est due à la Composante de tension de même ordre :

$$U_{d01} = \frac{2 U_{d0}}{p^2 - 1} \cos \alpha \sqrt{1 + (p \cdot \text{tg} \alpha)^2} \quad (\text{II.24})$$

Si on admet qu'à la fréquence $p f$ de cette tension la réactance $L_\Sigma \omega$ est supérieure à la résistance R_Σ \tilde{I}_{d01} vaut :

$$\tilde{I}_{d01} = \frac{U_{d01}}{2\pi p f L_\Sigma} \quad (\text{II.25})$$

L'utilisation de l'inductance de lissage consiste à avoir une ondulation de Courant en 1^{ère} harmonique qui a une gamme de variation de $(2 \div 15)\%$ de I_n

Le taux de modulation de tension de la 1^{ère} harmonique donné par :

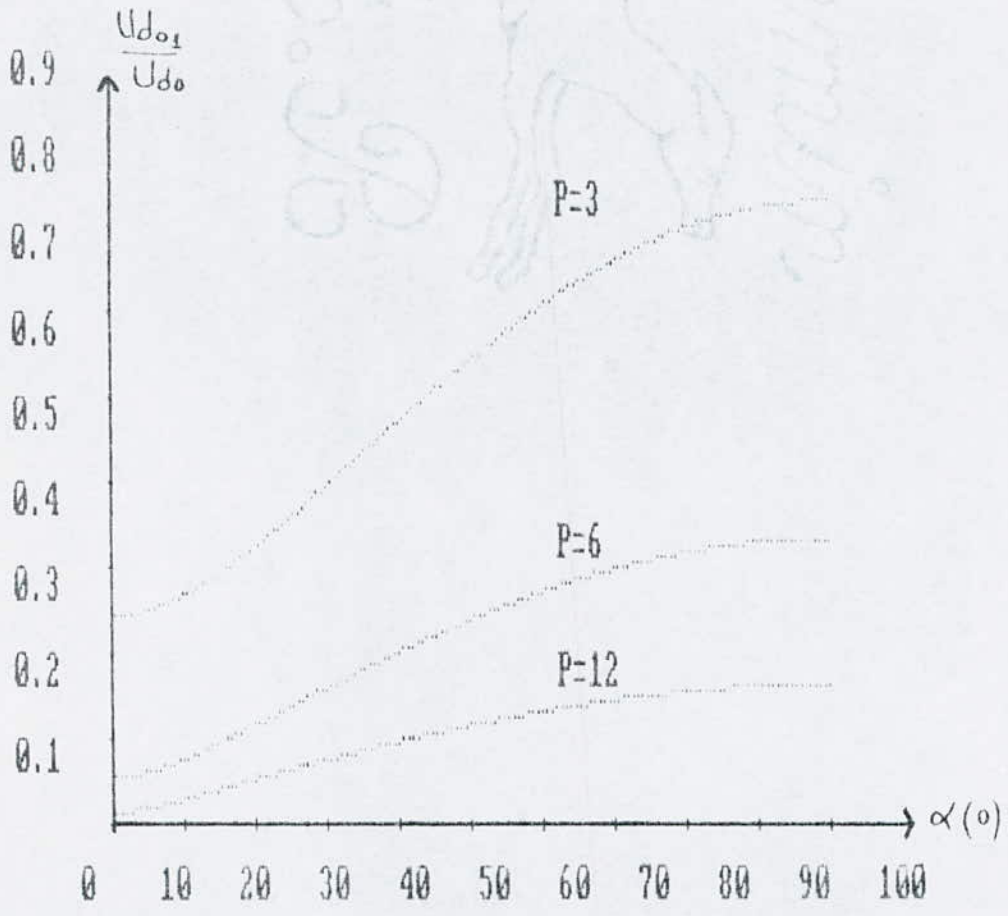


Fig. II.5

$$\frac{U_{d_{o1}}}{U_{d_{\alpha}}} = \frac{2}{p-1} \sqrt{1+(p \cdot \operatorname{tg} \alpha)^2} \quad (\text{II.24})$$

est plus important en rapprochant α vers $\pi/2$.

Dans notre étude, on se limitera à cette valeur de α (90°) pour déterminer la zone de discontinuité du courant (voir fig II.5)

II.6.3 - Calcul des inductances:

a) calcul de l'inductance totale (L_{Σ}):

D'après la formule (II.24) on tire L_{Σ} :

$$L_{\Sigma} = \frac{U_{d_{o1}}}{I_{d_{o1}} \cdot 2\pi f p} = \frac{e_1 \cdot U_{d_0}}{i_1 \cdot p \omega}$$

avec $e_1 = \frac{U_{d_{o1}}}{U_{d_0}}$: valeur efficace relative de tension de première harmonique pour $\alpha = 90^\circ$.

$i_1 = \frac{I_{d_{o1}}}{I_0}$: valeur efficace relative de courant de première harmonique.

$\omega = 2\pi f$: pulsation du réseau (rd/s)

f : fréquence du réseau; $p = 6$

$i_1 = 0,8\%$; $e_1 = 34\%$ (fig II.5)

$\omega p = 2\pi f \cdot p = 2\pi \cdot 50 \cdot 6 = 1884,85$ rd/s.

d'où:

$$L_{\Sigma} = \frac{0,34 \cdot 263}{0,008 \cdot 1884,85 \cdot 10^2}$$

$$L_{\Sigma} = 16,30 \text{ mH}$$

b) calcul de l'inductance d'induit du moteur:

$$L_{ind} = K_{ind} \frac{U_n}{I_n \cdot N_n \cdot 2p} \quad (\text{II.26})$$

$K_{ind} = 10$: Pour les moteurs ne possédant pas d'enroulement de compensation.

$2p = 4$: nombre de pôles du moteur.

$$L_{ind} = 10 \cdot \frac{220}{102 \cdot 600 \cdot 4}$$

$$L_{ind} = 8,98 \text{ mH}$$

c) calcul de l'inductance du transformateur:

En fait la réactance du transformateur X_{tr} est difficile à déterminer a priori. On la détermine par un essai de Court-Circuit, qui permet d'avoir la réactance de Court-Circuit X_{cc} .

$$U_{cc}\% = X_{cc}\% = 10\% : (\text{voir tableau N}^\circ 2)$$

d'où :

$$X_{tr} = \frac{U_{cc}\% \cdot V_s}{I_s}$$

$$X_{tr} = \frac{10}{100} \cdot \frac{112}{93,5}$$

$$X_{tr} = 0,12 \Omega$$

d'où :

$$L_{tr} = \frac{X_{tr}}{\omega} = \frac{0,12}{2\pi \cdot 50} = 0,38 \text{ mH}$$

d) Calcul de l'inductance de lissage :

Elle est donnée par :

$$L_{\Sigma} = L_{ind} + L_{tr} + L_{indL} \quad (II.27)$$

d'où :

$$L_{indL} = L_{\Sigma} - L_{tr} - L_{ind}$$

$$L_{indL} = 16,80 \cdot 10^{-3} - 0,38 \cdot 10^{-3} - 8,9 \cdot 10^{-3}$$

$$L_{indL} = 6,94 \text{ mH}$$

II.64 - Calcul des résistances :

La résistance totale du circuit est donnée par :

$$R_{\Sigma} = \gamma (R_{ind} + R_{p_{aux}}) + R_{tr} + R_c + 2R_b + R_{indL} \quad (II.28)$$

γ : Coefficient d'échauffement ; $\gamma = 1, 2$

R_{ind} : résistance de l'induit du moteur.

$R_{p_{aux}}$: " des pôles auxiliaires

R_{tr} : " du transformateur ramenées au secondaire

R_c : " de commutation.

$2R_b$: " des balais.

R_{indL} : " de l'inductance de lissage.

a) $R_{ind} = 0,116 \Omega$.

b) $R_{p_{aux}} = 0,0485 \Omega$

c) $R_{tr} = X_{tr} = 0,12 \Omega$

d) $R_c = \frac{P \cdot X_{tr}}{2\pi} = \frac{6 \cdot 0,12}{2\pi} = 0,114 \Omega$.

$$e) R_b = \frac{V_b}{I_n}$$

Pour des très faibles densités de courant dans les ballais, V_b est indépendante de la charge.

Elle varie entre 1,5 et 2 d'où:

$$\text{On prend } V_b = 2 \text{ V} : R_b = \frac{2}{102} = 20 \text{ m}\Omega$$

$$\text{pour deux ballais : } R'_b = 2R_b = 2 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 40 \text{ m}\Omega.$$

f) R_{indL} : généralement cette résistance est estimée à:

$$R_{indL} \approx \frac{1}{3} R_{tr}$$

$$R_{indL} = \frac{1}{3} \cdot 0,12 = 40 \text{ m}\Omega.$$

d'où:

La résistance totale du circuit :

$$R_{\Sigma} = 1,2(0,116 + 0,0485) + (120 + 114 + 40 + 40) \cdot 10^{-3}$$

$$R_{\Sigma} = 0,51 \Omega.$$

II.7 - DETERMINATION DE LA ZONE DU COURANT DISCONTINU:

La zone de discontinuité est située au dessus de la valeur frontière du courant du moteur.

Cette zone dépend :

- de la constante de temps électrique du moteur.
- de l'angle d'amorçage α .

I.7.1. Calcul du Courant de frontière:

Il est donné par:

$$i_{\text{front}} = i_{\text{front}}^* \cdot I_n \quad (\text{I.29})$$

i_{front}^* = valeur relative frontière du courant redressé

$$i_{\text{front}}^* = f = f\left(\frac{1}{T_e}\right) \quad (\text{fig I.6})$$

avec f : résistance relative du circuit d'induit

$$f = \frac{I_n \cdot R_\Sigma}{\sqrt{2} U_s} \quad (\text{I.30})$$

T_e : Constante de temps électrique du moteur.

$$T_e = \frac{L_\Sigma}{R_\Sigma}$$

d'où:

$$f = \frac{102 \cdot 0,51}{\sqrt{2} \cdot 193,5} = 0,19$$

$$T_e = \frac{16,30 \cdot 10^{-3}}{0,51} = 0,032 \text{ s}$$

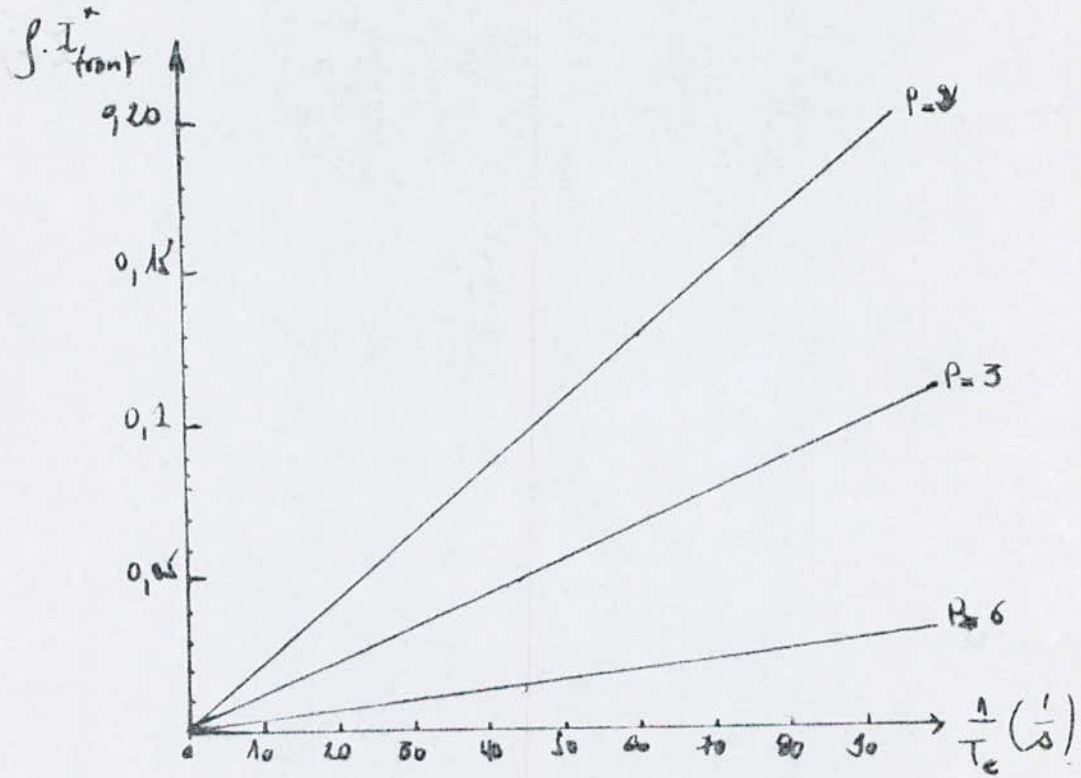
D'après la (fig I.6) donnée à $\alpha = 90^\circ$ on a:

$$f \cdot i_{\text{front}}^* = 0,01 \quad (\text{à } p=6)$$

$$\Rightarrow i_{\text{front}}^* = \frac{0,01}{0,19} = 0,053$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow i_{\text{front}} &= i_{\text{front}}^* \cdot I_n \\ &= 0,053 \cdot 102 \end{aligned}$$

$$i_{\text{front}} = 5,31 < 10\% \cdot I_n = 10,2 \text{ A}$$



(fig II.6)

