

UNIVERSITÉ D'ALGER

17/78

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT ELECTRICITÉ

THESE DE FIN D'ÉTUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

المكتبة

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

ETUDE DES METHODES DE REGLAGE DE LA VITESSE
D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

المكتبة

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

BIBLIOTHÈQUE

Proposée par

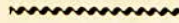
Dr. ING. V. STIRBU

Étudiée par

TSIMARIVO RAILALA

JUIN 1978

UNIVERSITE D'ALGER



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DÉPARTEMENT ELECTRICITÉ

THESE DE FIN D'ÉTUDES

**ETUDE DES METHODES DE REGLAGE DE LA VITESSE
D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU**

Proposée par

Dr. ING. V. STIRBU

Étudiée par

TSIMARIVO RAILALA

JUIN 1978

EN TANT QU'INGENIEUR , VOUS DEVEZ ETRE EN CONTACT
AVEC LA SCIENCE MODERNE , ET AUCUNE TECHNIQUE DE POINTE
NE DOIT VOUS ETRE ETRANGERE .

ALBERT LOVE

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

oooooooooooooooooooo

C'est avec un vif plaisir que je puisse presenter
ici l'expression de ma profonde reconnaissance à
M . VASILE STIRBU qui a bien voulu m'assister et me di-
riger dans la realisation de ce sujet .

Je tiens aussi à remercier tous les professeurs
et assistants de l'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE d'ALGER
qui ont contribué, de près ou de loin , à ma formation .

Que la Direction de la SECREN trouve également
ici ma sincère reconnaissance pour l'aide pécuniaire qu'
elle m'a apportée .

oooooooooooooooooooo

INTRODUCTION

La proportion déjà considérable des machines entraînées à vitesse variable, marque une nette tendance à s'accroître. Citons les cas des machines outils, des engins de levage, des trains électriques, des laminoirs, des ascenseurs....

Les solutions mécaniques et hydrauliques laissent de plus en plus la place à l'électricité. La souplesse de commande des machines électriques la connaissance parfaite de leurs caractéristiques, ainsi que leur grande fiabilité, leur font donner la préférence.

Les moteurs à courant continu, étant par nature des machines à vitesse variable, jouent un rôle important dans les équipements d'entraînement ayant une grande étendue de régulation. Le convertisseur rotatif Ward-Leonard, utilisé jusqu'ici comme l'alimentation des moteurs, est remplacé de plus en plus par des dispositifs d'alimentation statiques.

Le but de mon travail est d'analyser les différentes possibilités de variation de la vitesse des moteurs à courant continu. Pour cela, il s'est avéré nécessaire d'étudier les caractéristiques mécaniques des différents types de moteur à courant continu car le choix d'un système d'entraînement dépend, avant tout, des caractéristiques recherchées et des conditions d'emploi.

Afin de vérifier mes études théoriques j'ai fait une étude au laboratoire de l'Ecole Nationale Polytechnique avec un système Ward-Leonard comme source de tension variable.

PREMIERE PARTIE

THEORIE DES MOTEURS A COURANT
CONTINU

CHAPITRE I : RAPPEL SUR LE MOTEUR A COURANT CONTINU

- I) - Les équations électriques du moteur à courant continu
- II) - Classification des moteurs à courant continu
- III) - Démarrage d'un moteur à courant continu

CHAPITRE II : CARACTERISTIQUES MECANIQUES DES MOTEURS A
COURANT CONTINU

- I) - Stabilité dynamique d'un moteur à courant continu
- II) - Caractéristiques d'un moteur shunt
- III) - Caractéristiques d'un moteur serie
- IV) - Moteur compound

. I N \emptyset positif : generatrice

. I N \emptyset négatif : moteur

Le tableau I donne à partir d'un fonctionnement en génératrice fixant les valeurs positives de N, \emptyset , I tous les cas de fonctionnements possibles.

3) Les équations fondamentales d'un moteur à courant continu

On appelle :

U la tension aux bornes de la machine en Volts

E la f.c.e.m. de la machine en volts

I le courant induit en Ampères

Ce le couple électromagnétique en mN

P la puissance électromagnétique en Watts

Ra la resistance de l'induit vue des bornes de la machine

\emptyset le flux util par pôle en Webers

n le nombre de conducteurs périphériques de l'induit

P le nombre de paires de pôles

a le nombre de paires de voies d'enroulement

N la vitesse de rotation de la machine en tours par seconde

En négligeant la réaction magnétique d'induit, la loi d'Ohm nous permet d'écrire

$$E = U - Ra I$$

Si on suppose les balais calés sur la ligne neutre

$$E = \frac{P}{a} \frac{n N \emptyset}{\emptyset} I = \frac{U - Ra I}{K \frac{a}{n} \emptyset}$$

$$P = EI = \frac{P}{a} n N \emptyset I = K \emptyset I$$

$$C_e = \frac{P}{W} = \frac{EI}{2\pi n} = \frac{D}{2\pi a} n \emptyset I = \frac{K}{\omega} I$$

II) CLASSIFICATION DES MOTEURS A COURANT CONTINU

On peut classer les moteurs à courant continu selon le mode de branchement de l'enroulement d'excitation par rapport à l'induit. On distingue :

1) Le moteur à excitation séparée (fig.1) et shunt (fig.2)

Dans l'excitation séparée, l'inducteur est branché à une source de tension différente de celle de l'induit.

Dans l'excitation shunt ou dérivation, l'inducteur est montée en parallèle avec l'induit.

2) Le moteur à excitation serie (fig.3)

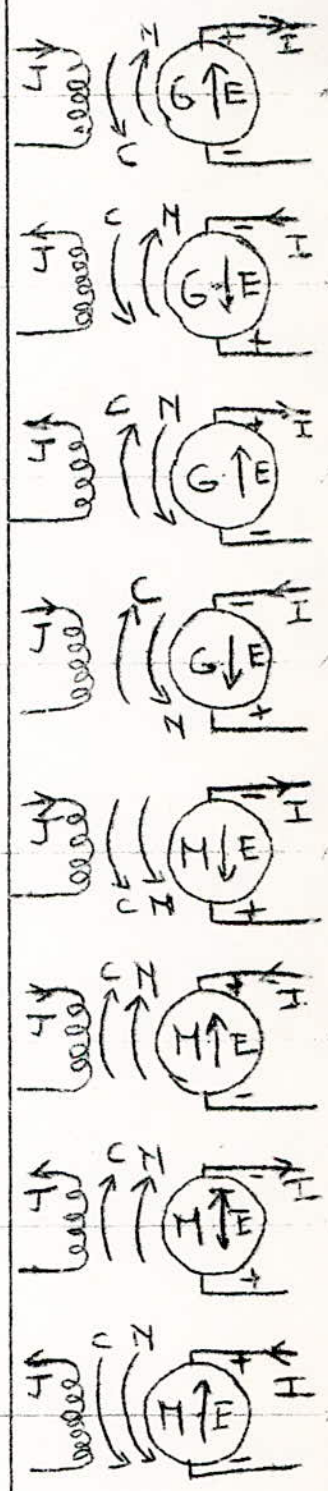
L'enroulement inducteur est monté en serie avec l'induit et donc parcouru par le meme courant I.

3) Le moteur à excitation composée ou compound (fig.4)

Si on dispose des deux modes d'excitation serie et dérivation on dit que'on effectue un compoundage qui peut être additif si les ampère-tours des 2 excitations s'ajoutent ou soustractif dans le cas inverse.

tableau 1

Φ ou J	I induit	Vitesse N	Couple C	FEM E	Puissance P	Fonction
\emptyset	I	N	$C < 0$	$E > 0$	$P < 0$	G
$-\emptyset$	-I	N	$C < 0$	$E < 0$	$P < 0$	G
$-\emptyset$	I	-N	$C > 0$	$E > 0$	$P < 0$	G
\emptyset	-I	-N	$C > 0$	$E < 0$	$P < 0$	G
\emptyset	I	-N	$C < 0$	$E < 0$	$P > 0$	M
\emptyset	-I	N	$C > 0$	$E > 0$	$P > 0$	M
$-\emptyset$	I	N	$C > 0$	$E < 0$	$P > 0$	M
$-\emptyset$	-I	-N	$C < 0$	$E > 0$	$P > 0$	M



5 (e-)

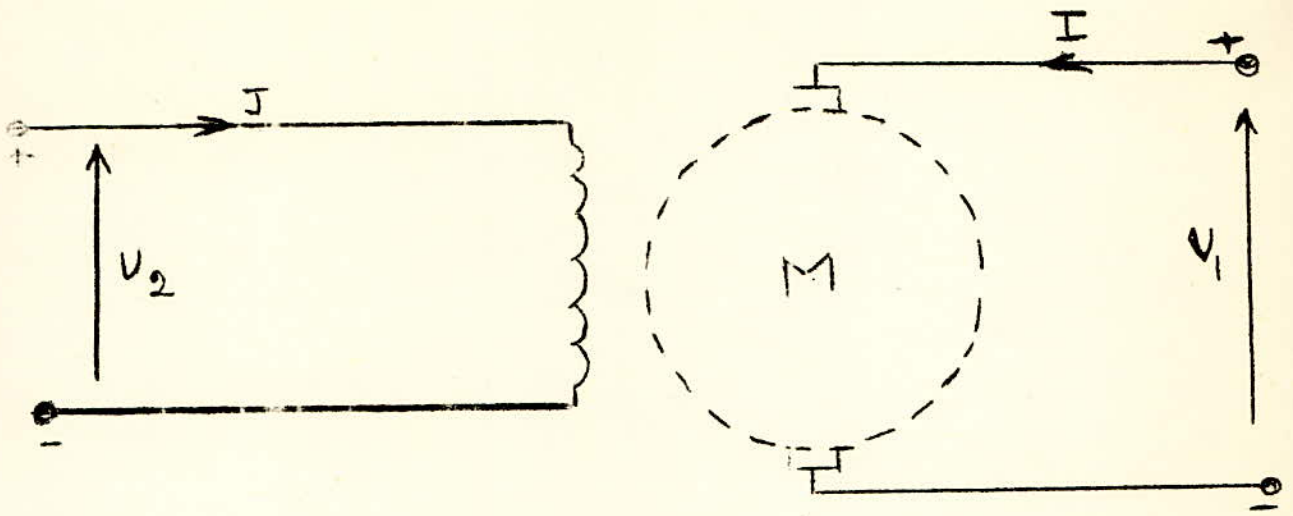


Fig. 1

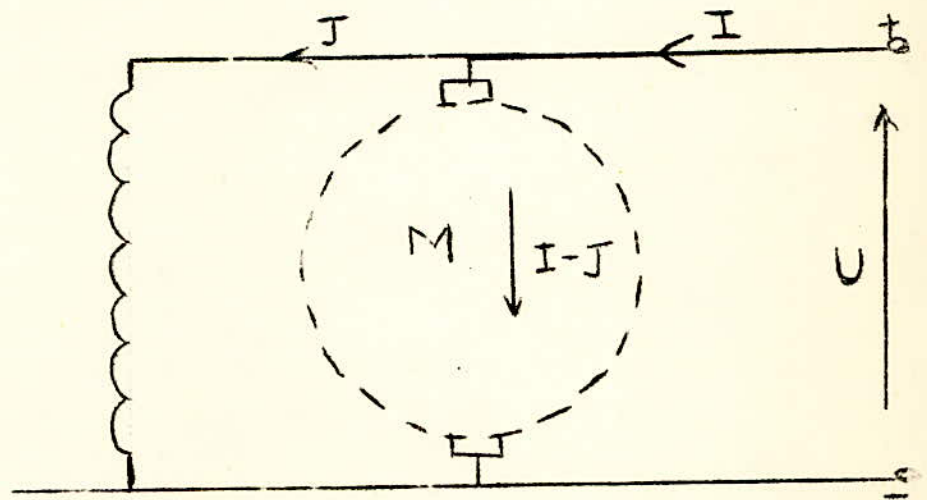


Fig - 2

(6)