II.7.2 Conclusion: Comme la valeur de i_{front} est inférieure à 10% de I_n , on peut négliger la zone de discontinuité du courant

Tableaux de résultats:

1) Convertisseur:

U_d (V)	V_{im} (V)	ΔU_{Ld} (V)	ΔU_c (V)	I_{Ld} (A)	I_{Lm} (A)	ΔP (W)	λ_{char} (ms)	R_c (Ω)
263	344,2	2	9,9	34	93,5	56,9	$3,2 \cdot 10^{-3}$	0,14

2) Transformateur:

U_p/U_s	I_s (A)	I_p (A)	$m = \frac{n_p}{n_s}$	ΔU_{br} (V)	S (kVA)	I_{ca} (A)	L_{br} (mH)	R_{br} (Ω)
380/194	92	46,85	1,96	5,5	31	1020	0,38	0,12

3) système: Convertisseur - moteur:

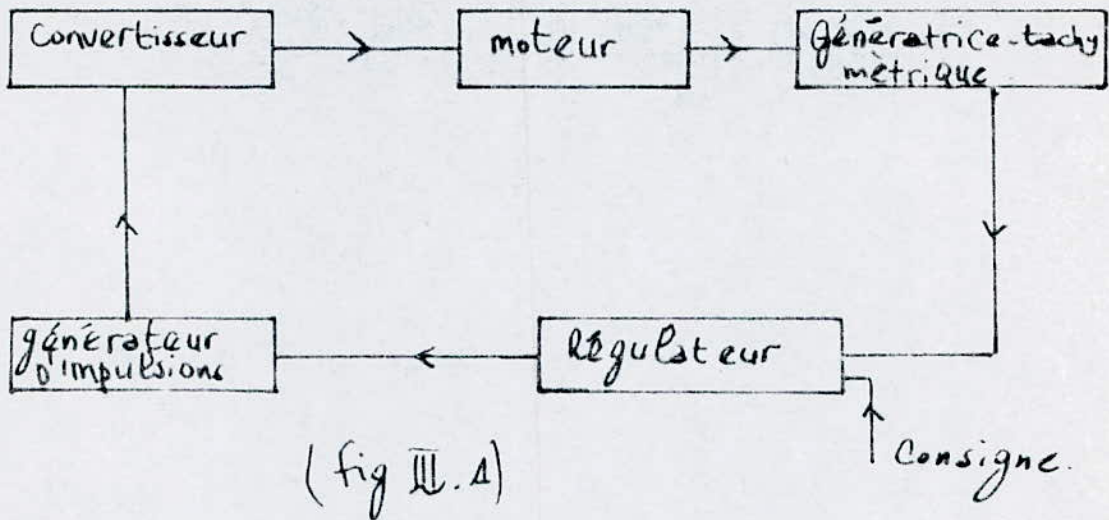
ΔU (V)	R_Σ (Ω)	L_Σ (H)	T_e (s)	L_{ind} (mH)	R_b (Ω)	ρ	i_{front} (A)
19,6	0,51	$16,3 \cdot 10^{-3}$	0,032	$6,94 \cdot 10^{-3}$	$40 \cdot 10^{-3}$	0,19	10,2

CHAPITRE III

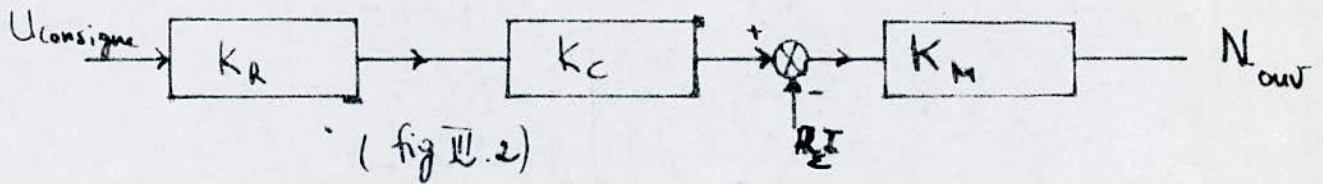
REGULATION EN REGIME STATIQUE

III.1. REGULATION SANS BOUCLE DE COURANT :

III.1.1 - schéma synoptique de la boucle de vitesse :



a) - Etude en boucle ouverte.



K_R : Coefficient d'amplification du régulateur

K_C : " " " " Convertisseur

K_M : " " " " moteur.

N_{ouv} : vitesse du moteur en boucle ouverte.

$$N_{ouv} = (U_d \cos \alpha - \frac{R I}{\epsilon}) K_M$$

$$N_{\text{ouv}} = U_{\text{con}} \cdot K_A \cdot K_C \cdot K_M - \frac{R_e I}{K_e} K_M \quad (\text{III.1})$$

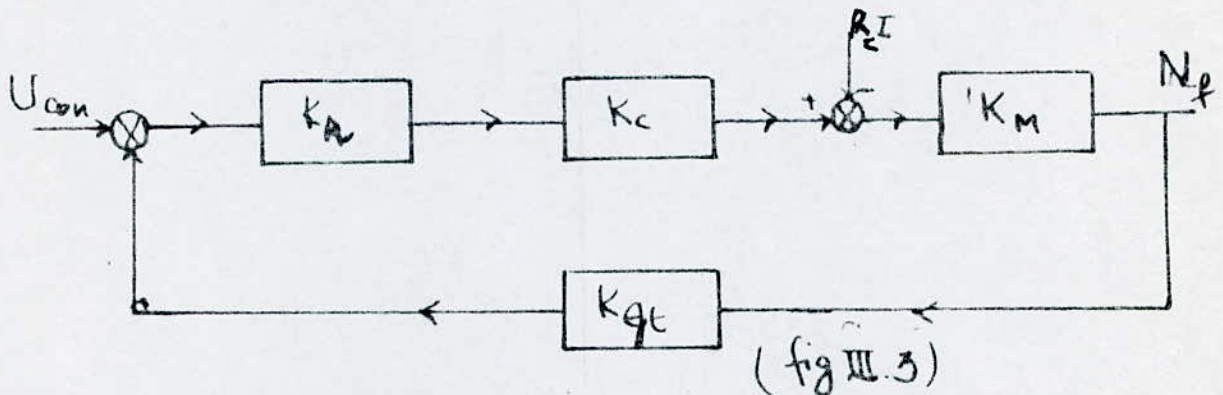
$$N_{\text{ouv}} = N_0 - \Delta N_{\text{ouv}}$$

N_0 : vitesse en boucle ouverte à vide.

ΔN_{ouv} : l'écart statique de vitesse en boucle ouverte.

b) Etude en boucle fermée :

Le but de la régulation en boucle fermée consiste à avoir un écart relatif de vitesse δ aussi petit que possible lorsque le couple sur l'arbre du moteur varie considérablement.



K_{gt} : Coefficient d'amplification de la génératrice tachymétrique

$$N_f = \frac{U_{\text{con}} \cdot K_A \cdot K_C \cdot K_M}{1 + K_A \cdot K_C \cdot K_M \cdot K_{gt}} - \frac{R_e I K_M}{1 + K_A \cdot K_C \cdot K_M \cdot K_{gt}} \quad (\text{III.2})$$

On pose : $K = K_A \cdot K_C \cdot K_M \cdot K_{gt}$

K : Coefficient d'amplification total.

$$N_f = N_{f_0} - \Delta N_f$$

N_f : vitesse en boucle fermée.

N_{f_0} : " " " " " à vide.

ΔN_f : l'écart statique de vitesse en boucle fermée.

$$\delta = \frac{\Delta N_f}{N} \quad (\text{III.3})$$

III.2. Calcul des coefficients d'amplification :

D'après la formule (III.2) on a :

$$\Delta N_f = \frac{\Delta N_{ouv}}{1+K} \Rightarrow K = \frac{\Delta N_{ouv} - 1}{\Delta N_f}$$

remplaçons ΔN_f par son expression on aura :

$$K = \frac{\Delta N_{ouv} - 1}{\delta \cdot N} \quad (\text{III.4})$$

Pour avoir un écart statique ΔN_f plus petit que possible il faut que K soit plus grand que possible.

Cela n'est vérifié que si : $\delta \cdot N$ est petit.

c.à.d $N = N_{min}$ d'où le coefficient K sera :

$$K \gg \frac{\Delta N_{ouv} - 1}{\delta \cdot N_{min}}$$

posons $\mathcal{D} = \frac{N_n}{N_{min}}$ on aura :

$$K \gg \frac{\Delta N_{ouv}}{N_n} \cdot \frac{\mathcal{D}}{\delta} - 1$$

Généralement pour $\mathcal{D} \leq 300$ l'écart relatif δ est compris entre : 0,03 et 0,05.

Comme $\Delta N_{ouv} = R_I \cdot K_{Mst}$ d'où :

$$K \gg \frac{R_I \cdot K_{Mst}}{N} \cdot \frac{\mathcal{D}}{\delta} - 1 \quad (\text{III.4}')$$

calcul de K_M :

$$K_M = \frac{1}{K_e \phi}$$

avec $K_e \phi = \frac{U_n - I_n(R_{ind} + R_b + R_p) \cdot \delta}{N_n} \quad (III.5)$

$$= \frac{220 - 102(0,2454)}{600}$$

d'où : $K_e \phi = 0,325 \text{ v/tr/min.}$

$$K_M = \frac{1}{0,325} = 3,077$$

calcul de k :

$$k > \frac{3,077 \cdot 0,51 \cdot 102 \cdot \frac{50}{0,03} - 1}{600}$$

$$k > 443,62$$

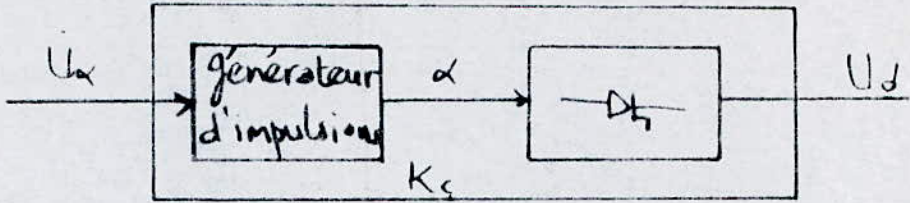
On prend $k = 500$.

calcul de K_{gt} :

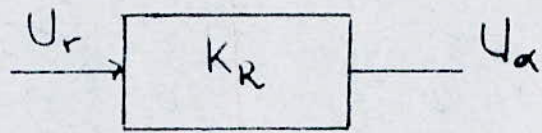
$$K_{gt} = \frac{E_{mgt}}{N_{mgt}} \quad (III.6)$$

$$K_{gt} = \frac{66}{1500} = 0,044$$

calcul de $K_c \cdot K_R$



$$U_d = K_c \cdot U_\alpha \quad (\text{fig III.4}) \quad (\text{III.7})$$



$$U_\alpha = K_R \cdot U_r \quad (\text{III.8})$$

- U_d : tension redressée.
- U_α : tension d'entrée du générateur d'impulsions
- U_r : " " " régulateur.

Le produit $K_R \cdot K_c$ est donné par:

$$K = K_R \cdot K_c \cdot K_{gt} \cdot K_M$$

d'où:

$$\begin{aligned} (K_R \cdot K_c)_{\text{cal}} &= \frac{K}{K_{gt} \cdot K_M} \\ &= \frac{500}{0,044 \cdot 3,077} \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

$$(K_R \cdot K_c)_{\text{cal}} = 3693,09$$

III.13. Choix du générateur d'impulsions:

Le générateur d'impulsions doit assurer certaines exigences concernant le moteur et les caractéristiques des thyristors (courant de maintien, ...)

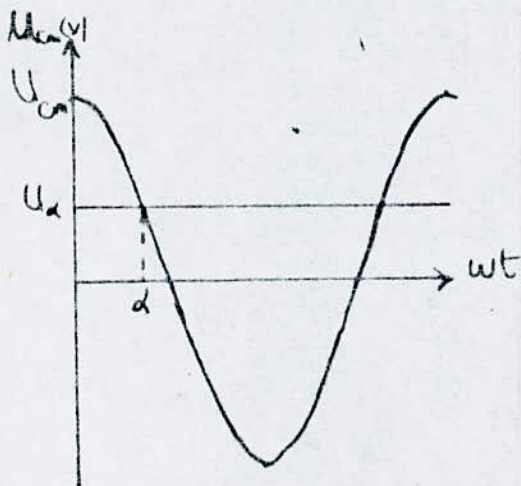
Actuellement, on utilise deux types de commande des thyristors:

a) Commandes magnétiques avec un noyau ayant une courbe d'hystérésis rectangulaire.

Elles sont utilisées pour les moteurs à grande puissance.

b) Commandes à transistor: On utilise le principe de commande verticale en arcos, horizontale et rampe.

Dans notre cas, on utilise la commande en arcos. Son principe est comme suit:



(fig III.5)

U_{cm} : tension proportionnelle à la tension du réseau.

$$U_{cm} = U_{cm} \cdot \cos \omega t. \quad (\text{III.10})$$

La tension délivrée par le Convertisseur $U_{d\alpha}$:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cdot \cos \alpha \quad (\text{III.11})$$

Pour $\omega t = \alpha$:

$$U_{cm} = U_{\alpha} = U_{cm} \cdot \cos \alpha$$

d'où : $\alpha = \arccos \frac{U_{\alpha}}{U_{cm}}$ (III.12)

d'où :

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cdot \frac{U_{\alpha}}{U_{cm}}$$

le gain sera donné par :

$$G = \frac{U_{d\alpha}}{U_{\alpha}} = \frac{U_{d0}}{U_{cm}} \quad (\text{III.13})$$

III.1.4. Choix du régulateur :

Les régulateurs sont caractérisés par :

- le Coefficient d'amplification : K_R
- la stabilité
- l'allure de la Caractéristique du régulateur.
- résistance d'entrée et résistance de sortie du régulateur.

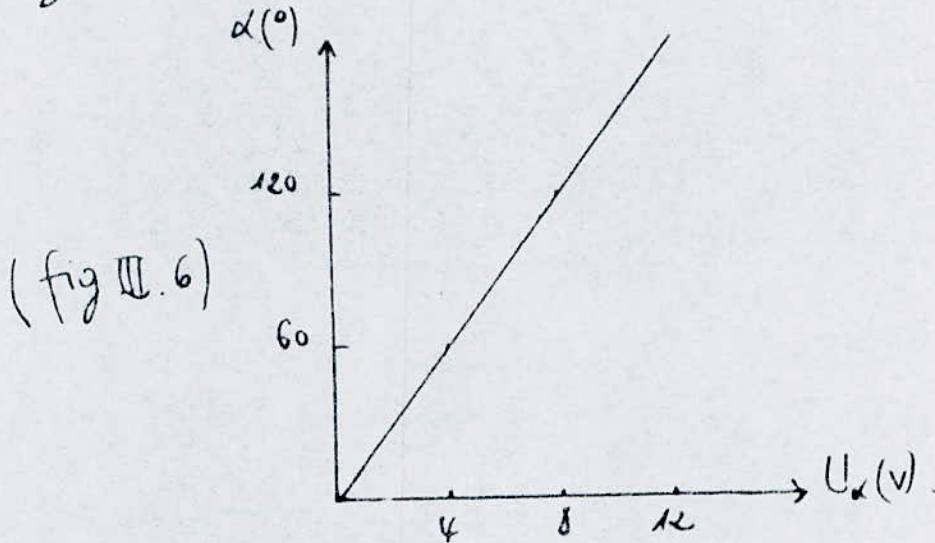
III.1.5 - Choix du potentiomètre :

Si la valeur du Coefficient d'amplification ($K_R \cdot K_c$) ne coïncide pas avec la valeur ($K_R \cdot K_c$)_{cal} après avoir choisi le régulateur, alors l'introduction d'un potentiomètre est indispensable.

III.16. Caractéristiques:

a) Générateur d'impulsions:

Caractéristique: $\alpha = f(U_x)$ donnant l'angle d'ombrage α en fonction de la tension de sortie du régulateur U_x .

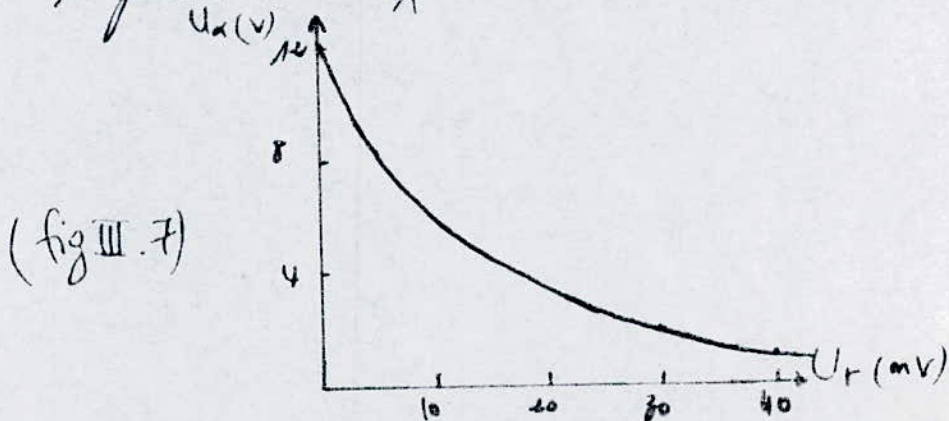


Cette caractéristique a pour équation:

$$\alpha = 15 \cdot U_x \quad (\text{III.14})$$

b) Régulateur:

Caractéristique: $U_x = f(U_r)$: tension de sortie du régulateur en fonction de sa tension d'entrée.

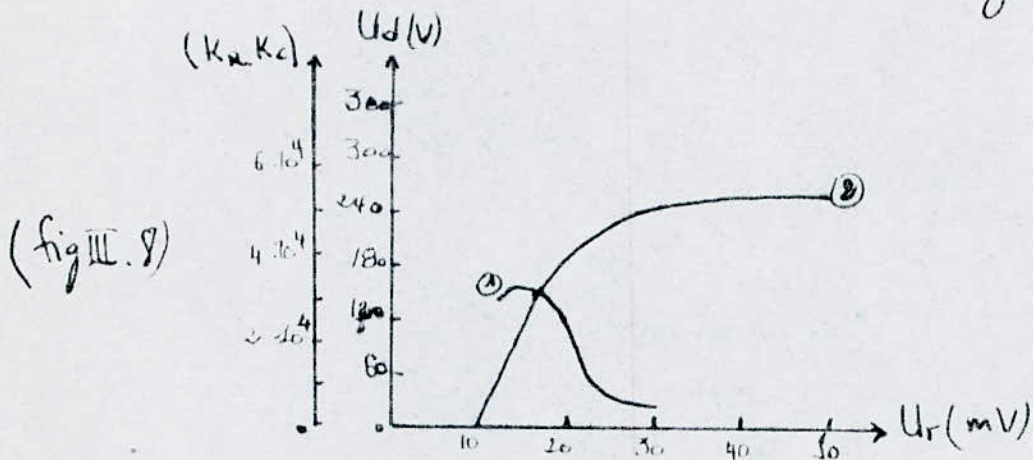


c) Caractéristiques : $(K_a \cdot K_c) = f(U_r)$ (fig III.8.1)
 $U_d = f(U_r)$ (fig III.8.2)

avec : U_d : tension aux bornes du moteur

$$U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha \quad \text{avec } U_{d0} = 263 \text{ V}$$

U_r : tension à l'entrée du régulateur.



Ces différentes caractéristiques sont élaborées par l'institut de recherche de sibérie.

On les utilise pour la détermination de la constante du potentiomètre K_p .

III.1.7 - Calcul du coefficient d'amplification du potentiomètre :

Comme on a déjà cité précédemment, le but du potentiomètre consiste à ajuster le coefficient d'amplification total K , d'où $(K_a \cdot K_c)$ car :

$$K = K_a \cdot K_c \cdot K_{gt} \cdot K_M$$

avec K_{gt} et K_M sont fixes.

D'après les caractéristiques (fig III. 6), (fig III. 7) et (fig III. 9) :

Pour $N = N_{\min} = 12 \text{ tr/min}$ on a :

$$U_d = N_{\min} \cdot k_e \phi = \frac{N_{\min} \text{ avec } \frac{I}{Z} = 0}{K_{\text{mot}}}$$

$$U_d = \frac{12}{3,077} \approx 4 \text{ V.}$$

d'où on tire : $U_r = 10,5 \text{ V}$ correspondant à :

$$(k_R \cdot k_C)_{\text{caract}} = 30000$$

Comme $(k_R \cdot k_C)_{\text{caract}} > (k_R \cdot k_C)_{\text{cal}}$ pour $N = N_{\min}$

Pour égaliser les deux membres de l'inégalité

on multiplie $(k_R \cdot k_C)_{\text{caract}}$ par K_p

$$\text{d'où : } K_p = \frac{(k_R \cdot k_C)_{\text{cal}}}{(k_R \cdot k_C)_{\text{caract}}} \quad (\text{III.15})$$

avec K_p : Coefficient d'amplification du potentiomètre :

$$K_p = \frac{3693,09}{30000} = 0,123$$

Le nouveau coefficient d'amplification total sera :

$$K = (k_R \cdot k_C)_{\text{caract}} K_p \cdot K_{gt} \cdot K_M \quad (\text{III.16})$$

III.1.8. Construction de la Caractéristique statique $N=f(I)$:

Pour Construire cette Caractéristique, on doit déterminer l'écart statique et relatif de vitesse.

1) A tension nominale U_n :

a) En boucle ouverte:

L'écart statique de vitesse est:

$$\begin{aligned}\Delta N_{ouv} &= \frac{R_\Sigma I_n}{K_e \phi} = R_\Sigma I_n \cdot K_M \\ &= 0,51 \cdot 102 \cdot 3,077\end{aligned}$$

$$\Delta N_{ouv} = 166,34 \text{ tr/min.}$$

$$\begin{aligned}\text{\textcircled{a} vide: } (N_0)_n &= N_n + (\Delta N_0)_n \\ &= 600 + 166,34\end{aligned}$$

$$(N_0)_n = 766,34 \text{ tr/min}$$

b) En boucle fermée:

L'écart statique de vitesse est:

$$\Delta N_f = \frac{\Delta N_{ouv}}{1+K} = \frac{166,34}{1+12000 \cdot 0,12 \cdot 0,044 \cdot 3,077}$$

$$\Delta N_f = 0,84 \text{ tr/min}$$

avec $(K_R \cdot K_C)_{\text{caract}} = 12000$ pour $N = N_n$

$$\text{à vide: } (N_{f_0})_n = N_n + (\Delta N_{f_0})_n$$

$$(N_{f_0})_n = 600 + 0,84 = 600,84 \text{ tr/min}$$

L'écart relatif de vitesse est:

$$\delta = \frac{\Delta N \cdot f}{N_n} \cdot 100 = \frac{0,84}{600} \cdot 100$$

$$\delta = 0,14\%$$

3) A tension minimale U_{\min} :

a) en boucle ouverte:

L'écart statique de vitesse est:

$$\Delta N_{\text{ow}} = \frac{R_{\Sigma} \cdot I_n}{K_e \phi} = R_{\Sigma} I_n \cdot K_M$$

$$= 0,51 \cdot 102 \cdot 3,077$$

$$\Delta N_{\text{ow}} = 166,34 \text{ tr/min}$$

$$\text{à vide: } (N_0)_{\min} = N_{\min} + (\Delta N_0)_{\min}$$

$$= 12 + 166,34$$

$$(N_0)_{\min} = 178,34 \text{ tr/min}$$

b) En boucle fermée:

L'écart statique de vitesse est:

$$\Delta N_f = \frac{\Delta N_{\text{our}}}{1+K} = \frac{166,34}{1+30000 \cdot 0,12 \cdot 0,044 \cdot 3,077}$$

$$\Delta N_f = 0,33 \text{ tr/min}$$

avec $(K_r, K_c)_{\text{caract}} = 30000$ pour $N = N_{\text{min}}$.

$$\begin{aligned} \text{à vide : } (N_{fo})_{\text{min}} &= N_{\text{min}} + (\Delta N_{fo})_{\text{min}} \\ &= 12 + 0,33 \end{aligned}$$

$$(N_{fo})_{\text{min}} = 12,33 \text{ tr/min}$$

L'écart relatif de vitesse est :

$$\delta = \left(\frac{\Delta N_f}{N_{\text{min}}} \right) \cdot 100 = \frac{0,33}{12} \cdot 100$$

$$\delta = 2,76 \%$$

Les points particuliers de la caractéristique $N=f(\pm)$ sont :

1) A vide ($I=0$) :