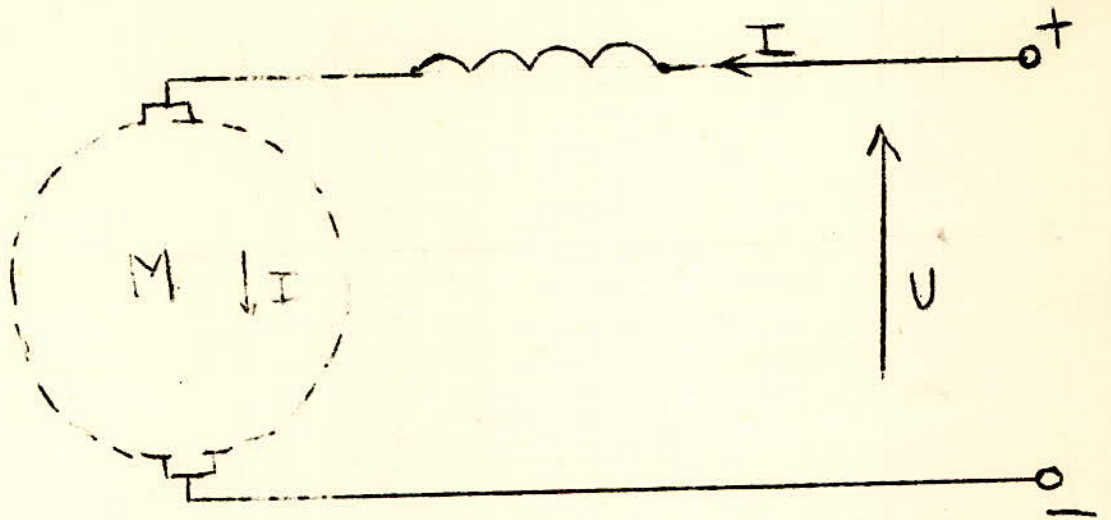


Fig-3

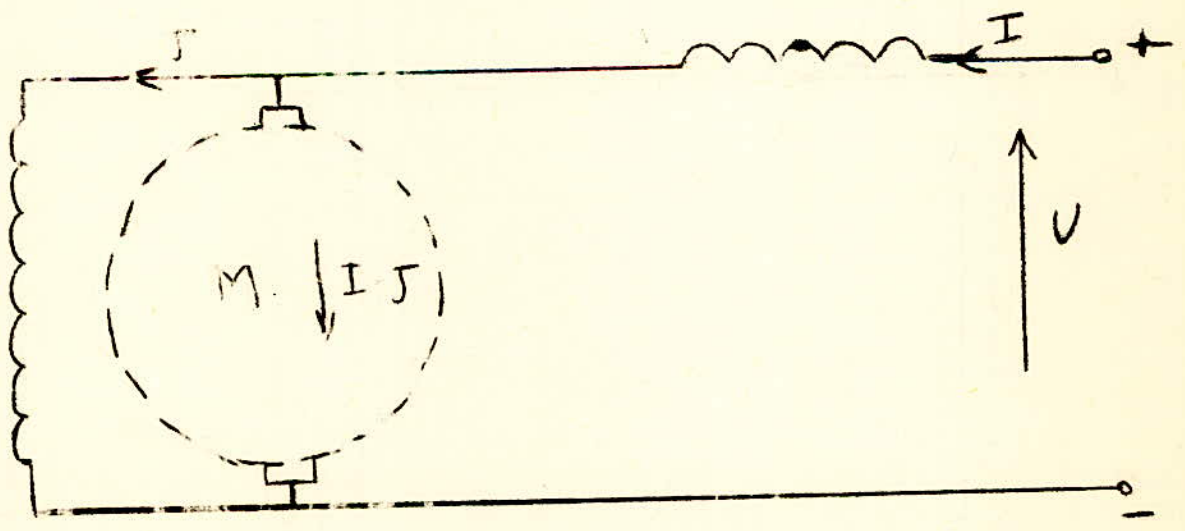


Fig-4
(7)

III) DÉMARRAGE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU

Le moteur étant à l'arrêt, pour l'amener à sa vitesse permanente, il faut l'accélérer. Cette phase d'accélération de 0 à la vitesse nominale s'appelle le démarrage.

Le problème du démarrage est de donner au moteur le maximum de flux et réduire la tension entre les bornes de l'induit assez fortement pour que le courant dans l'induit soit supportable par la machine. En effet, sans réduction de la tension d'induit, le courant au décollage $I_d = \frac{U}{R_a}$ (vitesse nulle donc $E=0$) peut prendre, en raison de la faiblesse de R_a , une valeur considérable (10 à 20 fois le courant nominal)

Pour cela, on utilise 3 modes de démarrage :

- 1) branchement direct du moteur sur le réseau
- 2) démarrage du moteur à l'aide d'un rhéostat inséré dans le circuit de l'induit
- 3) démarrage du moteur à l'aide d'un groupe de démarrage spécial

CHAPITRE 2 : CARACTERISTIQUE MECANIQUE DES MOTEURS A COURANT CONTINU

BUT DU CHAPITRE :

Le problème du réglage de vitesse n'est autre que le problème de déplacement de la caractéristique mécanique. Ainsi, le but de ce chapitre est de faire une étude plus approfondie des caractéristiques mécaniques des différents moteurs à courant continu; étude qui va nous permettre ensuite un aperçu sur leurs applications et le choix du moteur vu sous l'angle du réglage de vitesse.

I) STABILITE DYNAMIQUE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU

I. Généralités

Un système d'entraînement électrifié est constitué par le moteur électrique et la machine de travail que ce dernier entraîne. La stabilité de fonctionnement du système dépend de la relation entre les caractéristiques mécaniques du moteur et celles de la machine de travail, aussi bien en régime permanent qu'en régimes transitoires.

Si C_r = couple résistant présenté par la machine entraînée

J = moment d'inertie de toutes les masses tournantes de l'induit du moteur

$$C_j = J \frac{d\omega}{dt} = \text{le couple dynamique du moteur}$$

C = le couple moteur

Atout régime de travail on a :

$$C = C_r + C_j$$

En régime permanent, comme $\frac{d\omega}{dt} = 0$, $C_j = 0$ on a : $C = C_r$

2) Conditions de stabilité de fonctionnement d'un système électrifié

Considérons la (fig. 5) où $C(N)$ et $C_r(N)$ sont respectivement représentés par les courbes (1) et (2) et se coupent en A

Si N diminue en passant de la valeur $N_1 = Oa$ à la valeur $N_2 = Ob$, il apparaît sur l'arbre du moteur un couple dynamique positif

$$C_j = C - C_r = bd - bc = cd$$

qui va faire croître la vitesse du moteur jusqu'à N_1 .

Si par contre la vitesse augmente de N_1 à N_3 , comme C_r sup à C un couple dynamique négatif prendra naissance et la vitesse commencera à diminuer pour atteindre N_1 .

On conclut que A est le point de fonctionnement stable du système.

Supposons que $C_r(N)$ est représenté par la courbe (3) de la fig 5

Dans ce cas la diminution de la vitesse provoque l'apparition sur l'arbre

d'un couple dynamique négatif qui va faire diminuer encore plus la vitesse du moteur, donc on n'a pas dans ce cas un fonctionnement stable.

Dans le cas général un système d'entraînement est stable quand :

$$\frac{dC}{dN} \text{ inf } \frac{dC}{dN}$$

II) CARACTERISTIQUE DU MOTEUR SHUNT

I) Caractéristique de vitesse : $N(I)$

Etudions la variation de la vitesse avec la charge quand $U = \text{constant}$ et $\phi = \text{constant}$

$$\text{On a : } N = \frac{U - RaI}{K\phi}$$

$$\text{à vide la vitesse est } N = \frac{U}{K\phi}$$

quand on charge le moteur le courant I qu'il absorbe augmente :

- le numérateur de l'expression de N diminue légèrement par accroissement de la chute de tension RaI , d'où une légère diminution de N
- le dénominateur de la même expression diminue aussi légèrement du fait de la réaction magnétique d'induit croissante avec la charge, d'où une légère augmentation de N

Selon le cas dans la (fig)6) on a :

- .courbe (1) lorsque les facteurs indiqués ci-dessus s'équilibrent
- .courbe (2) lorsque la chute de tension l'emporte
- .courbe (3) lorsque la réaction d'induit l'emporte

En tout cas l'accroissement de vitesse entre les marches à vide et en charge ne dépasse pas 10 %

Par conséquent la vitesse est sensiblement constante avec la charge : on dit que le moteur shunt est autorégulateur de vitesse.

2) Caractéristique mécanique

a) Allure de la caractéristique mécanique

On étudie $N(C)$ avec $U = \text{const}$ et $\phi = \text{const}$

$$N = \frac{U - RaI}{K\phi}$$

de $C = K_2 \phi I$ ON TIRE $I = \frac{C}{K_2 \phi}$ qu'on porte dans l'expression de N

$$N = \frac{U - RaC/K_2 \phi}{K_1 \phi} = \frac{U}{K_1 \phi} - \frac{Ra}{K_1 K_2 \phi} C$$

qu' on peut écrire : $N = A - BC$ qui est l'équation d'une droite (fig 7)

. En A le couple est nul, (en réalité le ~~xxxxxxxxxxxxxxxx~~ moteur tourne à vide, la vitesse est maximum : $N_0 = A$

Le courant absorbé par l'induit est nul (en réalité le courant n'est pas nul car le couple moteur n'est jamais nul, l'entraînement de l'induit nécessitant une certaine énergie par suite des frottements et des diverses pertes dans le fer)

. En B la vitesse est nulle, le couple est maximum $C_d = \frac{A}{B}$ qui est le couple au décollage.

b) l'enroulement stabilisateur

Etant donné que $C = K_3 \phi I$ et $\phi = \text{constant}$ la caractéristique mécanique $M(C)$ représente aussi la caractéristique de vitesse $N(I)$

. Si la caractéristique est tombante, donc la chute de tension est prédominante vis-à-vis de la réaction d'induit, le fonctionnement du moteur est toujours stable. Dans la (fig. 8) (a) et (b) on a envisagé les cas $C_r = \text{constant}$ et $C_r = N$ et dans les deux cas on vérifie la condition de stabilité dynamique $\frac{dC}{dN} < \frac{dC_r}{dN}$

. Par contre si la vitesse croît avec I ou C , i.e quand la réaction d'induit est prédominante vis-à-vis de la chute de tension, le fonctionnement stable du moteur n'est possible que pour des cas particuliers (fig. 8) (d)

par exemple pour $C_r = \text{constant}$ (fig 8) (c) on a $\frac{dC}{dN} > \frac{dC_r}{dN}$
d'où un fonctionnement instable

Il en résulte donc que le moteur shunt doit avoir des caractéristiques des vitesses et mécaniques tombantes pour assurer un fonctionnement stable dans tous les cas.

Pour cela il est nécessaire de doter le moteur d'un enroulement série à faible nombre de spires, dont le flux a pour rôle de compenser la réaction d'induit : cet enroulement ~~ind~~ est dit enroulement stabilisateur

3) Applications du moteur shunt

. Ce moteur étant auto-régulateur de vitesse on l'emploie pour la commande des machines dont la vitesse ne doit pas dépendre de la charge; c'est le cas de la plupart des machines-outils.

. On l'emploie également dans l'entraînement des appareils de levage où la charge peut être supprimée brusquement et où, avec un moteur série l'emballement serait à craindre.