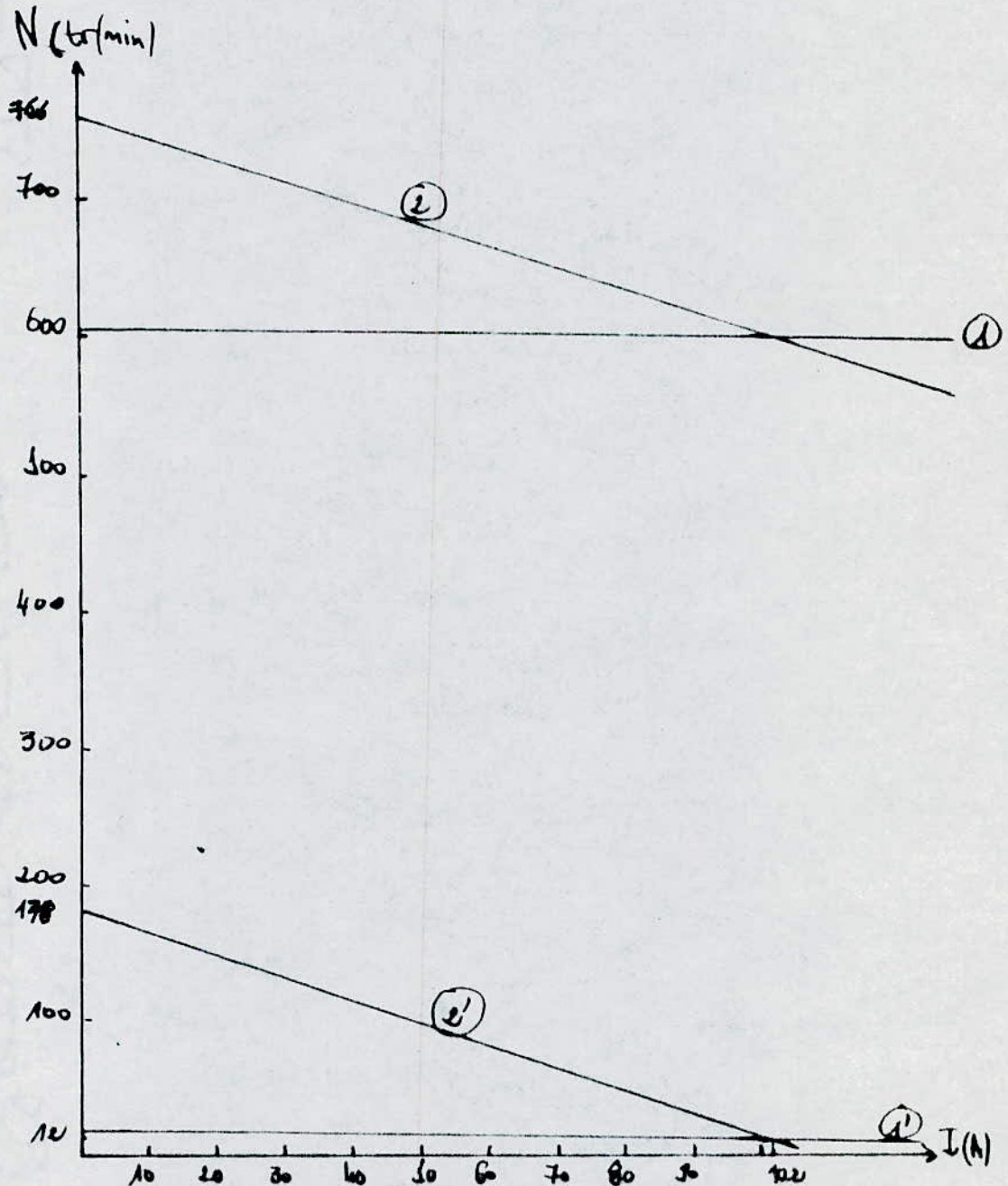
$$\begin{aligned} \text{a) } U = U_n : (N_o)_n &= 766,34 \text{ tr/min} \\ (N_{fo})_n &= 600,84 \text{ tr/min} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{b) } U = U_{\text{min}} : (N_o)_{\text{min}} &= 178,34 \text{ tr/min} \\ (N_{fo})_{\text{min}} &= 12,33 \text{ tr/min} \end{aligned}$$

2) A $I = I_n$:

a) $U = U_n$: $N = N_n = 600 \text{ tr/min}$

b) $U = U_{\min}$: $N = N_{\min} = 12 \text{ tr/min}$



(fig III. 9)

Interpretation de la Courbe $N = f(\Gamma)$ (fig II. 9)

En Comparant les pentes de la (fig III. 9), on remarque que celles de la boucle fermée 1 et 1' sont faible devant celles de la boucle ouverte 2 et 2'.

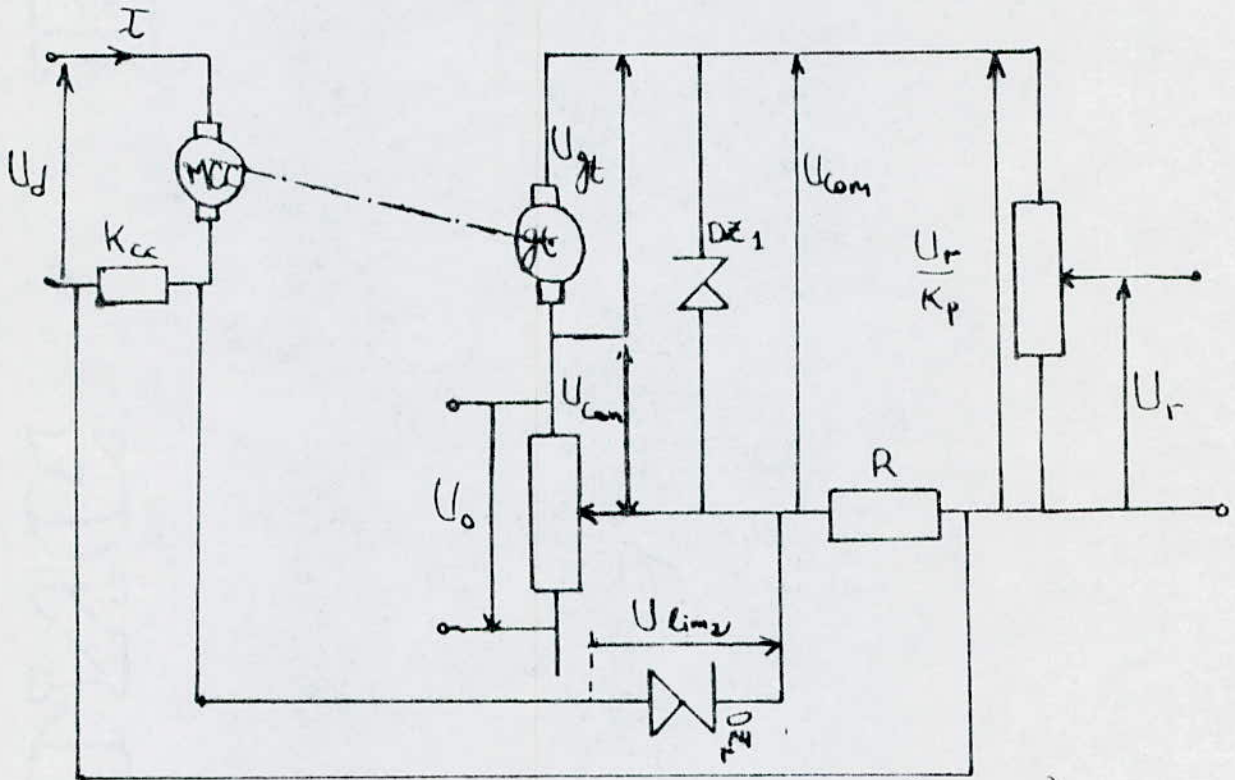
De ce fait, l'écart statique de vitesse en boucle fermée est meilleur que celui en boucle ouverte.

Conclusions:

La caractéristique $N = f(\Gamma)$ pour le système fermé est plus rigide que celle pour le système en boucle ouverte.

III.2 - REGULATION AVEC BOUCLE DE COURANT:

III.2.1 - Schéma de fonctionnement et description:



(fig III.10)

U_{com} : la tension de Commande

U_{con} : la tension de Consigne

U_r : la tension à l'entrée du régulateur.

DZ_1, DZ_2 : diodes ZENER.

Ce système de Commande est appelé système avec une contre-réaction négative de vitesse, à Contrôle de Courant et à limitation du signal d'entrée du régulateur.

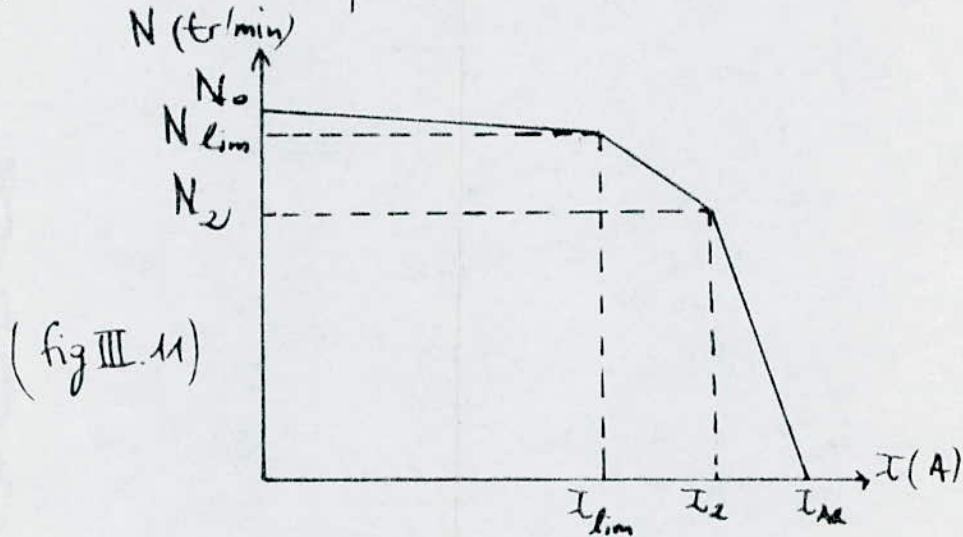
le Contrôle de Courant est effectué par la diode DZ_2 .
la tension U_c , appliquée aux bornes de la diode DZ_2 ,
est proportionnelle au Courant du moteur I .

Lorsque ce Courant atteint sa valeur limite I_{lim}
la diode DZ_2 devient Conductrice et le signal de
Commande, diminué de la chute de tension dans la
résistance R , est envoyé à l'entrée du régulateur.

Si le signal de Commande U_{com} est inférieur
à la tension d'amorçage de la diode DZ_1 (U_{lim_1}),
la diode DZ_1 reste bloquée, sinon la diode DZ_1
devient Conductrice et $U_{com} = U_{lim_1}$, alors le
signal d'entrée sera limité à l'entrée du régulateur.

III.2.2 - Construction de la Caractéristique statique $N=f(I)$:

L'allure théorique de la Caractéristique statique $N=f(I)$ est donnée par :



Cette caractéristique se compose de trois parties :

- 1) $I < I_{lim}$: La boucle de courant ne fonctionne pas, seule la boucle de vitesse fonctionne. DZ_1 étant bloquée alors :

$$U_{com} < U_{lim1}$$

avec : $U_{com} = U_{con} - U_{gt}$ (III.17)

U_{con} : la tension de consigne.

U_{gt} : la tension aux bornes de la génératrice tachymétrique.

U_{com} : la tension de commande

U_{lim1} : la tension aux bornes de la diode ZENER DZ_1 .

L'équation caractérisant cette partie en boucle fermée est :

$$N = \frac{U_{con} \cdot K_R \cdot K_c \cdot K_p \cdot K_M}{1 + K_{gt} \cdot K_p \cdot K_R \cdot K_c \cdot K_M} - \frac{R_E I_c \cdot K_M}{1 + K_{gt} \cdot K_p \cdot K_R \cdot K_c \cdot K_M} \quad (II.18)$$

2) $I_{lim} < I < I_c$:

Les deux boucles de courant et de vitesse agissent car DZ_1 est bloquée et DZ_2 est amorcée.

alors : $U_{con} < U_{lim_1}$ et $U_{lim_2} = K_{cc} \cdot I_{lim}$

d'où l'équation de la vitesse est :

$$N = \frac{(U_{lim_2} + U_{con})}{1 + K} \cdot \frac{K}{K_{gt}} - \frac{K_M \cdot I}{1 + K} \cdot \left(\frac{R_E + K_c \cdot K_p \cdot K_R}{K_c \cdot K_p \cdot K_R} \right) \quad (II.19)$$

avec :

U_{lim_2} : la tension aux bornes de la diode zener DZ_2 .

K_{cc} : Coefficient du courant limite

3) $I > I_{lim}$:

Dans cette partie, on a seulement la boucle de courant qui agit car le courant a dépasser sa valeur limite I_{lim} .

Ce qui a pour effet d'amorcer la diode zener Z_1 , alors on écrit :

$$U_{com} = U_{lim_1} \text{ et } U_{lim_2} = K_{cc} I_{lim}$$

L'équation de la vitesse sera :

$$N = (U_{lim_1} + U_{lim_2}) K_R \cdot K_c \cdot K_p \cdot K_M - I \left(R_{\Sigma} K_M + \frac{K_c \cdot K_{cc}}{K_{gt}} \right) \quad (\text{III.20})$$

Expression de K_{cc} :

Le Coefficient du Courant limite K_{cc} est déterminé au point de Court-Circuit où la vitesse est nulle et le courant a atteint la valeur I_{AR} , alors la tension du Convertisseur sera égale à la chute ohmique du circuit d'où :

$$E_{com} = R_{\Sigma} \cdot I_{AR} \quad (\text{III.21})$$

D'après le schéma (fig III.10), l'expression du signal de Commande au point de Court-Circuit est donnée par :

$$\frac{(U_r)_{cc}}{K_p} = U_{lim_1} - K_{cc} (I_{AR} - I_{lim}) \quad (\text{III.22})$$

$$K_{cc} = \frac{U_{lim_1} - \frac{(U_r)_{cc}}{K_p}}{I_{AR} - I_{lim}} \quad (\text{III.22})$$

avec U_r est déterminé par la fig(III.8).

Calcul de K_{cc} :

a) Calcul de I_{lim} et I_{AR}

$$I_{lim} = 1,5 I_n = 1,5 \cdot 102 = 153 A$$

$$I_{AR} = 2 \cdot I_n = 2 \cdot 102 = 204 A.$$

b) Détermination de U_r :

$$E_{con} = R_{\Sigma} \cdot I_{AR} = 0,51 \cdot 204 = 104 V$$

D'après la fig III 8.2 la valeur de U_r correspondant à $E_{con} = 104 V$ est:

$$U_r = 14 mV$$

c) Calcul de U_{lim_1} :

la tension U_{lim_1} est fixée à 5V

d'où:

$$K_{cc} = \frac{5 - 14 \cdot 10^{-3} / 0,121}{204 - 153} = 0,095 \Omega$$

$$K_{cc} \approx 0,1 \Omega$$

Expression de N_2 :

Au point 2 de la caractéristique statique $N = f(I)$ du moteur, la valeur de la vitesse est déterminée par l'expression suivante:

$$U_{lim1} = U_{con} - N_2 \cdot K_{gt}$$

$$N_2 = \frac{U_{con} - U_{lim1}}{K_{gt}} \quad (\text{III.23})$$

le signal de consigne U_{con} est déterminé par l'expression de la vitesse en boucle fermée pour $I=0$
d'où :

$$N_0 = \frac{U_{con} \cdot K_R \cdot K_C \cdot K_P \cdot K_M}{1 + K_{gt} \cdot K_R \cdot K_C \cdot K_P \cdot K_M}$$

$$U_{con} = \frac{N_0 (1 + K) \cdot K_{gt}}{K}$$

comme $K \gg 1 \Rightarrow 1 + K \approx K$

d'où :

$$U_{con} = N_0 \cdot K_{gt}$$

(III.24)

calcul de N_2 :

calcul de U_{con}

$$U_{con} = N_0 \cdot K_{gt}$$

$$\text{or } N_o = N_n + \Delta N_f = 600 + 0,84 = 600,84 \text{ tr/min}$$

$$U_{\text{com}} = 600,84 \cdot 0,044 = 26,4 \text{ V}$$

$$N_2 = \frac{26,4 - 5}{0,044} = 486,00 \text{ tr/min}$$

Expression de I_e :

Le courant I_e est donné pour $N = N_e$

$$N_2 = (U_{\text{lim}_1} + U_{\text{lim}_2}) K_R \cdot K_C \cdot K_P \cdot K_M - I_e \left(R_\Sigma K_M + \frac{K \cdot K_{cc}}{K_{gt}} \right)$$

$$I_e = \frac{(U_{\text{lim}_1} + U_{\text{lim}_2}) \cdot K_R \cdot K_C \cdot K_P \cdot K_M - N_e}{R_\Sigma K_M + \frac{K \cdot K_{cc}}{K_{gt}}}$$

avec l'expression de U_{lim_2} est :

$$U_{\text{lim}_2} = K_{cc} \cdot I_{\text{lim}}$$

Calcul de I_e :

Calcul de U_{lim_2}

$$U_{\text{lim}_2} = 0,1 \cdot 153 = 15,3 \text{ V} \approx 15 \text{ V}$$

$$I_e = \frac{(5 + 15) \cdot 12000 \cdot 0,12 \cdot 3,077 - 486}{0,51 \cdot 3,077 + 0,1 \cdot 12000 \cdot 0,12 \cdot 3,077}$$

-67-

$$I_2 = 198 \text{ A}$$

Expression de U_{con} :

1) $A \ N = N_{min}$:

$$(U_{con})_{min} = K_{gt} \cdot N_{min} \quad (\text{III.25})$$

Calcul : $(U_{con})_{min} = 0,044 \cdot 12 = 0,52 \text{ V}$

2) $A \ N = N_{fo}$:

$$(U_{con})_{max} = K_{gt} \cdot N_{fo} \quad (\text{III.25'})$$

Calcul : $(U_{con})_{max} = 0,044 \cdot 600,94 = 26,4 \text{ V}$

Après ce calcul, les équations :

-(III.18) devient :

$$N = \frac{26,4 \cdot 12000 \cdot 0,12 \cdot 3,077 - 0,51 \cdot 3,077 \cdot I}{1 + 12000 \cdot 0,12 \cdot 3,077 \cdot 0,044}$$

$$N = 600,05 - 8 \cdot 10^{-3} \cdot I$$

-(III.19) devient :

$$N = \frac{(15 + 26,4) \cdot 194,95}{195,95} - \frac{3,077}{0,044} \cdot \frac{194,95}{195,95} \quad (144,51) \cdot I$$

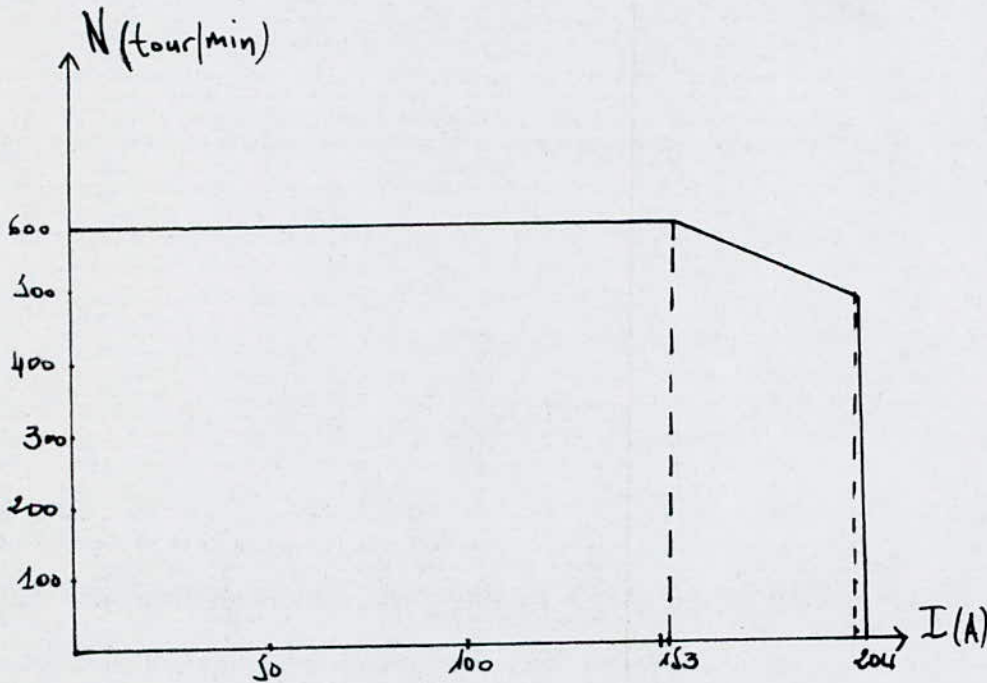
$$N = 956,10 - 2,27 I$$

-(III.20) devient :

$$N = (5 + 15) \cdot 12000 \cdot 0,12 \cdot 3,077 - (0,51 \cdot 3,077 + 443,09)I$$

$$N = 88617,6 - 444,65 I$$

L'allure caractérisant les expressions de N en fonction de I est donnée par :



(fig III.12)

En Comparant les fig III.11 et fig III.12, on constate que leurs caractéristiques de vitesse $N = f(I)$ sont sensiblement semblables, cela prouve que le fonctionnement de la boucle de courant est fiable.

Conclusion :

La régulation avec limitation de courant et du signal d'entrée du régulateur augmente la rigidité de la caractéristique de vitesse $N = f(I)$.

Tableaux de valeurs :

1) Sans limitation de courant :

K	K_{gt}	K_M	K_p	$(K_R \cdot K_c)_{cal}$	$\xi (\%)$
500	0.044	3.077	0.12	3693,09	3

2) Avec limitation de courant :

K_{cc}	I_{lim} (A)	I_{AR} (A)	U_{lim1} (V)	U_{lim2} (V)	$(U_{con})_{Max}$ (V)
0.1	153	204	5	15	26,4

CHAPITRE IV

REGULATION EN REGIME DYNAMIQUE

IV.1 - Détermination du schéma fonctionnel global:

IV.1.1 - Fonction de transfert du moteur:

L'équation électrique du système : Convertisseur-moteur est :

$$U_d = E_M + \Delta U \quad (\text{IV.1})$$

U_d : tension à la sortie du Convertisseur.

E_M : force-électromotrice du moteur.

ΔU : chutes de tension dans le circuit.

Les chutes de tensions sont données par :

$$\Delta U = R_{\Sigma} I_d + L_{\Sigma} \frac{dI_d}{dt} \quad (\text{IV.2})$$

R_{Σ} : résistance totale du circuit

L_{Σ} : inductance totale du circuit

I_d : courant d'induit du moteur.

D'après la transformée de Laplace on écrit :

$$\Delta U(p) = R_{\Sigma} I_d(p) + L_{\Sigma} p I_d(p) \quad (\text{IV.2}')$$

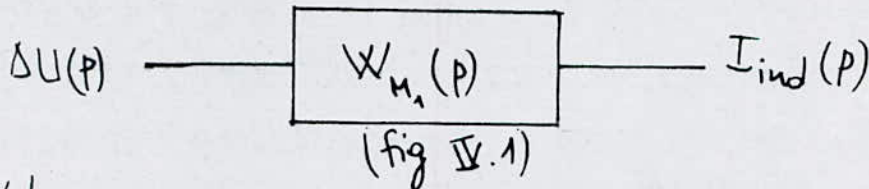
$$\Delta U(p) = R_{\Sigma} \cdot I_d(p) [1 + pT_e] \quad (\text{IV.2''})$$

$T_e = \frac{L_{\Sigma}}{R_{\Sigma}}$: Constante de temps électrique

d'où la fonction de transfert $W_{M_1}(p)$:

$$W_{M_1}(p) = \frac{I_d(p)}{\Delta U(p)} = \frac{1}{R_{\Sigma}(1 + pT_e)} \quad (\text{IV.3})$$

donc le schéma fonctionnel est :



L'équation mécanique du système est :

$$\Gamma_d = \Gamma_M - \Gamma_s = K_J \frac{J}{375} \frac{dN}{dt} \quad (\text{IV.4})$$

avec

Γ_d : Couple dynamique du moteur

Γ_M : Couple moteur.

Γ_s : Couple statique du moteur.

J : Moment d'inertie du moteur.

$K_J = 1,2$: Coefficient qui tient compte de la charge.

$$\Gamma_s = K_M I_s \quad I_s : \text{Courant statique}$$

$$\Gamma_M = K_M I_d$$

$$\Gamma_d = \Gamma_M - \Gamma_s = K_M (I_d - I_s) = K_M I \quad (\text{IV.5})$$

avec

$$I = I_d - I_s : \text{Courant dynamique.}$$

En égalisant les expressions (IV.4) et (IV.5) on aura:

$$\Gamma_d = J_M \frac{dN}{dt} = K_M I \quad \text{avec } J_M = K_J \cdot \frac{J}{375}$$

Par la transformée de Laplace on a:

$$\Gamma_d = K_M \mathcal{I}(p) = K_M p N(p) \quad (\text{IV.5}')$$

$$E_M(p) = K_e \cdot N(p) \quad (\text{IV.6})$$

De ces deux expressions on tire :

$$\mathcal{I}(p) = \frac{J_M}{K_e K_M} p E_M(p) \quad (\text{IV.7})$$

$$\text{On pose } T_M = \frac{J_M \cdot R_\Sigma}{K_e K_M} : \quad (\text{IV.8})$$

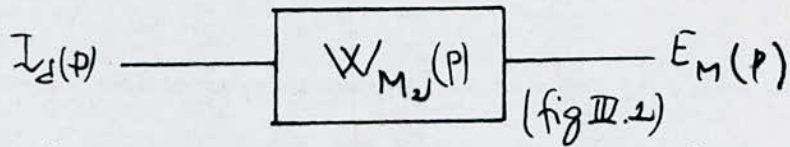
$$\mathcal{I}(p) = \frac{T_M}{R_\Sigma} p E_M(p) \quad (\text{IV.7}')$$

avec T_M : Constante de temps mécanique

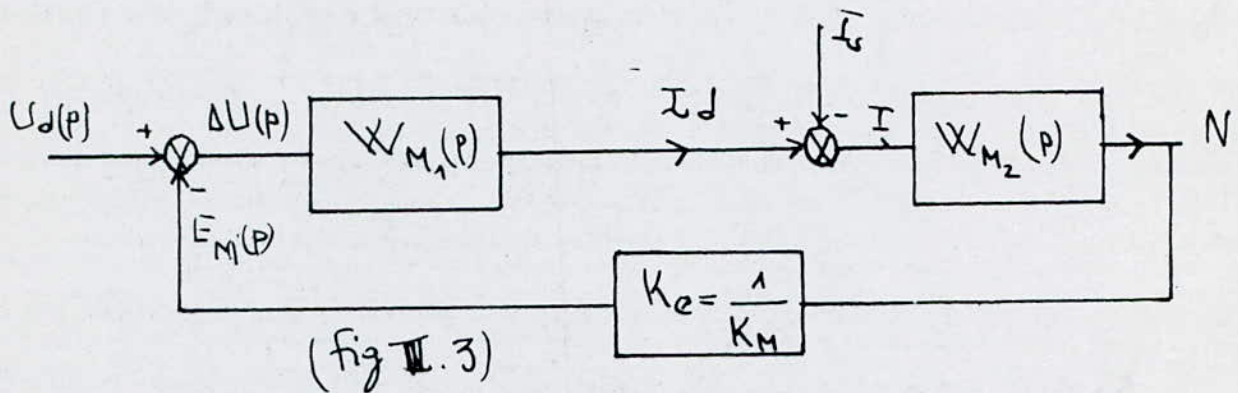
d'où la fonction de transfert $X_{M_2}(p)$:

$$X_{M_2}(p) = \frac{E_M(p)}{\mathcal{I}(p)} = \frac{R_\Sigma}{T_M \cdot p} \quad (\text{IV.9})$$

le schéma fonctionnel correspondant à W_{M_2} est :



d'où le schéma fonctionnel global du moteur :