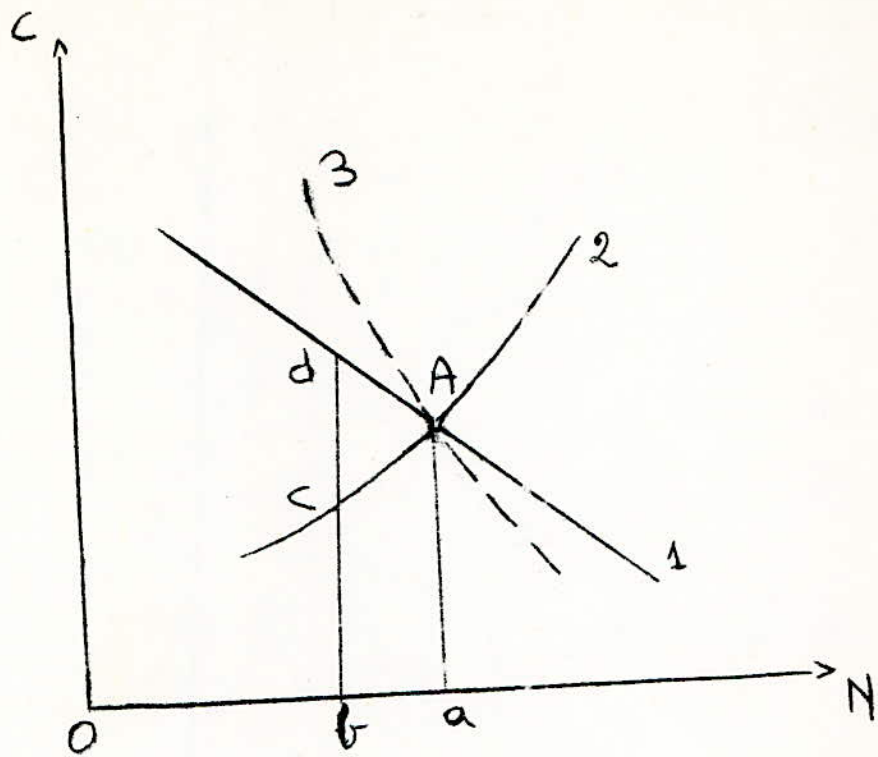


Fig-5

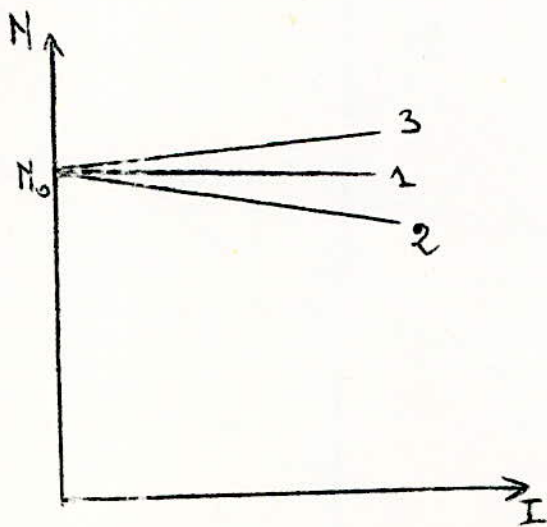


Fig-6

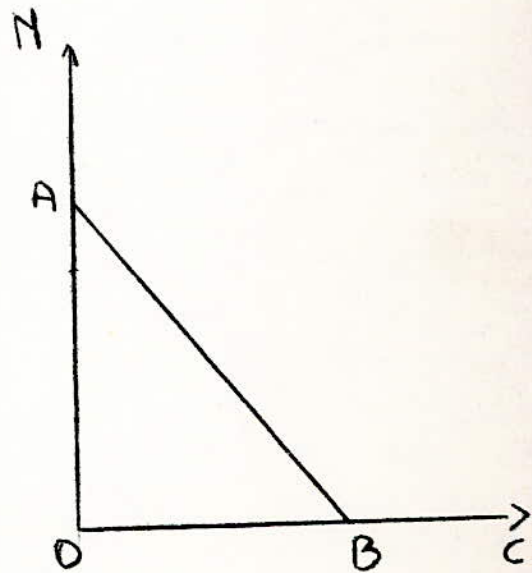
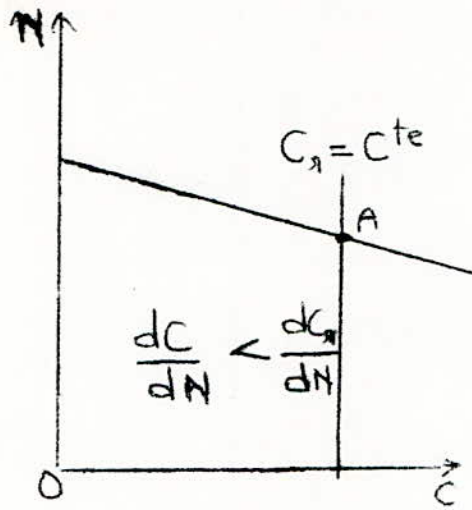
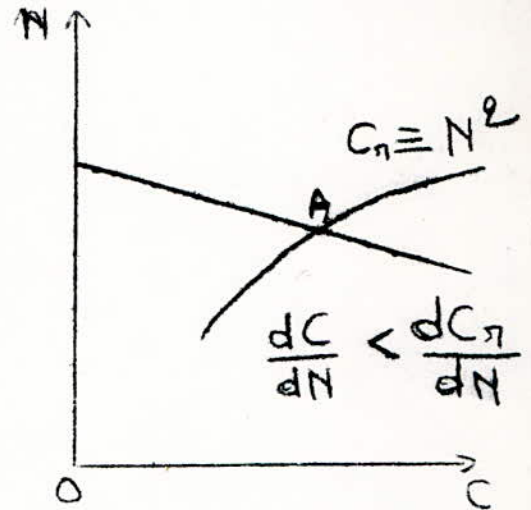


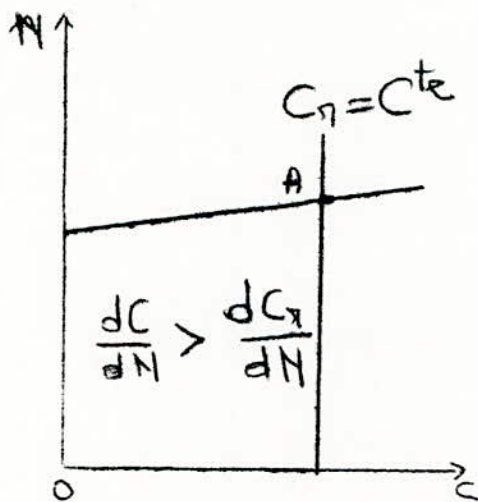
Fig-7



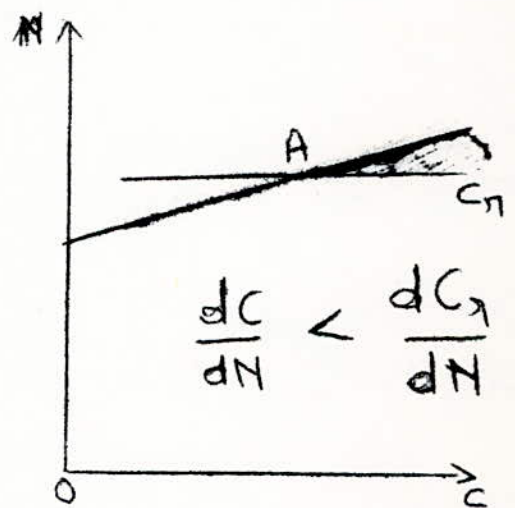
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 8

(13)

III) CARACTERISTIQUES DU MOTEUR SERIE

I); Caractéristiques de vitesse N (I)

On étudie la variation de N en fonction de I avec U = constant
 Etant donné que le courant d'excitation d'un moteur serie est égal au courant passant dans par l'induit I, le flux ϕ du moteur dépendra de la charge. Lorsque le courant absorbé (courant inducteur) est faible le moteur n'est pas saturé; aussi le flux est proportionnel à I : $\phi = k I$
 et on a :
$$N = \frac{U - (R_a + R_i) I}{k I}$$

R_i = résistance de l'enroulement inducteur

comme U = constant et $(R_a + R_i) I$ très faible devant U (3 à 5% de U) on a sensiblement $NI = \text{constant}$ donc la courbe N (I) est sensiblement une hyperbole équilatère (fig. 9)

Lorsque le courant absorbé devient de plus en plus intense, le moteur commence à se saturer et le flux ϕ devient plus faible que l'indique la proportionnalité. Et ainsi, à courant absorbé égal, la vitesse est plus grande que la vitesse donnée par l'hyperbole équilatère représentée en pointillée (fig. 9)

A vide I = 0 donc $\phi = 0$ par conséquent la vitesse prend une valeur considérable et serait même infinie à l'absence de rémanent.

Le moteur serie alimenté à potentiel constant présente donc une vitesse extrêmement variable avec la charge et prend rapidement une vitesse dangereuse lorsqu'on la décharge. Un moteur serie ne doit jamais fonctionner à vide.

2) Caractéristique mécanique

Il s'agit d'étudier N (C) avec U = constant

Quand le moteur n'est pas saturé :

$$NI = k_1 \quad \text{et} \quad C = K_2 I^2$$

d'où $N\sqrt{C} = \text{constant}$ qui est une hyperbole.

Mais quand il y a saturation le flux varie très peu avec I et on peut le considérer comme constant, alors ;

$$NI > k_1 \quad \text{et} \quad C = k_2 I$$

d'où $N C > \frac{k_1 k_2}{I}$ qui diffère de l'hyperbole $NC = \frac{k_1}{k_2}$ selon l'inégalité (fig. 10)

La puissance mécanique du moteur est comme le produit C N sensiblement constant dans la région utile de la caractéristique.

Quand on demande au moteur serie un gros effort, il ralentit; un faible effort il accélère. On dit qu'il est auto-régulateur de puissance.

Au démarrage I_d est grand donc $C_d = k_2 I_d^2$ est très grand, le moteur serie a un couple démarrage très énergétique.

Vu que sa caractéristique mécanique est nettement tombante le moteur serie fonctionne toujours de façon stable

3) Applications du moteur serie

. Il est surtout utilisé en traction grâce à sa robustesse (enroulement inducteur gros fil), son grand couple au démarrage et surtout son auto-régulation de ~~vitesse~~ puissance

. On l'emploie dans la commande des appareils pour lesquels le couple résistant croît rapidement avec la vitesse (ventilateur, pompes centrifuges,)

IV) MOTEUR COMPOUND

I) Caractéristiques mécaniques

Les caractéristiques mécaniques des moteurs compound sont intermédiaires entre celles du moteur shunt et celles du moteur serie voir (fig. II)

2) Applications des moteurs compound

Flux soustractifs : utilisé dans le cas où on a besoin de vitesse très régulière

Flux additifs : le plus utilisé en atelier et surtout en traction et aussi pour les machines demandant un couple énergétique (laminoirs, cisailles, appareils de levage, ...)

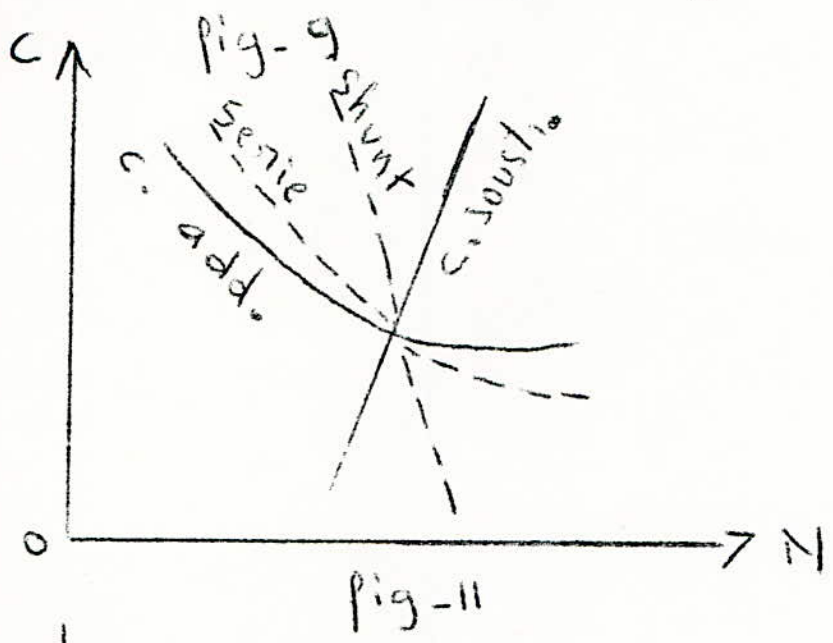
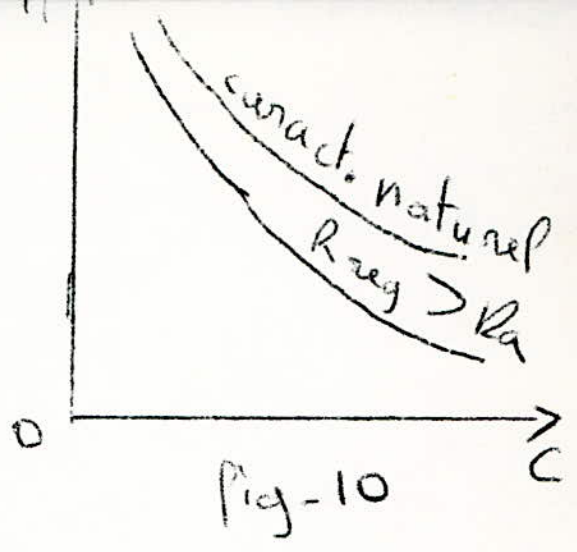
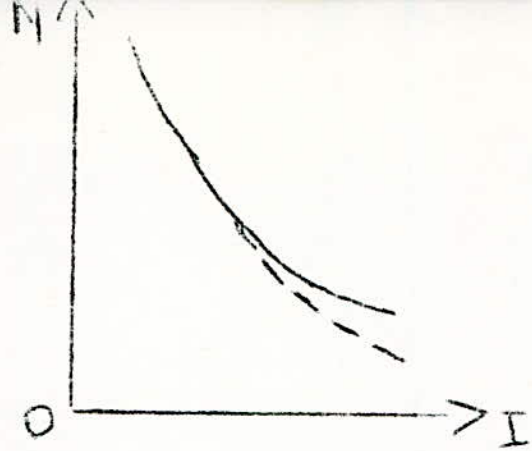
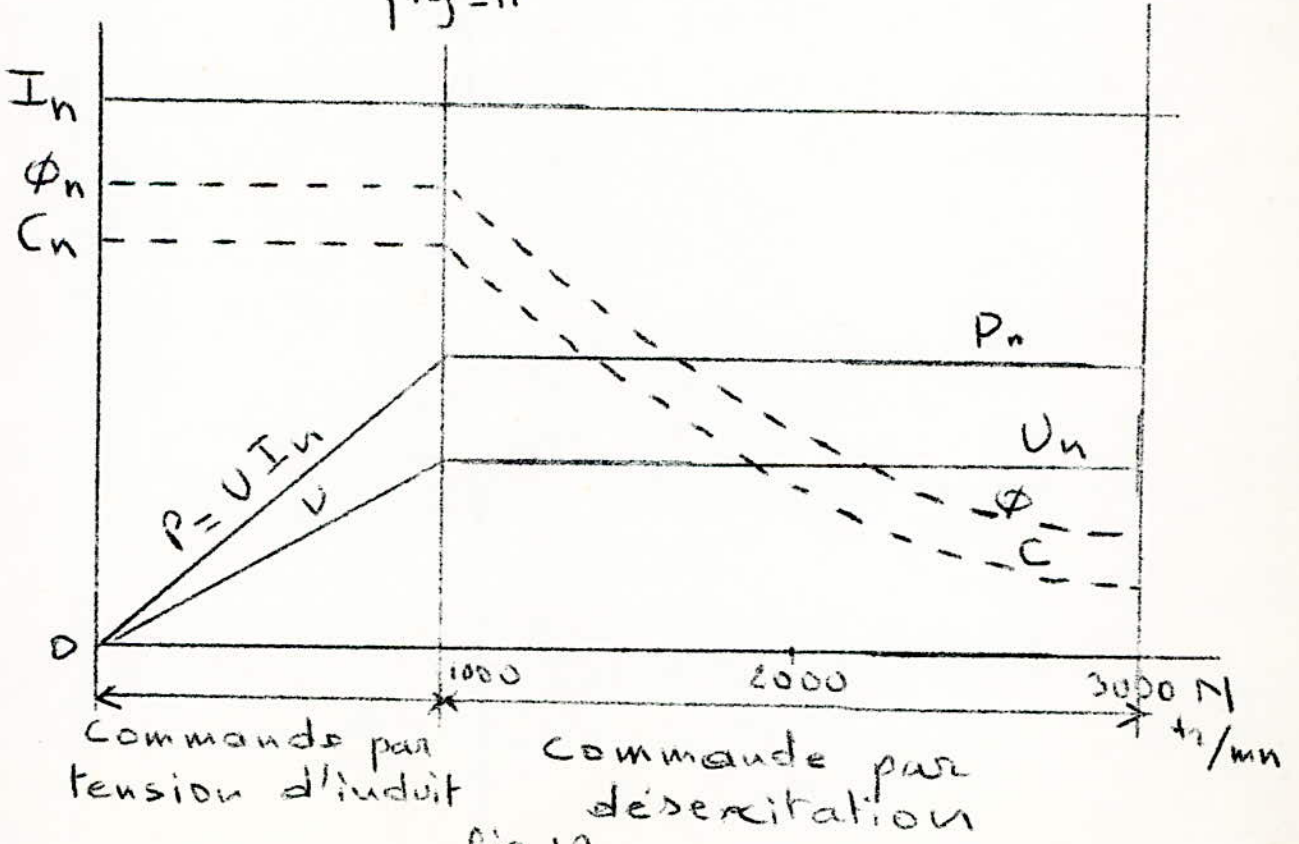


fig-10

fig-11



DEUXIEME PARTIE

REGLAGE DE LA VITESSE DES MOTEURS A COURANT CONTINU

CHAPITRE I : LES DIFFERENTS MODES DE REGLAGE ET LES CONTRAINTES DE FONCTIONNEMENT

- I) ; Les différents modes de réglage de la vitesse des moteurs à courant continu
- II) : Les contraintes du réglage de vitesse
- III) : Les indices de qualité des méthodes de réglage