Notre moteur travaille en régime permanent, ce qui nous préoccupe c'est d'obtenir une vitesse stabilisée juste après le démarrage qui se fait en général à vide $I_s = 0$, alors la fonction de transfert $W_M(P)$ sera :

$$W_M = \frac{W_{M_1}(P) \cdot W_{M_2}(P)}{1 + W_{M_1}(P) \cdot W_{M_2}(P) \cdot K_e} = \frac{K_M R_\Sigma}{R_\Sigma (1 + T_e P) T_M P} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K_M \cdot R_\Sigma}{R_\Sigma (1 + T_e P) T_M P \cdot K_M}}$$

$$W_M = \frac{K_M}{1 + (1 + T_e P) T_M P} = \frac{K_M}{1 + T_M P + T_M T_e P^2}$$

$$W_M = \frac{K_M}{1 + 2\tau T_0 P + (T_0 P)^2} \quad (\text{IV.10})$$

avec $\varphi = \frac{T_M}{2T_0}$: Coefficient d'amortissement

$$T_0 = \sqrt{T_c \cdot T_M} :$$

IV.1.2 - Fonction de transfert du Convertisseur :

La fonction de transfert du Convertisseur est donnée par l'expression :

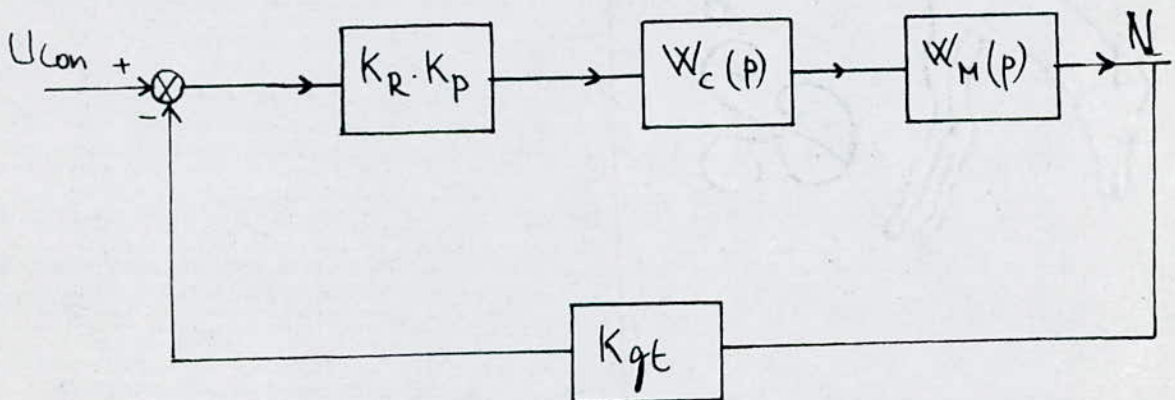
$$W_c(p) = \frac{K_c}{1 + T_c p} \quad (\text{IV.11})$$

T_c : Constante de temps du Convertisseur.

IV.1.3 - Schéma fonctionnel global :

Le but essentiel de la régulation est de contrôler la vitesse, donc on peut éliminer la boucle de courant.

Car si le système est stable en annulant cette boucle, il le sera d'autant plus si on en tient compte. D'où le schéma suivant :



(fig IV. 4)

En tenant compte du potentiomètre, du régulateur et de la génératrice tachymétrique, la fonction de transfert globale du système en boucle ouverte est:

$$\begin{aligned} W_{\text{ouvert}}(p) &= W_M \cdot W_C \cdot K_R \cdot K_{gt} \cdot K_C \\ &= \frac{K_M \cdot K_R \cdot K_p \cdot K_{gt} \cdot K_C}{(1 + T_M p + T_e T_M p^2)(1 + p T_e)} \\ &= \frac{K}{(1 + p T_M + p^2 T_M T_e)(1 + p T_e)} \end{aligned}$$

$$W_{\text{ouvert}}(p) = \frac{K}{(1 + 2\zeta T_0 p + (T_0 p)^2)(1 + p T_e)} \quad (\text{IV.12})$$

IV.1.4 - Calcul des paramètres et des coefficients:

$$1) T_M = \frac{J_M \cdot R_\Sigma}{K_e \cdot K_M}$$

avec $K_e = 0,325 \text{ V/tr/min}$

$$K_M = \frac{K_e}{1,03} = \frac{0,325}{1,03} = 0,315 \text{ V/tr/min}$$

$$J_M = \frac{1,2 \text{ J}}{375} = \frac{1,2 \cdot 5,9}{375} = 1,8 \cdot 10^{-2} \text{ kg.m}^2$$

$$T_M = \frac{7,08 \cdot 0,51}{375 \cdot 1,03(0,315)^2} = 0,094 \text{ s.}$$

$$2) T_e = \frac{L_\Sigma}{R_\Sigma}$$

$$T_e = \frac{16,3 \cdot 10^{-3}}{0,51} = 0,032 \text{ s}$$

3) le temps de réponse T_c de l'ensemble convertisseur-générateur d'impulsions est estimé à :

$$T_c = 0,01 \text{ s.}$$

$$4) T_0 = \sqrt{T_e \cdot T_M}$$

$$T_0 = \sqrt{0,032 \cdot 0,094} = 0,055 \text{ s.}$$

$$5) \xi = \frac{T_M}{2T_0}$$

$$\xi = \frac{0,094}{2 \cdot 0,055} = 0,86.$$

En remplaçant ces valeurs dans l'expression de la fonction de transfert globale du système on aura:

$$W_{T_{ouv}}(p) = \frac{K}{(1+0,01p)(1+0,095p+(0,055p)^2)}$$

IV.2 - L'analyse de la stabilité du système :

Parmi les méthodes d'analyse de la stabilité d'un système, on envisage la méthode de Bode.

Cette méthode consiste à représenter graphiquement en boucle ouverte la fonction de transfert $W_{T_{\text{ouv}}}(\omega)$.

Cependant les courbes de Bode comprennent deux tracés :

- L'amplitude ou Gain de $W_{T_{\text{ouv}}}(\omega)$

- La phase φ de $W_{T_{\text{ouv}}}(\omega)$ en degré.

Ces deux tracés sont en fonction de la fréquence ω (On emploie l'échelle logarithmique pour l'axe des ω)

IV.2.1 - Critères de stabilité :

Le but fondamental que se fixe l'analyse de la stabilité du système asservi consiste à répondre aux conditions suivantes :

- Marge de gain : C'est l'inverse du module de la fonction de transfert en boucle ouverte pris pour la fréquence ω_{π} correspondant à un angle de phase de -180 degrés.

Marge de phase: C'est l'angle de phase augmenté de 180 degrés de la fonction de transfert en boucle ouverte correspondant à un gain nul (0dB)

Pour que le système soit stable il faut que sa marge de phase soit supérieur à 45 degrés, sinon le système devra être corrigé par introduction d'un correcteur.

IV.2.2. Etude de la fonction de transfert en boucle ouverte:

1) L'amplitude:

$$G = 20 \text{ Log } |W(j\omega)| \quad (\text{dB}) \quad (\text{IV.15})$$

$|W(j\omega)|$: module de la fonction de transfert.

$$|W(j\omega)| = \frac{500}{\sqrt{1+(0,01\omega)^2} \sqrt{[1-(0,035\omega)^2]^2 + (0,095\omega)^2}} \quad (\text{IV.16})$$

donc:

$$G = 20 \text{ Log } 500 - 10 \text{ Log } [1+(0,01\omega)^2] - 10 \text{ Log } \left[[1-(0,035\omega)^2]^2 + [0,095\omega]^2 \right] \quad (\text{IV.15'})$$

avec $\omega_c = \frac{1}{T_c} = 100 \text{ s}$

$$\omega_0 = \frac{1}{T_0} = 18,18 \text{ s}$$

ω_0 et ω_c : frequences de Coupure.

$$a) \omega < \frac{1}{T_0} \Rightarrow \omega T_0 < 1 \Rightarrow \omega^2 T_0^2 \ll 1 \Rightarrow \sqrt{1 + \omega^2 T_0^2} \simeq 1$$

$$G = 20 \log 500.$$

$$b) \frac{1}{T_0} < \omega < \frac{1}{T_c}$$

$$\omega > \frac{1}{T_0} \Rightarrow \omega T_0 > 1 \Rightarrow \omega^2 T_0^2 \gg 1 \Rightarrow 1 + \omega^2 T_0^2 \simeq \omega^2 T_0^2$$

$$\omega < \frac{1}{T_c} \Rightarrow \omega T_c < 1 \Rightarrow \omega^4 T_c^4 \ll 1 \Rightarrow 1 + \omega^4 T_c^4 \simeq 1.$$

$$G = 20 \log 500 - 20 \log (0,01\omega)$$

$$c) \omega > \frac{1}{T_c}$$

$$\omega > \frac{1}{T_c} \Rightarrow \omega T_c > 1 \Rightarrow \omega^4 T_c^4 \gg 1 \Rightarrow 1 + \omega^4 T_c^4 \simeq \omega^4 T_c^4.$$

$$G = 20 \log 500 - 20 \log (0,01\omega) - 40 \log (0,05\omega)$$

voir (fig IV.5.2)

2) phase :

$$\varphi(j\omega) = \text{Arctg}(|X(j\omega)|) \quad (\text{IV.17})$$

a) $\omega < \frac{1}{T_0}$

$$\varphi_1(j\omega) = -\text{Arctg}(0,01\omega) - \text{Arctg}\left(\frac{0,095\omega}{1-(0,055\omega)^2}\right)$$

b) $\omega > \frac{1}{T_0}$

$$\varphi_1(j\omega) = -\text{Arctg}(0,01\omega) - \text{Arctg}\left(-\frac{0,095\omega}{(0,055\omega)^2 - 1}\right)$$

Comme $\text{Arctg}(-\alpha) = 180 - \text{Arctg} \alpha \quad (\alpha > 0)$

donc :

$$\varphi_1(j\omega) = -\text{Arctg}(0,01\omega) - 180 + \text{Arctg}\left(\frac{0,095\omega}{(0,055\omega)^2 - 1}\right)$$

voir (fig IV.5.2)

Remarque : le tracé du gain et de la phase a été fait par simulation (voir organigramme)

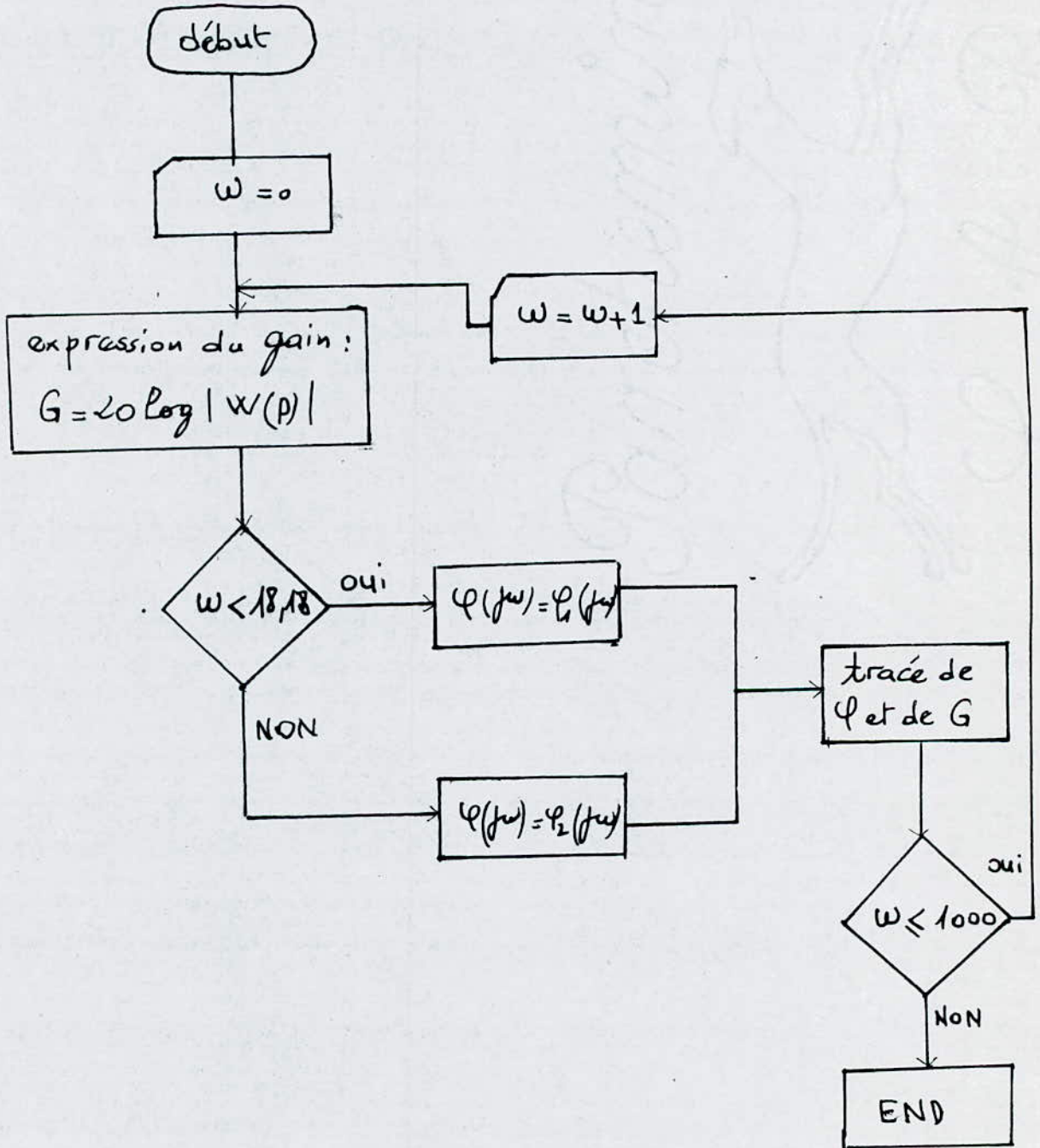
D'après ce tracé on a relevé les valeurs suivantes :

- Marge de gain = - 30 dB .

- Marge de phase = - 60 degrés .

IV.2.3. Conclusion : Comme ces valeurs ne vérifient pas les conditions de stabilité, on est amené à introduire un correcteur.

ORGANNIGRAMME :



IV.3 - Correction :

La Correction d'un système asservi par la méthode de Bode Consiste à remodeler les Courbes de Bode de gain et de phase jusqu'à ce qu'on vérifie les conditions imposées au système.

Suivant le cas d'instabilité, on envisage trois cas de correcteurs :

- Correcteur par avance de phase.
- Correcteur par retard de phase.
- Correcteur par retard et avance de phase.

IV.3.1. Choix du Correcteur :

Vu notre cas, on est amené à choisir le Correcteur par avance de phase dont la fonction de transfert est de la forme suivante :

$$W_{AV}(j\omega) = \frac{a}{b} \cdot \frac{1 + \frac{j\omega}{a}}{1 + \frac{j\omega}{b}} \quad (\text{IV.18})$$

avec : $a < b$

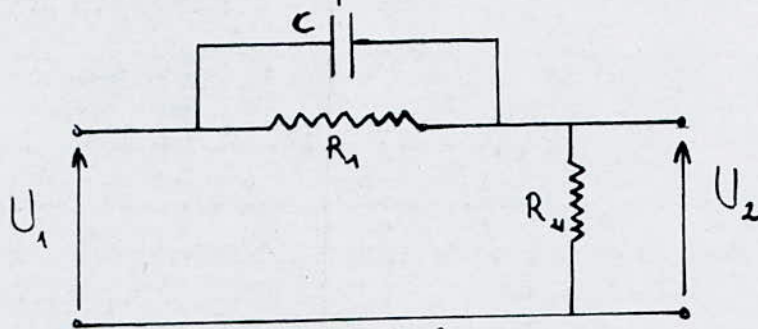
L'avance de phase est maximale pour la fréquence $\omega_M = \sqrt{a \cdot b}$ vaut :

$$\varphi_M = 90 - 2 \operatorname{Arctg} \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (\text{IV.19})$$

L'atténuation du gain vaut :

$$\sqrt{\frac{a}{b}} \quad (\text{IV.20})$$

Schéma électrique du Correcteur :



(fig IV.6)

La fonction de transfert du correcteur est :

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left[\frac{1 + R_1 C p}{1 + \frac{R_1 \cdot R_2 C p}{R_1 + R_2}} \right] \quad (\text{IV.21})$$

Par identification de (IV.21) par rapport (IV.18) on a :

$$a = \frac{1}{R_1 C} \quad ; \quad b = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot C} \quad ; \quad \frac{a}{b} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Comme $a < b$ d'où :

$$\frac{1}{R_1 C} < \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot C} \Rightarrow R_1 + R_2 > R_2 \Rightarrow R_1 \gg R_2$$

donc :

$$\frac{a}{b} \approx \frac{R_2}{R_1}$$

II.3.2' Calcul des paramètres du Correcteur :

On doit choisir le Correcteur d'avance de phase de sorte qu'il fasse remonter la phase de 105 degrés (60+45) avec une réserve de 11 degrés qui Compense les défaillances produites dans le système, en gardant la fréquence de Coupure $\omega_M = 250$ (1/s) donc:

$$\varphi_M = 60 + 45 + 11$$

$$\varphi_M = 116^\circ$$

Ceci demande une avance de phase importante qui exige deux Correcteurs en cascade avec une nécessaire isolation entre-eux.

Pour simplifier les calculs, les deux Correcteurs choisis ont les ^{même} paramètres.

De ce fait, le calcul des paramètres d'un seul Correcteur est suffisant.

$$\varphi_M = \frac{116}{2} = 58^\circ.$$

donc:

$$\sqrt{\frac{a}{b}} = \operatorname{tg} \left[\frac{90 - 58}{2} \right] = 0,296.$$

d'où:

$$b = 12. a.$$

$$\omega_M = \sqrt{a \cdot b} = \sqrt{12 \cdot a^2} = a\sqrt{12}$$

$$\omega_M = 250 = a\sqrt{12}$$

donc :

$$a = \frac{250}{\sqrt{12}} \approx 73$$

$$b = 12a = 12 \cdot 73 = 874.$$

et la fonction de transfert sera :

$$W_{AV}(j\omega) = \frac{1}{12} \frac{1 + \frac{j\omega}{73}}{1 + \frac{j\omega}{874}}$$

L'atténuation du gain = 0,117.

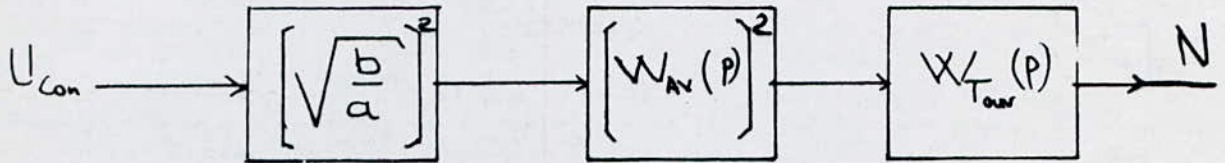
D'après ces paramètres on déduit :

$$\frac{R_1}{R_2} = 12 \Rightarrow R_1 = 12 \cdot R_2$$

Si on prend $R_2 = 1 \text{ k}\Omega \Rightarrow R_1 = 12 \cdot \text{k}\Omega$.

$$\text{Comme } a = \frac{1}{R_1 C} \Rightarrow C = \frac{1}{R_1 \cdot a} = \frac{1}{12 \cdot 10^3 \cdot 73} = 1,14 \mu\text{F}$$

IV.3.3. Le schéma fonctionnel du système Corrigé en boucle ouverte :



(fig IV.7)

La fonction de transfert globale corrigée est :

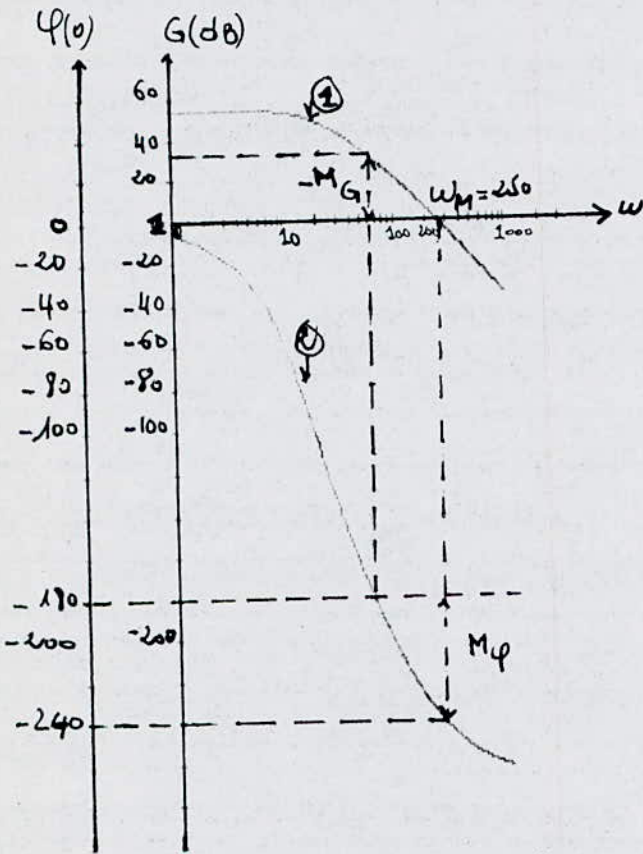
$$W_{T_{Cor}}(p) = 12 \cdot \frac{1}{(12)^2} \cdot \left[\frac{1 + \frac{p}{73}}{1 + \frac{p}{74}} \right]^2 \left[\frac{500}{[1 + 0,01p][1 + 0,095p + (0,055p)^2]} \right]$$

le tracé du gain et de la phase a été fait par simulation. (fig IV.5.b)

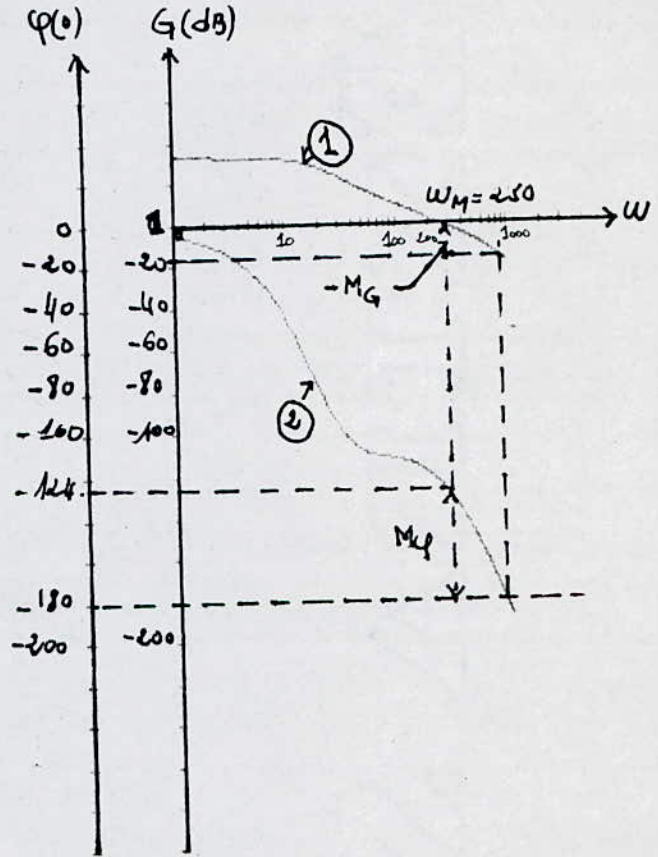
les nouveaux paramètres du système sont :

- Marge de gain = 18 dB
- Marge de phase = 56°.

IV.3.4- Conclusion : le système ainsi corrigé est stable.



Gain et phase non corrigés
Fig. a



Gain et phase corrigés
Fig. b

DIAGRAMME DE BODE
Fig. IV.5

- 1 - Courbe de gain
- 2 - Courbe de phase

Tableaux de résultats:

1) Sans Correcteur:

T_M (s)	T_c (s)	T_o (s)	φ	M_G (dB)	M_φ (°)
0.094	0.01	0.055	0.86	-30	-60

2) Avec Correcteur:

φ_m (°)	a (s)	b (s)	R_1 (k Ω)	R_2 (k Ω)	C (μF)	M_G (dB)	M_φ (°)
58	12	874	12	1	1.14	18	56

M_G : Marge de gain

M_φ : Marge de phase.

CONCLUSIONS

- D'après les données de notre moteur, on a constaté que le pont de GRAETZ est le montage le mieux convenable pour l'alimentation du moteur à Courant Continu.

- Vu la valeur calculée de la tension redressée U_0 , on choisit un transformateur du type TT40 :
 $S = 40 \text{ kVA}$; $330/200\text{V}$; $U_c = 10\%$.

- Le thyristor est choisi d'après le Courant I_n .
Il est du type : T100.

- Vu la valeur des pertes admissibles, on choisit un mode de refroidissement naturel.

- La régulation en boucle fermée avec limitation de Courant augmente la rigidité de la Caractéristique mécanique $N. = f(D)$ et la protection du moteur.

- Par l'analyse de la stabilité par la méthode de Bode, on a conclu que le système est instable.