CHAPITRE II : REGLAGE ELECTROMAGNETIQUE

- I) : Réglage par variation de l'excitation
- II) : Réglage par variation de la tension d'induit
- III) : Comparaison des Deux modes de réglage

CHAPITRE III : REGLAGE ELECTRONIQUE

- I) : Semi-conducteur
- II) : Choix du montage redresseur
- III) : Commande des Thyristors
- IV) : Le variateur de vitesse électronique
- V) : Conséquences de l'alimentation par pont redresseur
- VI) : Conclusion

CHAPITRE IV : SERVOMECHANISME

- I) : Notions introductives
- II) : Servomécanisme électromagnétique de vitesse
- III) : Servomécanisme électronique de vitesse

CHAPITRE I : LES DIFFERENTS MODES DE REGLAGE ET LES CONTRAINTES DE FONCTIONNEMENT

But du Chapitre

Ce chapitre donne un aperçu sur ce qu'est le réglage de vitesse et surtout les différentes exigences imposées par le fonctionnement du moteur à vitesse variable

I) Les différents modes de réglage de la vitesse des moteurs à courant continu

La vitesse d'un moteur à courant continu est donnée par l'expression suivante w

$$N = \frac{U - R_a I}{k \cdot \phi}$$

Il résulte donc de cette formule qu'on peut régler la vitesse d'un moteur à courant continu :

- 1) en faisant varier la tension U
- 2) en faisant varier la chute de tension dans l'induit $R_a I$ et
- 3) en faisant varier le flux excitation ϕ (donc le courant d'excitation)

Les deux dernières méthodes sont réalisables dans les installations courantes à tension du réseau constante; par contre la première exige des installations spéciales admettant le réglage de U

II) Les contraintes du réglage de vitesse

1) Exigences de vitesse

Pour l'établissement du projet d'un système d'entraînement électrique il est nécessaire de mentionner d'emblée si la machine doit fonctionner à une vitesse constante, avec un réglage discret, ou un réglage continu de la vitesse.

Dans le cas de fonctionnement à une vitesse constante il est important de préciser la marge de variation de la vitesse par rapport à la vitesse imposée. Si on exige un réglage discontinu, il est nécessaire de préciser le nombre de vitesses différentes et leurs valeurs. Dans le cas du réglage continu il faut préciser les limites de réglage et la loi de variation de la vitesse.

2) Exigences de charge

La vitesse d'un moteur électrique est, suivant conception, plus ou moins influencé par le couple résistant qu'il doit vaincre, ses conditions d'alimentation étant supposées maintenues constantes

On distingue :

a) le fonctionnement à couple constant

Le couple est indépendant de la vitesse tandis que la puissance est proportionnelle à la vitesse $P = C.W$ On peut trouver ce cas dans un engin de levage avec treuil comportant une charge suspendue à une corde qui s'enroule autour d'un tambour de diamètre constant : $C_r = Q \frac{d}{2}$

Q = charge et d = diamètre du tambour

b) le fonctionnement à puissance constante

$$C_r = \frac{60 P}{2 \pi N} = \frac{K}{N}$$

donc le couple est inversement proportionnel à la vitesse

c) Autres cas généraux

On peut mettre C_r sous la forme d'un développement en série

$$C_r = A + BN + CN^2 + \dots$$

exemple $C_r = kN^2$ dans les turbomachines (ventilateur, pompes centrifuges, ...)

3) Exigences de commande

Il faut préciser si le réglage doit se faire dans un seul sens ou dans les deux sens de rotation du système. Il faut préciser aussi si le système doit avoir des arrêts ou si le fonctionnement de système doit être continu

4) Exigences économiques

Le choix des méthodes de réglage de la vitesse est conditionné par les dépenses d'investissement, d'exploitation et de rendement de l'installation de réglage

III) Les indices de qualité des méthodes de réglage

1) Gamme de réglage

Elle est caractérisée par le rapport de la vitesse maximale N_{max} à la vitesse minimale N_{min} qui peuvent être obtenues lors du fonctionnement du moteur de commande

$$G = \frac{N_{max}}{N_{min}}$$

G est un nombre sans dimension, noté sous forme de fraction dont le dénominateur est égal à l'unité, d'ordre de grandeur $2/I$ à $1000/I$

2) Progressivité du réglage

Le coefficient de progressivité K_p est déterminée par le rapport de deux vitesses voisines lors du réglage :

$$K_p = \frac{N_i}{N_{i-1}}$$

La progressivité est d'autant plus élevée que K_p est plus petit

3) La stabilité de fonctionnement à vitesse donnée

Elle est caractérisée par la variation de la vitesse de rotation pour un écart donné du couple résistant et dépend de la rigidité de la caractéristique

CHAPITRE II REGLAGE ELECTROMAGNETIQUE

But du chapitre

J'entends par réglage électromagnétique un réglage de la vitesse du moteur utilisant des résistances et des appareils dont les bases principales de fonctionnement sont les phénomènes électromagnétiques

Dans ce chapitre j'étudie les possibilités de variation de la vitesse à partir de ces appareils pour les seuls cas des moteurs shunt et série

I) Réglage par variation de l'excitation

i) moteur shunt

a) principe

$$N = \frac{U - R_a I}{K_f \Phi}$$

si on maintient U et R_a constants,

on voit que la vitesse est inversement proportionnelle au flux $\Phi = \frac{A}{\Phi}$. Il s'agit donc de jouer sur Φ pour faire varier N ; ce qui revient à faire varier le courant d'excitation J . Pour cela on met en série avec le circuit inducteur un rhéostat d'excitation qu'on appelle aussi rhéostat de champ.

b) Gamme de variation de la vitesse

Les limites de réglage sont assez étroites parce que :

- du côté de faible vitesse (fortes excitations) on ne peut plus augmenter le flux dès que la saturation est atteinte. La seule variation possible de la vitesse est une accélération

- du côté de grande vitesse (faibles excitations) le couple $C = K_3 \Phi I$ correspondant à l'équilibre dynamique doit être développée avec un flux réduit, donc le moteur absorbe plus de courant. Dès que ce courant atteint une valeur dangereuse pour l'enroulement, on ne peut plus réduire le flux. D'autre part avant même que l'échauffement de l'induit soit excessif, la réaction d'induit est grande et déforme la caractéristique mécanique du moteur de façon telle qu'elle com-

porte une branche instable. En même temps la réaction d'induit détériore la commutation (fortes intécâles entre les balais et le collecteur) et cause des risques de flash.

$$\text{de } N = \frac{U - RaI}{K_f \Phi} \text{ on tire } \Phi = \frac{U - RaI}{K_f N}$$

Admettons qu'en augmentant la résistance du circuit inducteur on a diminué le courant d'excitation de J_1 à J_2 et le flux de Φ_1 à Φ_2

On a au début

$$\Phi_1 = \frac{U - RaI_1}{K_f N_1}$$

Admettons qu'on puisse négliger la variation de la vitesse au moment de l'insertion du rhéostat. La pointe du courant au premier restant est : I_2 dans ce cas :

$$\Phi_2 = \frac{U - RaI_2}{K_f N_1} \quad \frac{\Phi_1}{\Phi_2} = \frac{U - RaI_1}{U - RaI_2}$$

Comme l'accroissement du courant I est beaucoup plus grand que la diminution du Flux, le couple moteur augmente dans le rapport :

$$\frac{K_2 I_2 \Phi_2}{K_3 I_1 \Phi_1} \quad \text{donc } C \text{ sera supérieur à } C_r$$

(en supposant par exemple $C_r = \text{constant}$) par conséquent il va apparaître sur l'arbre du moteur un couple dynamique positif C_j sous l'effet duquel la vitesse du moteur commence à augmenter.

La vitesse continue son accroissement jusqu'à ce que $C = C_r$ donc $C_j = 0$. Dans ce cas le moteur fonctionne à un nouveau régime permanent défini par N_2 et Φ_2 .

La variation de la vitesse est :

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{A/\Phi_2}{A/\Phi_1} = \frac{\Phi_1}{\Phi_2}$$

Comme au maximum RaI est 10 % de U on peut écrire :

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{\Phi_1}{\Phi_2} = \frac{1 - 0,1}{1 - 0,1x}$$

où x est le coefficient d'augmentation du courant au 1er instant d'insertion du rhéostat.

Supposons par exemple que la vitesse a doublé

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{1 - 0,1}{1 - 0,1x} = 2 \quad \Rightarrow \quad x = \frac{2 - 0,9}{0,1} = 11$$

On voit que rien que pour doubler la vitesse on a une pointe de courant de l'ordre de 5,5 In

De ce fait cette méthode a une gamme de réglage assez réduite : en général

$$G = I \dot{\phi} \text{ à } 3/I \text{ ou même } 4/I$$

c) Propriétés

1) La puissance maximale est $P = UI_n$; comme on maintient U et I constants, on en déduit que la puissance reste constante pendant le réglage. D'où l'on dit que la commande par le circuit inducteur est une commande à puissance maximale disponible constante ou seulement à puissance constante

2) On a le système d'équations :

$$C = K_3 \phi I$$

$$N = \frac{U - R_a I}{K_1 \phi}$$

En diminuant le flux de ϕ_1 à ϕ_2 on le multiplie par un facteur K inférieur à 1 tel que $\phi_2 = K \phi_1$

on a alors

$$C = K_3 K \phi_1 I$$

$$N = \frac{U - R_a I}{K_1 K \phi_1}$$

Le couple maximal est multiplié par K donc il diminue.

De même

$$C = K_3 I \cdot \frac{U - R_a I}{K_1 \phi_1} = \frac{K_2}{N}$$

La variation du couple maximum est alors une hyperbole (fig. I2)

3) Considérons la caractéristique N(C) du moteur: on a le système

$$C = K_3 K \phi_1 I$$

$$N = \frac{U - R_a I}{K_1 K \phi_1} \quad \text{soit} \quad I = \frac{C}{K_3 K \phi_1}$$

$$N = \frac{U - R_a \frac{C}{K_3 K \phi_1}}{K_1 K \phi_1} = \frac{U}{K_1 K \phi_1} - \frac{R_a}{K_1 K_3 K^2 \phi_1^2} C$$

La pente de la courbe est multipliée par $1/K$ supérieur à 1, donc elle augmente en valeur absolue, par conséquent il y a tendance à une instabilité de fonctionnement du moteur vers les faibles valeurs du champ inducteur, c'est-à-dire pour les grandes vitesses

(3) En réalité le courant d'induit ne reste pas constant mais augmente un peu quand J diminue. Par conséquent il a une valeur assez considérable vers les grandes vitesses, il s'ensuit que les pertes Joule dans l'enroulement de l'induit augmentent beaucoup; ce qui

nécessite une amélioration du système de refroidissement car la quantité de l'air de ventilation risque de ne plus suffir.

5) Quand le champ magnétique est très affaibli, et surtout quand les balais de la machine sont placés avec un certain décalage dans le sens opposé à celui de la rotation de l'induit, il y a risque de pompage. En effet c'est l'effet démagnétisant de la réaction d'induit qui a une grande importance. Supposons le moteur fonctionnant à champ réduit avec $N=f(I)$ du type (3) et (I) de la fig. 6; si la vitesse croît accidentellement, le courant I commence à croître provoquant une autre diminution du flux ϕ donc un accroissement de la vitesse. Dans ce cas le moteur s'emballera.

Dans d'autres cas un grand accroissement de la chute de tension dans l'induit $R_a I$ et une diminution du couple développé par le moteur $C=K_1 \phi I$ inf. à C_r provoque une baisse de la vitesse et une diminution du courant I. Dans ces cas le moteur ralentira.

Ainsi il pourrait se produire un phénomène de variation périodique spontanée de la vitesse du moteur : pompage

6) Les pertes Joule dans l'inducteur étant très faibles (car J est petit) cette méthode est très économique (faible consommation de puissance)

d) Protection : (fig. I3)

1) On peut munir le moteur d'un enroulement série stabilisateur afin d'éviter aux fortes charges et aux grandes vitesses que la caractéristique mécanique du moteur comporte une branche instable et aussi pour assurer une bonne commutation pendant la désexcitation.

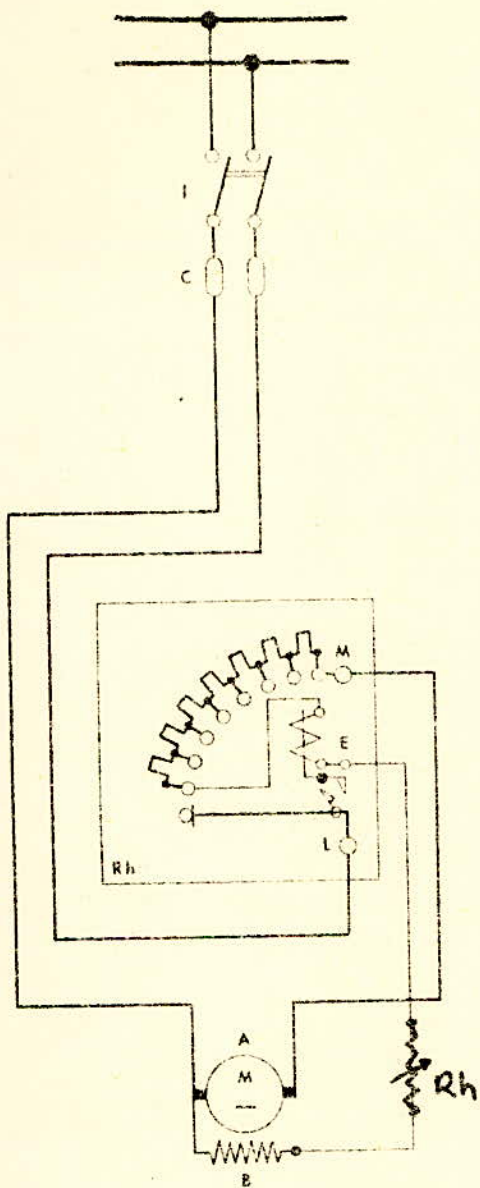
$$2) \text{ On a : } C = K_3 \phi I \quad \text{soit } I = C / K_3 \phi$$
$$\text{de plus } N = \frac{U - R_a I}{K_1 \phi}$$

De ces 2 expressions on voit qu'une ouverture accidentelle du circuit d'excitation d'un moteur shunt ou séparé se traduit par une survitesse importante et une forte surintensité. Aussi il est indispensable de concevoir un système de protection provoquant la coupure de l'alimentation de l'induit en cas de diminution excessive du courant d'excitation; on peut utiliser pour cela une bobine de déclenchement à minimum.

la protection contre les surintensités s' obtient soit :

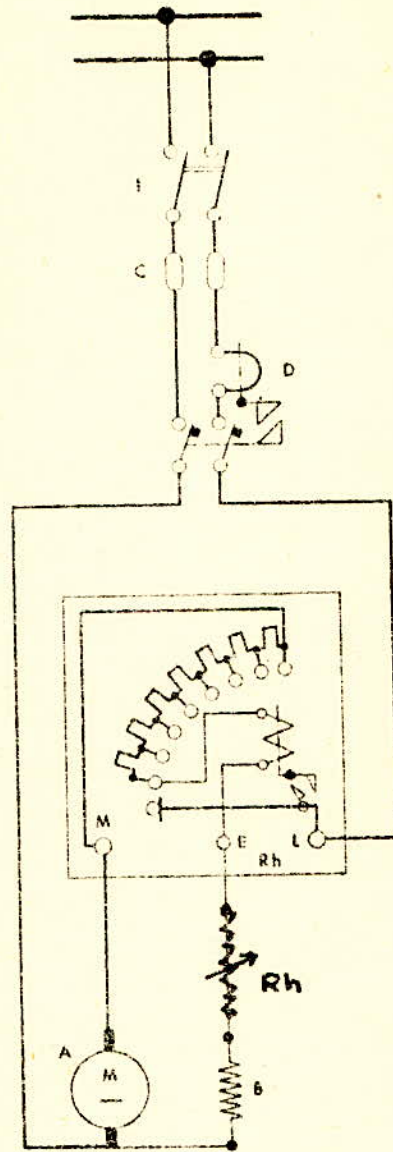
- . par un disjoncteur à maximum
- . ou (et) par coupe-circuit avec plombs fusibles .

3) Par suite d'accident le courant peut être momentanément interrompu



Moteur excité en dérivation avec
rhéostat à bobine à minimum

fig. 13



Moteur excité en dérivation avec
rhéostat à bobine à minimum
et disjoncteur à maximum

e démarrage

sur la ligne principale ; un disjoncteur à minimum supprime automatiquement les relations entre le moteur de cette ligne, afin de protéger l'induit si le courant venait à être établi .

On peut disposer aussi un second électroaimant pour faire déclencher l'appareil à maximum, c'est-à-dire lorsque le courant est assez fort.

2) Moteur serie

a) Principe

Considérons la caractéristique $C(N)$ d'un moteur serie (fig. I4)

Le point de fonctionnement P_1 est défini par le couple C_1 et la vitesse N_1 . Quand on shunte les inducteur, c'est-à-dire on dérive une partie du courant d'excitation, le point de fonctionnement passe en P_2 sur une droite parallèle à l'axe des couples, tel que la vitesse N soit constante. En effet, la vitesse ne change pas instantanément. Le moteur développe un couple C_2 et absorbe un courant I_1 . Sous l'effet du couple C_2 plus grand que C_1 , le moteur va accélérer jusqu'à une vitesse N_2 sup, à N_1 et aura un nouveau point de fonctionnement P_3 .

b) Explication physique du phénomène

Considérons un moteur en regime permanent représenté par la (fig. I5) ; quand on ferme interrupteur K , le regime de travail du moteur change brusquement. A cause de l'inertie électromagnétique considérable de l'enroulement d'excitation le flux ϕ et le courant d'excitation tendent à garder leur valeur pendant un bref instant ; si bien qu'à l'instant qui suit immédiatement le shuntage, le courant dans l'induit du moteur augmente de la valeur du courant dans le shunt I_{sh} ; l'induit est alors parcouru par :

$$I' = I_1 + I_{sh} = I_1 + I_{sh}$$

Par conséquent le couple croît aussi et :

$$C' = K_3 \phi_1 (I_1 + I_{sh}) = K_3 \phi I' \text{ qui est sup. à } C_r$$

ET sur l'arbre du moteur apparaît un couple dynamique positif $C_j = C' - C_r$ sous l'effet duquel le moteur commence à accélérer .

$$\text{ON a } U = E + R_a I$$

$$U = kN\phi + R_a I$$

Si on néglige la chute de tension dans l'induit on peut écrire :

$$U = kN\phi_1$$

on voit bien dans cette expression, U étant constant, qu'à l'accroissement de la vitesse correspond une diminution du flux donc une diminution du courant d'excitation aussi. Si bien que le courant dans l'induit va aussi diminuer. C'est ce phénomène de variation simultanée de N et des courant

J et I se poursuit jusqu'au moment où $C = C_r$. A ce moment $C_j = 0$ et le moteur fonctionne à un nouveau regime permanent avec une vitesse $N \rightarrow N \frac{\phi_1}{\phi_2}$

c) Methodes de shuntage

On peut faire un shuntage par resistance avec ou sans shunt inductif (fig. I6) Le shunt inductif est très utilisé car il adoucit les regimes transitoires .

d) Autre methode

on peut realiser des couplages serie-parallèle des bobines inductrices qui sont toujours en nombre pair ; ce qui nous permet un reglage discontinu à 2 vitesses.

Dans le cas du couplage serie ~~XXXX~~ la vitesse est faible car toutes les spires de l'enroulement d'excitation sont parcourues par le courant total et le flux est maximum .

Dans le couplage en parallèle , le courant de chaque branche est réduit le flux est alors minimum et par conséquent la vitesse sera grande .

Il est à remarquer que le rapport de vitesse n'est pas de 1 à 2 . En effet, d'une part le courant absorbé par l'induit ne reste pas constant lorsqu'on change le couplage , et d'autre ~~part~~ part en raison de la saturation le flux n'est pas proportionnel au courant .

e) Propriétés

.la gamme de reglage est petite $G = I_1 / I_2$ à $3/I_1$

ON retrouve presque les mêmes propriétés qu'en moteur shunt

.on utilise surtout cette methode en traction où le moteur serie s'impose du fait de ses propriétés particulières (voir première partie)

") 3) Le rheostat de champ

a) les différents types de rheostats utilisés

Les rheostat de champ sont prévus pour des fonctionnement continus , donc ils doivent differer des rheostat de démarrage . Ils doivent donc supporter l'échauffement pendant ce regime continu , Et pour la même raison ils doivent être constitués en alliage à faible coefficient de température (en maillechot ou constantan ...) et non en fer comme les rheostats de démarrage ; en effet une variation de leur resistance , par effet thermique, aurait un effet immédiat sur la vitesse du moteur .

On utilise 2 types principaux : les resistances metalliques et les resistances liquides

°rheostats à plots : (fig. I7)

constitués de boudins de fil de maillechot ou constantan (ou des bandelettes) connectés à des plots sur lesquels passe un frotteur .

Pour les petites puissances (quelques K W) on peut remplacer les éléments de résistance par des lampes à filament de carbone qui sont relativement solides

°°rheostats à curseur ; (fig. I8)

constitués d'un fil à faible coefficient de température, enroulé sur un tube en stéatite et sur lequel frotte un curseur qui touche plusieurs spires . Ce type présente l'avantage d'assurer un réglage très fin , mais il ne convient pas lorsque la puissance dissipée est réduite (I & 2 KW)

Remarque :

pour les puissances élevées (de l'ordre de la centaine de KW) les rheostats métalliques deviennent très encombrants . On peut réduire leurs dimensions en assurant leur refroidissement forcé par ventilation ou par circulation d'eau .

°°°les résistances liquides ; (fig I9)

elles sont surtout utilisées pour les fortes puissances .

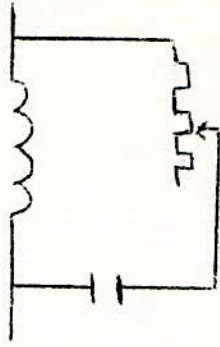
On plonge 2 plaques parallèles dans un bain contenant de l'eau ordinaire ou additionnée de Na_2CO_3 pour augmenter sa conductivité . Les plaques sont généralement en fer , elles sont peu attaquées en solution alcaline. On peut régler la résistance par l'enfoncement des plaques , par leur distance , ou par modification du niveau de l'eau en laissant les plaques fixes . L'échauffement du liquide diminue considérablement la résistance , de sorte qu'il faut craindre des surcharges . Pour palier à cela on limite l'échauffement en établissant une circulation qui amène constamment de l'eau froide dans l'appareil .

b) Calcul du rheostat de champ

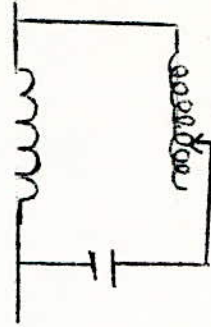
Il faut connaître la courbe $N = f(J)$ du moteur considéré et la résistance des inducteur R_i . La résistance totale du rheostat R_T est déduite du courant minimal d'excitation correspondant à la vitesse maximale désirée

$$J_{\min} = \frac{U}{R_i + R_T}$$

R_t est ensuite divisé pour obtenir , d'un plot au suivant, soit des augmentations de vitesse égales , soit des pourcentages d'augmentation égaux : les intensités d'excitation correspondant à chaque point de vitesse désirée sont lues sur la courbe $N = f(J)$ et les valeurs ohmiques correspondantes sont déduites c



shuntage avec
resistance pure



shuntage inductif

Fig-16

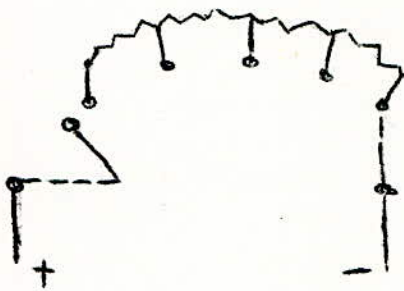


Fig-17

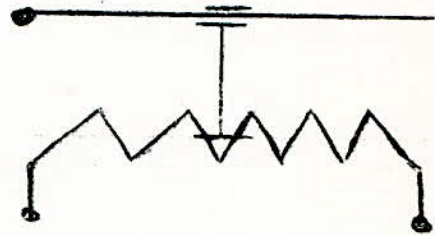


Fig-18

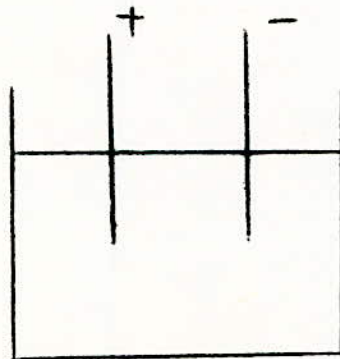


Fig-19

comme précédemment par la formule donnant J .

La puissance dissipée dans la résistance est égale à la somme des puissances dissipées pour chaque section .

pour la section k par exemple :

$$P_d = \frac{R_k U^2}{\left(\sum_i R_i + R_k\right)^2}$$

II) Reglage par variation de la tension d'induit .