L'introduction d'un Correcteur par avance de phase
à rendu le système stable

Tableau 1: Données techniques des différents types de génératrices tachymétriques

Données techniques types de génératrices tachymétriques	f.e.m spécifique E_x [V/tr/A]	Puissance spécifique P_s [W/tr/A]	résistance d'induit R_{gt} [Ω]	Courant maximal I_{mgt} [A]	Vitesse maximale N_{mgt} [tr/min]	Couple maximal en marche à vide C_{mgt} [N.m]	tension d'excitation U_{ex} [V]
TD-121	1.1	0.0075	170	0.1	3500	$14 \cdot 10^{-4}$	110
TD-161	1.2	0.0085	170	0.1	3500	$21 \cdot 10^{-4}$	110
TD-101	1.4	0.02	330	0.1	3500	$7 \cdot 10^{-4}$	110
TD-102	3.3	0.028	330	0.1	1500	$7 \cdot 10^{-4}$	110
TD-103	6.6	0.004	660	0.1	1500	$8 \cdot 10^{-4}$	110
TG-1	0.42	0.004	660	0.01	1100	$8 \cdot 10^{-4}$	110
TG-2	1.27	0.004	660	0.02	2400	$8 \cdot 10^{-4}$	27
TG-3	1.0	0.004	660	0.1	400	$8 \cdot 10^{-4}$	27
GTP-1	0.42	0.004	660	0.1	7000	$8 \cdot 10^{-4}$	27
CD-221	6.0	0.013	117	0.1	3700	$10 \cdot 10^{-4}$	110
CD-261	1.5	0.044	51	0.1	3600	$10 \cdot 10^{-4}$	110
TD-201	7.7	0.077	780	0.2	3600	$30 \cdot 10^{-4}$	110
TD-100	3.0	0.288	750	0.15	3000	$30 \cdot 10^{-4}$	110
TD-121	0.72	0.0045	750	0.037	4500	$30 \cdot 10^{-4}$	6
TD-263	1.00	0.002	750	0.12	3600	$30 \cdot 10^{-4}$	24

Tableau 2.1: Données techniques des différents types de transformateurs :

Données techniques types	S_n [kV.A]	U_p [V]	U_s [V]	$U_c\%$	$I_0\%$	P_0 [W]	P_{cc} [W]
TC-100	100	310; 500	230-133	4.0	-	750	2000
TC-63	63	380; 500	400-230; 230-133	4.0	-	450	1350
TC-40	40	380	400-230; 230-133	4.0	7.0	500	800
TC-25	25	380	400-230; 230-133	4.0	7.0	350	600
TC-16	16	380	400-230; 230-133	4.0	7.0	250	500
TC-10	10	380	400-230; 230-133	4.0	7.0	200	350

Tableau 2.2: Données techniques des différents types de transformateurs :

Données techniques types	S_n [kV.A]	I_p [A]	U_p [V]	U_s [V]	$U_c\%$	$I_0\%$
TT-40	40	-	380	208-416	10	15
TT-25	25	38.0	380	208-416	10	15
TT-19	19	23.0	380	208-416	10	15
TT-14	14	21.25	380	208-416	10	15
TT-11	11	16.7	380	208-416	10	15
TT-8	8	12.25	380	208-416	10	15
TT-6	6	9.13	380	208-416	10	15

Tableau 3 : Données techniques des différents types de thyristors

types de thyristors Données techniques	T25	T50	T100	T160	TB200
tension de service (V)	40	-	960		
Courant nominal (A)	25	50	100	160	200
Courant maximal répétitif (A)	300	400	700	1050	1050
Courant admissible suivant le mode de refroidissement					
a) refroidissement à air:					
Convexion naturel	10	30	30	44	-
V = 3 m/s.	25	-	-	-	-
V = 6 m/s.	-	50	-	-	-
V = 12 m/s	-	-	100	140	-
b) refroidissement à eau	-	-	-	-	
Q = 1 l/min	-	-	-	-	160
Q = 2 l/min	-	-	-	-	170
Q = 3 l/min	-	-	-	-	180
Courant max non répétitif (A)	850	1650	3200	3600	3700
Chute de tension directe (V)	1.9	1.75	1.95	1.75	1.8
Courant d'accrochage (mA)	220	220	220	220	220
Accroissement du courant direct (A/s)	40-100	40-100	40-100	40-100	40

SYMBOLES UTILISES

- e_k : Taux de modulation de la tension d'harmonique de rang k .
- F_p : Facteur de puissance primaire
- F_s : Facteur de puissance secondaire
- F : Facteur de forme du courant.
- G : Gain.
- I_d : Courant d'induit du moteur.
- I_n : Courant nominal du moteur.
- I_{cc} : Courant de Court-circuit du transformateur.
- I_p : Courant primaire du transformateur.
- I_s : Courant secondaire du transformateur.
- I_{th} : Courant moyen du thyristor.
- I_{thn} : Courant nominal du thyristor.
- i_{front} : Courant frontière.
- i_{front}^* : Courant frontière relatif.
- i_k : Courant efficace relatif d'harmonique de rang k .
- I_{d0} : Courant moyen pour $\alpha = 0$.
- I_{dok} : Composante sinusoïdale de Courant d'harmonique de rang k .
- I_{lim} : Courant limite du moteur
- I_{AR} : Courant d'arrêt du moteur.
- I_{adm} : Courant admissible suivant le mode de refroidissement.

- K_o : Facteur d'ondulation de la tension redressée.
- K_{cr} : Coefficient qui tient compte de la tension critique.
- K_u : Coefficient qui tient compte de l'abaissement de tension.
- K_i : Coefficient qui tient compte de l'irrégularité du courant.
- K_α : Coefficient qui tient compte de l'angle d'amorçage.
- K_{res} : Coefficient de réserve.
- K_{re} : Coefficient de refroidissement.
- K_{sur} : Coefficient de surcharge.
- K_{ind} : Coefficient qui tient compte de l'enroulement de compensation du moteur.
- K_{gt} : Coefficient d'amplification de la génératrice tachymétrique.
- K_M : Coefficient d'amplification du moteur.
- K_p : Coefficient d'amplification du potentiomètre.
- K_c : Coefficient d'amplification du convertisseur.
- K_R : Coefficient d'amplification du régulateur.
- K_{cc} : Coefficient du courant limite.
- K_e : Constante électrique du moteur.
- K : Coefficient d'amplification total.
- L_I : inductance totale du circuit.
- L_{tr} : inductance du transformateur.
- L_{ind} : inductance d'induit du moteur.
- L_{indL} : inductance de lissage.
- M_G : Marge de gain.
- M_φ : Marge de phase.

m : rapport de transformation

P : indice de pulsation.

R_z : Résistance totale du circuit

R_{ind} : Résistance d'induit du moteur.

$R_{p_{aux}}$: Résistance des pôles auxiliaires.

R_{tr} : Résistance du transformateur ramenée au secondaire.

R_c : Résistance de commutation.

R_b : Résistance des ballais.

R_{indL} : Résistance d'inductance de lissage.

R_{ther} : Résistance thermique.

S : Puissance apparente du transformateur.

T_e : Constante de temps électrique.

T_M : Constante de temps mécanique.

$U_{d\alpha}$: tension moyenne redressée

U_p : tension primaire du transformateur

U_s : tension secondaire du transformateur.

U_{cc} : tension de Court-circuit du transformateur.

$U_{d\alpha k}$: tension redressée de la Composante de rang k .

U_α : tension d'entrée du générateur d'impulsions.

U_r : tension d'entrée du régulateur.

u_{cm} : tension proportionnelle à la tension du réseau.

U_{cm} : Amplitude de u_{cm} .

U_{com} : tension de Consigne.

U_{com} : tension de Commande.

U_{lim_1} : tension d'amorçage de DZ_1 .

U_{lim_2} : tension d'amorçage de DZ_2 .

V_i : tension inverse aux bornes des thyristors.

$V_{i_{max}}$: tension inverse maximale.

W_M : Fonction de transfert du moteur.

W_c : Fonction de transfert du Convertisseur.

$W_{T_{ouv}}$: Fonction de transfert globale en boucle ouverte.

W_{AV} : Fonction de transfert du Correcteur.

$W_{T_{cor}}$: Fonction de transfert globale corrigée.

N_{ouv} : vitesse de rotation du moteur en boucle ouverte.

N_f : vitesse de rotation du moteur en boucle fermée.

ΔN_{ouv} : L'écart statique de vitesse en boucle ouverte.

ΔN_f : L'écart statique de vitesse en boucle fermée.

δ : L'écart relatif de vitesse en boucle fermée.

α : L'angle d'amorçage du thyristor.

γ : Coefficient d'échauffement des enroulements du moteur.

β : résistance relative du circuit d'induit.

ΔU : chutes de tension totales dans le circuit.

ΔP : pertes admissibles par thyristor.

ω : pulsation.

f : fréquence du réseau.

DZ_1, DZ_2 : diodes ZENER.

TABLE DES MATIERES

- INTRODUCTION

I - Données préliminaires	6
I.1 - Schéma bloc du système.	6
I.2 - Données techniques du moteur.	7
I.3 - Données techniques de la génératrice tachymétrique.	8
I.4 - Résistance du potentiomètre	9
II - Calcul et choix des éléments de la partie puissance	11
II.1 - Choix du montage redresseur.	11
II.1.1 - Etude des tensions	11
1 - Tension redressée	11
2 - Tension inversée	11
II.1.2 - Etude des Courants	15
1 - Courant dans les thyristors	15
2 - Courant dans les transformateurs	16
2.a - Courant secondaire	16
2.b - facteur de puissance secondaire.	17
2.c - Courant primaire	17
II.1.3 - interprétation	18
II.1.4 - Conclusion.	18

II.2 - Transformateur de puissance,	19
II.2.1 - Fonctionnement du transformateur.	19
II.2.2 - Dimensionnement du transformateur.	19
II.2.2.1 - Calcul de la tension de sortie du Convertisseur	20
II.2.2.2 - Calcul de la tension secondaire.	23
II.2.2.3 - Calcul du rapport de transformation:	24
II.2.2.4 - Calcul des Courants	24
a - Courant secondaire.	24
b - Courant primaire.	24
II.2.2.5 - Calcul de la puissance apparente du transfor- mateur.	25
II.2.2.6 - Choix du type de transformateur.	25
II.3 - Choix des thyristors.	26
II.3.1 - Courant moyen dans les thyristors	- 26
II.3.2 - tension inverse maximale.	- 28
II.3.3 - Résistance thermique	- 28
II.3.4 - Valeur admissible des pertes.	29
II.3.5 - Courant de Court - Circuit.	31
II.4 - Choix du procédé de protection des thyristors.	31
II.4.1 - Protection Contre les surintensités.	31
II.4.2 - Protection Contre les surtensions	33
II.5 - Conclusion.	33

II.6 - Filtrage et Calcul des inductances.	34
II.6.1 - Choix du type de filtrage.	34
II.6.2 - Lissage du courant par inductance.	34
II.6.3 - Calcul des inductances.	37
II.6.4 - Calcul des résistances.	35
II.7 - Détermination de la gône du courant discontinu.	40
II.7.1 - Calcul du courant de frontière.	41
II.7.2 - Conclusion.	43
III - Régulation en régime statique.	44
III.1 - Régulation sans boucle de courant.	44
III.1.1 - Schéma synoptique de la boucle de vitesse.	44
III.1.2 - Calcul des coefficients d'amplification.	46
III.1.3 - Choix du générateur d'impulsions.	49
III.1.4 - Choix du régulateur.	50
III.1.5 - Choix du potentiomètre.	50
III.1.6 - Caractéristiques.	51
III.1.7 - Calcul de K_p .	52
III.1.8 - Construction de la caractéristique statique $N = f(\xi)$.	54
III.1.8.1 - interprétation de la courbe $N = f(\xi)$.	58
III.1.8.2 - Conclusion.	58
III.2 - Régulation avec boucle de courant.	59
III.2.1 - Schéma de fonctionnement et description.	59
III.2.2 - Construction de la caractéristique statique $N = f(\xi)$.	61

III. 2.5 - Conclusion.	69
IV Régulation en régime dynamique	70
IV.1. Détermination du schéma de fonctionnement global	70
IV.1.1. Fonction de transfert du moteur	70
IV.1.2. Fonction de transfert du Convertisseur.	71
IV.1.3. Schéma fonctionnel global.	71
IV.1.4. Calcul des paramètres et des Coefficients.	75
1. Constante de temps mécanique T_m	75
2. Constante de temps électrique T_e	76
3. Constante de temps du Convertisseur T_c	76
4. Constante de temps T_0 .	76
5. Coefficient d'amortissement.	76
IV.2 Analyse de la stabilité du système	77
IV.2.1 Critères de stabilité.	77
IV.2.2 Etude de la fonction de transfert en boucle ouverte	78
IV.2.3. Conclusion	80
IV.3 - Correction.	81
IV.3.1. Choix du Correcteur.	82
IV.3.2. Calcul des paramètres du Correcteur	83
IV.3.3. Le schéma fonctionnel du système corrigé en boucle ouverte.	85
IV.3.4 - Conclusions	85
Conclusion	88

BIBLIOGRAPHIE

- R. CHAUPRADE : Commande électrique des moteurs
à courant continu.
Edition Eyrolles 1975.
- J.L. DALMASSO : Cours d'électrotechnique Tome 2
Edition Belin 1984.
- H. BÜHLER : Electronique de Puissance
Edition DUNOD 1981.
- DI STEFANO : système asservis (serie Schaum)
Edition Mc GRAW-HILL 1983.
- Fouillé : Electrotechnique à l'usage des
ingénieurs Tome 3
Edition DUNOD.
- J. THURIN : Systèmes asservis
Edition Eyrolles 1971
- M.G. TCHILIKINE et V.I. KLIOUTCHEV
"Théorie de l'entraînement électrique automatique"
- E.N. ZIMINE et V.I. YACOVLEV
"Commande automatique d'entraînement électrique"
Moscou . VISCHAIA CHOLA

Y.I. KLIOUTCHEV et V.M. TEREKCHOV

«entraînements électriques et automatisation des
mécanisme». MOSCOU ENERGUA

A.V. BACHARINE et F.N. GOLOUBEV

«exemples des calculs de l'entraînement
électrique automatisé»

LENINGRAD, ENERGUA