I) Principe

a) Explication mathématique du phénomène

Si M = mutuelle inductance entre les enroulements d'induit et d'excitation

Lf = inductance de l'enroulement inducteur

L = inductance de l'enroulement d'induit

Les équations électriques d'un moteur shunt s'écrivent :

$$\begin{cases} U = R_i J + L_f \frac{dJ}{dt} \\ U = M W J + R_a I + L \frac{dI}{dt} \end{cases}$$

et l'équation mécanique :

$$J \frac{dW}{dt} = -C_n + C = -C_n + M_j I$$

On suppose que l'excitation est à sa valeur nominale et reste constante .
On fait varier alors la tension d'une valeur U₀ à une valeur supérieure U_i
en passant aux transformées de Laplace on a pour les 2 dernières équations :

$$\begin{cases} \frac{U_i}{p} = M_j W(p) + R_a I(p) + L_f I(p) - L I_0 \\ J p W(p) - J W_0 = -C_n + M_j I(p) \end{cases}$$

notons $a = M_j$

$$\begin{cases} a W(p) + (R_a + L_f) I(p) = \frac{U_i}{p} + L I_0 \\ J p W(p) - a I(p) = J W_0 - \frac{C_n}{p} \end{cases}$$

(30)

Si on suppose que la machine est entièrement compensée, on a $L=0$

$$\text{soit } \begin{cases} a W(p) + R_a I(p) = \frac{U_1}{p} \\ J p W(p) - a I(p) = J W_0 - \frac{C_2}{p} \end{cases}$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} a & R_a \\ J p & -a \end{vmatrix} = -a^2 - J R_a p$$

$$W(p) = \frac{\begin{vmatrix} \frac{U_1}{p} & R_a \\ J W_0 - \frac{C_2}{p} & -a \end{vmatrix}}{\Delta} = \frac{a U_1 - R_a C_2}{J R_a} + W_0 p = \frac{b + W_0 p}{p(c + p)}$$

en posant $b = \frac{a U_1 - R_a C_2}{J R_a}$ et $c = \frac{a^2}{J R_a}$

En décomposant en éléments simples on a :

$$W(p) = \frac{b/c}{p} - \frac{b - c W_0}{c + p}$$

$$\text{soit } W(t) = \frac{b}{c} - \frac{b - c W_0}{c} e^{-ct}$$

La vitesse part de W_0 pour arriver à la valeur permanente b/c

soit $N_2 = \frac{b}{2\pi c}$

En remplaçant b et c par leur valeur :

$$N_2 = \frac{a U_1 - R_a C_2}{a^2} = \frac{M_j U_1 - R_a C_2}{(M_j)^2}$$

au régime permanent $C_r = C = M_j I$

de même $E = k N \phi = M_j W = M_j 2\pi N$ ~~xxx~~

d'où $M_j = k \phi / 2\pi$

On trouve alors comme expression de N_2

$$N_2 = \frac{U_1 - R_a I}{\frac{k}{2\pi} \cdot \phi}$$

qui correspond bien à la valeur de N pour la nouvelle tension U_1

(31)

$$I(p) = \frac{\left| \begin{array}{c} a \\ \frac{U_1}{p} \\ \frac{U_1}{p} \end{array} \right|}{\Delta} = \frac{a(j\omega_0 - \frac{c}{p}) - jU_1}{-a^2 - jM_a p}$$

$$\text{soit } I(p) = \frac{a^2 \frac{c}{jM_a} + (U_1 - a\omega_0) M_a p}{p \left(\frac{a^2}{jM_a} + p \right)}$$

$$I(p) = \frac{d + ep}{p(c + p)}$$

$$\text{avec } d = \frac{a^2 c}{jM_a} \text{ et } e = \frac{U_1 - a\omega_0}{M_a}$$

En décomposant en éléments simples :

$$I(p) = \frac{d/c}{p} + \frac{(ce - d)/c}{c + p}$$

$$\text{soit } I(t) = \frac{d}{c} + \frac{ce - d}{c} e^{-ct}$$

$$I_0 = e$$

Au début le courant prend la valeur ~~$I_0 = d/c$~~ pour monter à pic et revenir à $I = \frac{d}{c}$; il s'agit donc de montrer si $e = d/c$

$$d/c = \frac{E_2}{a} = \frac{C_n}{M_j} = \frac{M_j I_0}{M_j} = I_0$$

$$e = \frac{U_1 - a\omega_0}{M_a} = \frac{U_1 - M_j \omega_0}{M_a} = \frac{U_1 - E_0}{M_a} = I_0$$

Donc le courant revient à sa valeur initiale

Courbe de variation de $W(t)$ et $I(t)$ voir (fig. 20)

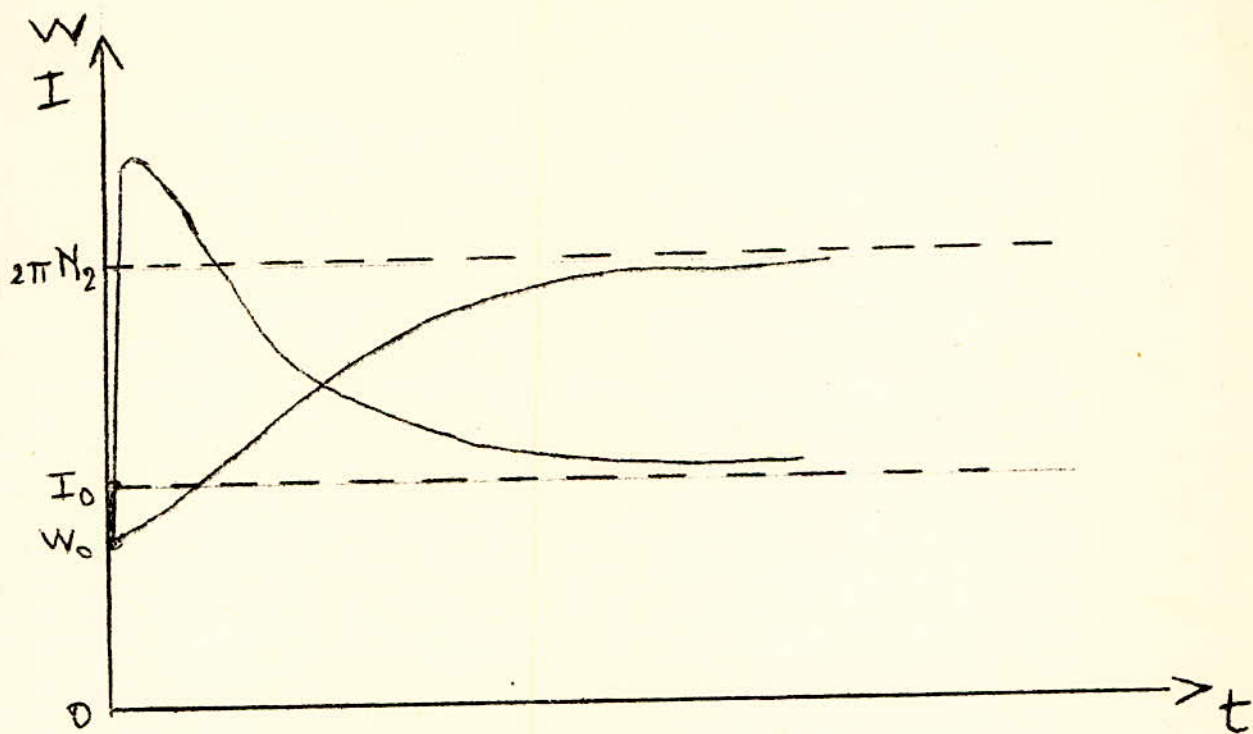


Fig 20

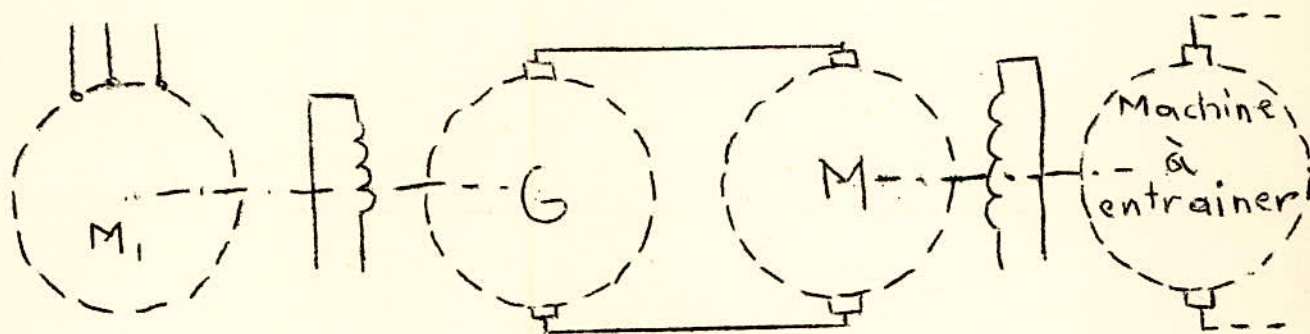


Fig-21

b) Explication physique du phénomène

Si on admet que l'inertie mécanique des parties tournantes du moteur est assez grande on peut négliger la variation de la vitesse du moteur pendant un bref instant qui suit l'augmentation de la tension à U_1

A cette tension U_1 supérieur à U_0 s'en suit une augmentation brusque de l'intensité tel que :

$$I' = \frac{U_1 - E_0}{R_a}$$

Le flux étant constant le couple se trouve aussi augmenté à une valeur $C' = K_3 \Phi I'$ d'où la naissance d'un couple dynamique $C_j = C' - C_r$ positif qui crée une augmentation de la vitesse .

De $E = k\Phi N$ on voit que l'augmentation de la vitesse entraîne une augmentation du fcem et par conséquent une diminution de UI . Et le phénomène se stabilise quand le couple et le courant reviennent à leur valeur initiale ; et la vitesse a pris une valeur plus grande

$$M_2 = \frac{U_1 - R_a I_0}{K_1 \Phi} > M_1$$

2) gamme de variation

Le flux étant maintenu à sa valeur maximale la variation possible est une augmentation de U de 0 à U_n

$$M_1 = \frac{U_1 - R_a I}{K_1 \Phi}$$

et pour une autre valeur

$$M_2 = \frac{U_2 - R_a I}{K_1 \Phi} \text{ soit } \frac{M_2}{M_1} = \frac{U_2 - R_a I}{U_1 - R_a I}$$

et en négligeant les chutes de tension d'induit $\frac{M_2}{M_1} = \frac{U_2}{U_1}$

La gamme de variation est donc définie par :

$U_{max} \%$ U_{min} où U_{max} : la tension maximum applicable à l'induit

U_{min} : la plus petite tension qui définit un regime de fonctionnement stable.

En general la gamme de variation est grande et $G = I/I$ à I_0/I

3) reglage à l'aide d'un rheostat inseré dans le circuit d'induit :

On peut appliquer cette methode aux moteurs à excitation shunt ; elle consiste à mettre une resistance de reglage R_g en serie avec l'induit. Admettons que U , ϕ et C_r sont constants . Si on admet que la variation de la vitesse est négligeable pendant un élément de temps suivant la mise en circuit du R_g , le courant dans l'induit diminuera à la valeur :

$$I' = \frac{U - E_0}{R_a + R_g}$$

Cette diminution du courant entraîne une diminution du couple à la valeur

$$C' = k\phi I'$$

Ainsi va apparaître un couple dynamique négatif $C_j = C' - C_r$ sous l'effet duquel la vitesse du moteur commence à diminuer . Mais cette diminution de la vitesse entraîne une diminution proportionnelle de la fcem $E = kN\phi$ et une augmentation du courant .

Ce processus continuera jusqu'à ce que I et par conséquent C atteignent leurs valeurs initiales . Comme $C_j = 0$, le moteur commence à travailler à un nouveau regime permanent à N_2 inf. à N_1

on a :

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{U - I(R_a + R_g)}{U - I R_a}$$

La chute de tension étant très petite cette methode ne permet pas une variation assez grande de la vitesse. Et encore elle n'est pas économique car il y a une perte considérable d'énergie sous pertes Joule à travers la resistance R_g . Supposons par exemple qu'on veut réduire la vitesse de moitié; il faut que la tension aux bornes du moteur soit diminuée de moitié:

$$R_g I = U/2 = U' \text{ soit } R_g I^2 = U I$$

la puissance perdue dans le rheostat devient égale à celle qu'absorbe le moteur , ce qui explique le gaspillage d'énergie . Cela montre le fait qu'on n'utilise pas souvent cette methode .

4) Couplage serie-parallèle

Cette methode est surtout utilisée quand on a à regler plusieurs moteurs à excitation serie .

Par exemple si on a 4 moteurs , en faisant varier le couplage en serie, serie-parallèle puis en parallèle on obtient une variation de la tension dans chaque moteur selon le cas : $U/4$, $U/2$ ou U

(5) Système WARD -LEONARD

a) Principe

Si on maintient le flux constant, ce qui nécessite un moteur à excitation séparée, une variation de la tension aux bornes de l'induit permet non seulement un réglage progressif économique du moteur mais aussi sa mise en marche sans reostat, donc sans pertes.

Le système WARD-LEONARD (fig. 2I) est constitué par un groupe moteur-dynamo $M_1 G$ alimentant l'induit du moteur de commande M . La vitesse de G est pratiquement constante. On règle la tension fournie par G en jouant sur son excitation réalisée d'habitude par un amplificateur rotatif (ex: amplidyne)

Si E_g et E_m la fem du générateur et du moteur, R_g et R_m leur résistance d'induit, on a :

$$E_m = kN\phi$$

$$E_g = E_m + (R_g + R_m)I$$

$$\text{soit } E_m = E_g - (R_g + R_m)I$$

$$N = \frac{U - R_m I}{k_1 \phi} = \frac{E_m}{k_1 \phi} = \frac{E_g - (R_g + R_m)I}{k_1 \phi}$$

qui est l'expression de la vitesse dans un moteur ayant comme résistance d'induit $(R_g + R_m)$ et alimenté sous la tension E_g . Or E_g peut varier en agissant sur l'excitation du générateur.

b) propriétés :

Ses inconvénients :

. il est difficile d'obtenir de très basse vitesse, en effet la génératrice par son flux rémanent engendre une fem même non excitée

. la vitesse varie trop avec la charge, en effet la vitesse du moteur est proportionnelle avec sa fem $U - RaI$. Tant qu'on ne modifie pas l'excitation de la génératrice, U reste constant, mais quand la charge du moteur augmente, le courant I qu'il absorbe augmente aussi. Dès lors la fem du moteur diminue donc la vitesse diminue aussi. Cette baisse de vitesse est d'autant plus sensible que U est petit. D'où l'instabilité aux faibles vitesses.

. le rendement est faible car il est le produit de 3 rendements

. le poids, l'encombrement et le prix sont élevés

Ses avantages :

mais les avantages du groupe WARD-LEONARD sont très importants si bien qu'il occupe toujours une place très importante dans

la commande de machine à vitesse variable .

. il est possible de le raccorder à un réseau triphasé à basse tension si on prend M_1 triphasé

. les pertes dues au réglage sont faibles , car le rheostat de réglage de l'excitation agit sur un courant assez faible

. il présente une grande souplesse car la finesse du réglage ne dépend que de la division du rheostat

. le fonctionnement est assez stable car un accroissement de charge du moteur M_1 entraîne une augmentation du courant entre G et M_1 , et une baisse de la tension de G et un ralentissement de M_1

. il permet un freinage en récupération : quand on sous-excite G , sa fem devient inférieure à celle de M_1 . Aussi G devient moteur et M_1 générateur . En même temps , le moteur asynchrone M_1 tournant à l'hypersynchronisme devient générateur et renvoie au réseau l'énergie de freinage du moteur M_1

III) Comparaison des 2 modes de réglage :

Le tableau 2 et la (fig. I2) résument le fonctionnement à vitesse variable d'un moteur à courant continu .

Si on utilise en même temps les 2 méthodes on peut augmenter G jusqu'à $30/I$. Pour cela on fait augmenter la tension jusqu'à sa valeur maximum le flux étant déjà à sa valeur maximum , et on réduit ensuite le flux pour augmenter la vitesse .

(381)

Tableau 2

	Fonctionnement à "Couple C ^{te} "	Fonctionnement à "Puissance C ^{te} "
Grandeur de Commande	$U_{\text{induit}} = \text{de } \frac{U_n}{k} \text{ à } U_n$ $k < 100$	$J = \text{de } J_n \text{ à } \frac{J_n}{k}$ $k < 3$
Autre grandeur d'entrée	$J = C^{\text{te}} = J_n$	$U_{\text{induit}} = C^{\text{te}} = U_n$
Gamme de Vitesse	$G = 1/2 \text{ à } 100/1$	$G = 1/2 \text{ à } 3/1$
Couple max. disponible	$C_{\text{max}} = C^{\text{te}} = C_n$	C_{max} varie comme $\frac{1}{n}$ de C_n à $\frac{C_n}{k}$
Puissance max. disponible	P_{max} varie comme n de $\frac{P_n}{k}$ à P_n	$P_{\text{max}} = C^{\text{te}} = P_n$

CHAPITRE : 3 : REGLAGE ELECTRONIQUE

But du chapitre

L'électronique prend de plus en plus de place considérable dans les installations industrielles électrifiées. Aussi est-il nécessaire, voire même indispensable pour un ingénieur électrotechnicien de comprendre les éléments que nous apporte cette science nouvelle.

Dans ce chapitre j'étudie la réalisation d'un variateur de vitesse électronique tout en définissant les différents éléments qui le constituent.

I) Semiconducteur : notion sur la jonction P - N

On appelle semi-conducteurs des corps cristallins dont la résistivité diminue quand la température s'élève et est intermédiaire entre celle des conducteurs et des isolants : elle varie de 10^{-3} à $10^8 \Omega \cdot m$, pour les conducteurs de 10^{-6} à $10^{-10} \Omega \cdot m$ et pour les isolants 10^8 à $10^{22} \Omega \cdot m$. Citons comme exemple de semi-conducteurs les plus utilisés actuellement le silicium (Si) et le germanium (Ge).

I) Dopage des semiconducteurs

Si le monocristal est formé de Ge pur (par exemple) toute libération d'électron entraîne la création d'un trou ; toutefois il présente une faible conductivité, on dit que le semi-conducteur est intrinsèque.

On peut augmenter la conductivité en créant un surplus de trous ou d'électrons : cette opération porte le nom de dopage du semi-conducteur, et ce dernier est dit extrinsèque.

Lorsqu'on a fait apparaître un excès de trous, donc de charge positive, le semi-conducteur est dit dopé "P", par contre si c'est les électrons qui sont en excès, charge négative, il s'agit d'un dopage type "N".

Les porteurs de charge qui déterminent le type de conductivité d'un semi-conducteur dopé sont appelés porteurs majoritaires (électrons pour le type "N" et trous pour le type "P"). Les porteurs de charge de signe contraire sont les porteurs minoritaires.

é2) Jonction P-N

Lorsque dans un semi-conducteur monocristallin on distingue 2 régions l'une dopée P et l'autre dopée N, séparées par une zone de transition très mince (de l'ordre du micron), on dit qu'on a une jonction P-N.

A la jonction les trous majoritaires de la région P et les électrons majoritaires de la région N se neutralisent par diffusion et il reste de part

et d'autre de la jonction des électrons négatifs dans la zone P et des trous dans la zone N:il y a création de 2 couches de charges d'espace au voisinage de la jonction , qui créent une différence de potentiel s'opposant aux diffusion des porteurs , d'où le nom de barrière de potentiel. Mais cette barrière de potentiel favorise la diffusion des minoritaires : d'où la naissance d'un courant de fuite . Cependant une quantité identique de porteurs majoritaires réussit à surmonter la barrière de potentiel , de sorte que le courant à l'intérieur de la jonction est nul en l'absence de tension extérieure .

"3) Mecanisme de l'effet redresseur : polarisation de la jonction

On dit qu'on polarise la jonction quand on lui apporte une tension extérieure qui diminue la barrière de potentiel . La diffusion des porteurs majoritaires se trouve alors favorisée ; il y a alors naissance d'un courant important dû principalement aux porteurs majoritaires . Ce courant est appelé courant direct , et la jonction est dite conductrice(fig22)

Mais si la tension de polarisation s'ajoute à;la barrière de potentiel la diffusion des majoritaires se trouvent complètement empêchée par contre les minoritaires passent facilement .Il circule alors un courant très faible dû uniquement aux minoritaires,appelé courant inverse . La jonction polarisée en inverse est dite bloquée (fig.23)

Il ya donc pratiquement à travers la jonction une conductibilité uni directionnelle .

II)Choix du montage redresseur

I)Le thyristor

Le thyristor est un semi-conducteur à 4 couches alternativement P et N (symbole et structure fig. 24)

Il comprend 2 milieux extrêmes très fortement dopés P et N dont le premier constitue l'anode et le second la cathode .Le thyristor est un dispositif unidirectionnel;il ne laisse passer le courant que dans un sens après qu'un signal de commande ait été appliqué à sa guachète.C'est pourquoi on l'appelle parfois redresseur commandé.

En tension inverse les jonctions J_1 et J_3 sont bloquées, J_2 étant passante . En tension directe seule J_2 est bloquée .

Caractéristique courant-tension (fig.25)

Si on relie à P_1 le pôle + d'une source et à N_2 le pôle - on observe que les jonctions J_1 et J_3 sont polarisées en direct , et J_2 en

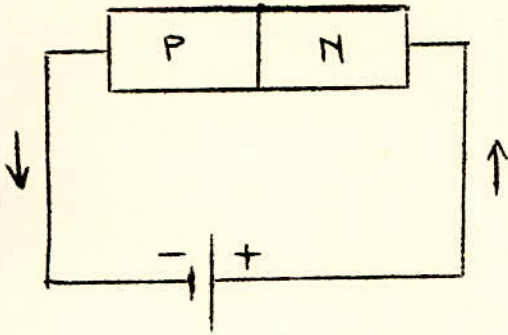


Fig-22

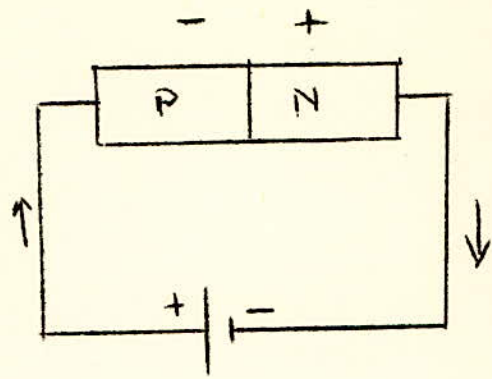


Fig-23

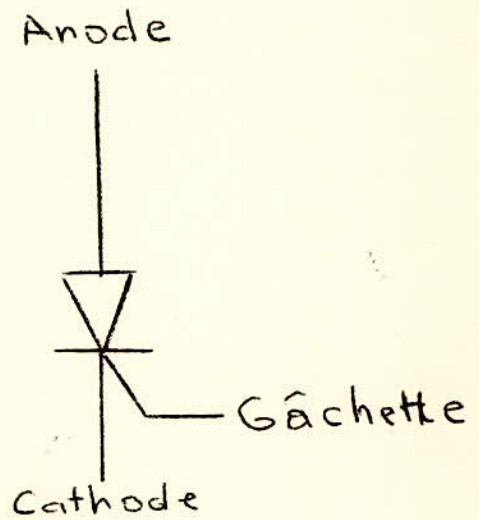
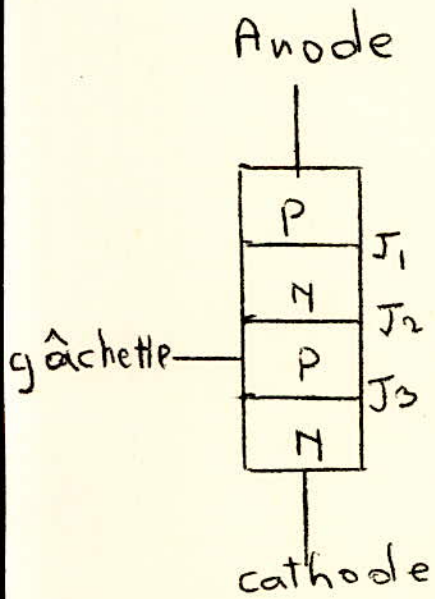


Fig-24

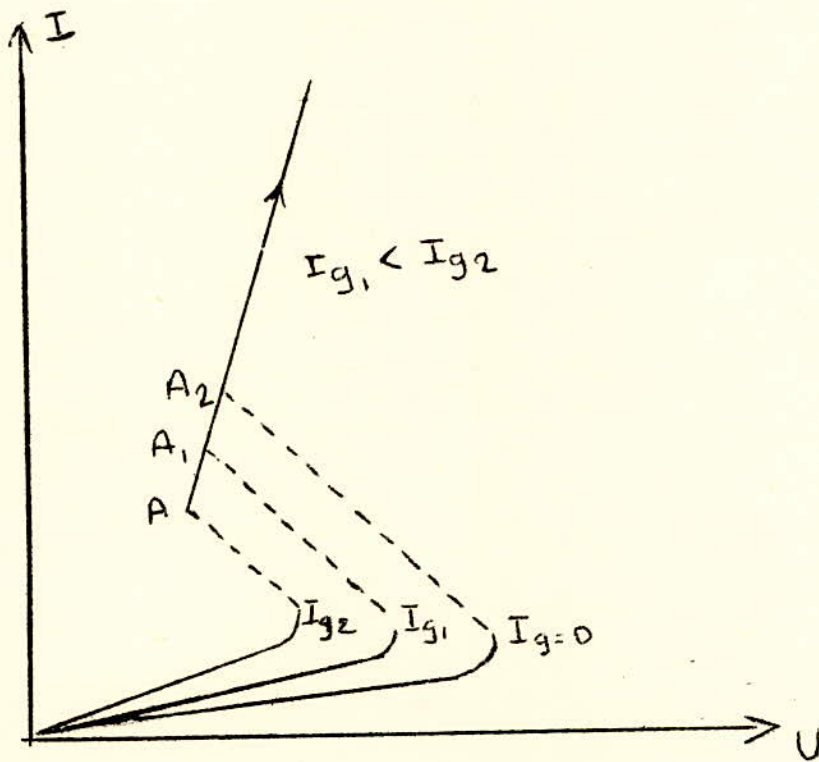
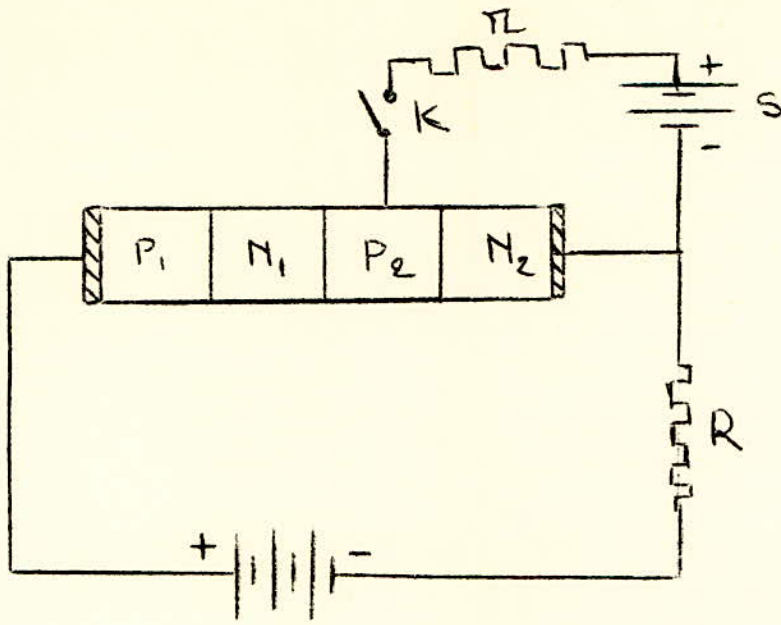


Fig - 25

(42)

en inverse et on constate qu'un faible courant de fuite apparaît. Si on augmente la tension jusqu'à V_a (tension d'amorçage) J_2 devient tout à coup passant et le courant augmente considérablement.

Si on applique à la gâchette une tension positive par rapport à la cathode N_2 , l'amorçage se produit pour une tension inf. à V_a .

Le fait le plus important c'est que le thyristor reste amorcé même si on coupe le circuit de la gâchette. On peut donc amorcer un thyristor en lui envoyant une impulsion de courte durée. Le désamorçage ne se produit que si le courant anode-cathode devienne inférieur à une certaine valeur dite courant de maintien, ou si la tension anode-cathode s'annule ou s'inverse. Le thyristor est alors à la fois :

- un redresseur car il n'a qu'un seul sens de conduction
- un interrupteur statique car la gâchette peut le faire passer de l'état bloqué à l'état passant
- un amplificateur de puissance car pour une petite puissance de commande de gâchette il peut contrôler des installations de puissance très grande.

2) Principe du redressement par pont de GRAETZ

Considérons le montage triphasé en pont de GRAETZ de la (fig. 26 a) dont le principe de fonctionnement est illustré par les courbes de tension et de courant de la (fig. 26). ON obtient un pont de GRAETZ en associant 2 groupes simples mais dont l'un est polianodique (S_2, S_4 et S_6) et l'autre polycathodique (S_1, S_3 et S_5)

Pour chaque tiers de période fonctionne la soupape à potentiel d'anode le plus élevé dans le groupe impair et la soupape dont la cathode est la plus négative dans le groupe pair. A chaque instant quelconque 2 soupapes laissent passer le courant. L'alternance de fonctionnement de différentes soupapes pour une période de la tension alternative est déterminée d'après les diagrammes de tension de phase (fig. 26 b) et de courant anodique (fig. 26 c). La tension redressée est représentée par la (fig. 26 d). Pour un redresseur à "q" alternances la tension est donnée par :

$$U_c = U_{moy} = \frac{q}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{q}} U_m \cos \omega t \, d(\omega t) = \frac{q}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{q}$$

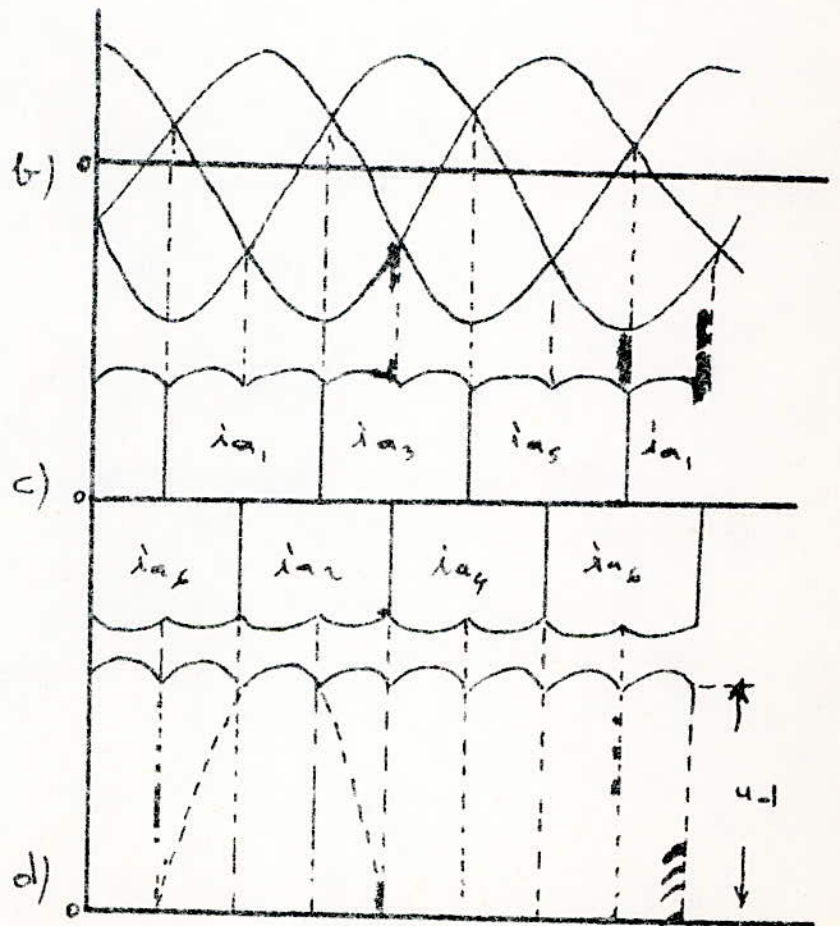
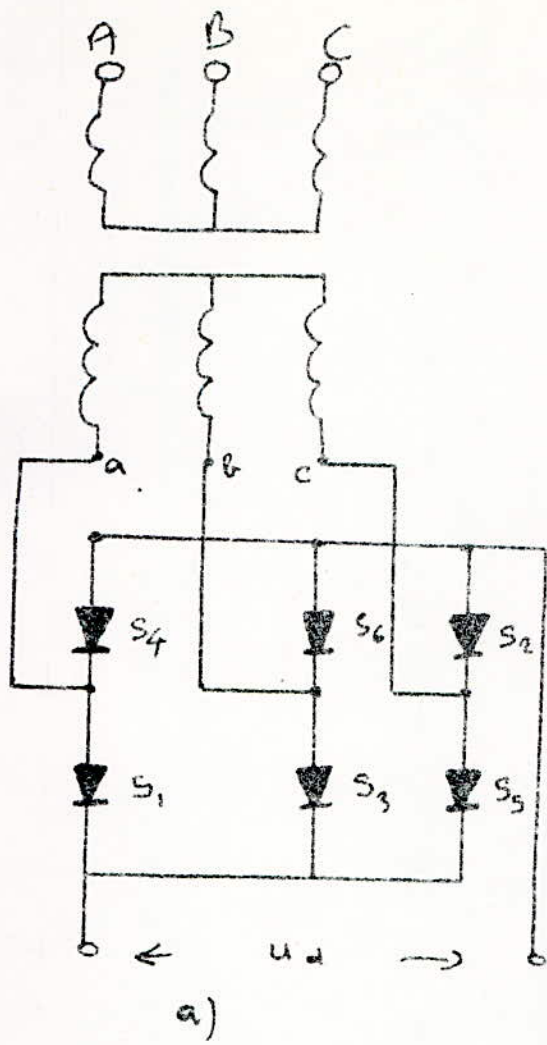


Fig. 26

3) LE choix du montage redresseur

a) Le montage en pont semi-commandé

On utilise des soupapes commandés (thyristors) pour une partie du pont et de simple diodes bien meilleur marché pour l'autre partie. On réalise ainsi un montage en pont semi-commandé (fig. 27). La tension continue de sortie est formée par addition d'une composante fixe fournie par les diodes et d'une composante réglable fournie par les thyristors. Le montage comprend en outre une diode de retour libre qui décharge les soupapes commandées d'une bonne partie du courant lorsque le circuit de charge est fortement inductif et que l'angle de retard est grande. Ainsi la tension continue peut être abaissée pratiquement jusqu'à la valeur 0.

b) Les inconvénients du pont semi-commandé

Le choix d'un montage en pont semi-commandé présente deux inconvénients en ce qui concerne l'utilisation des moteurs normaux à courant continu. Comme on le sait, la tension aux bornes des moteurs alimentés par des thyristors comprend une composante alternative dont l'amplitude est d'autant plus grande que le nombre des thyristors est plus petit. Il résulte de cette particularité, propre au montage utilisé, un échauffement supplémentaire du rotor, puisque cet échauffement dépend de la valeur efficace du courant, et l'augmentation des pertes dans le cuivre entraîne une diminution de la puissance du moteur.

L'ondulation du courant correspondant à un faible indice de pulsation peut avoir pour effet de donner naissance à un couple pulsatoire et par conséquent à une vitesse oscillant autour d'une valeur moyenne. Le couplage en pont semi-commandé ne peut donc pas être recommandé pour les machines sensibles aux vibrations.

c) Choix de moteurs spéciaux pour pont semi-commandé

Pour obtenir un fonctionnement impeccable des équipements à thyristors, même avec un faible indice de pulsation, il est nécessaire de prendre des mesures particulières. En effet, avec les rapides variations du courant qui se produisent dans les redresseurs constitués de thyristors à temps mort très court, la commutation dans les moteurs ne peut être parfaite que si le flux des pôles auxiliaires suit sans retard appréciable les variations du courant d'induit. Mais il faut pour cela que le circuit magnétique complet du stator aussi bien que des pôles auxiliaires soit

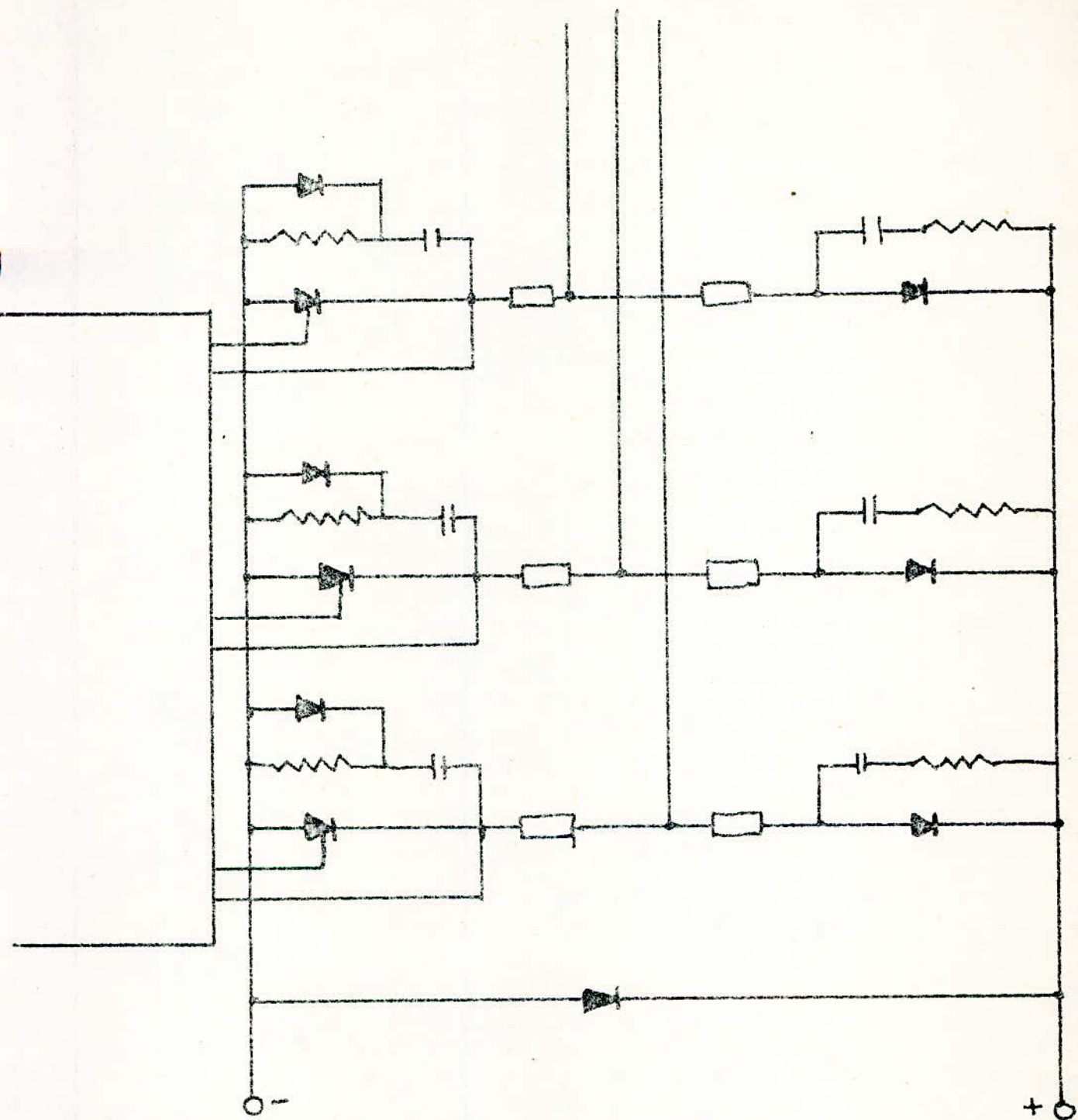


Fig. 27

feuilleté. Ainsi l'amortissement du circuit des pôles auxiliaires sera aussi faible que celui du circuit de l'induit.

On constate donc que l'on est conduit à l'emploi de moteurs notablement plus chers que ceux de construction normale. Mais les avantages qui en découlent justifient pleinement cette augmentation de prix et rendent les inductions de lissage inutiles.

d) Choix des Thyristors

On fait le choix des thyristors en fonction du courant admissible et de la tension inverse admissible. Les caractéristiques pour le choix sont données par le tableau 3

Le courant dans le thyristor est donné par:

$$I_{th} = I_n / m$$

K_r : coefficient de réserve

$$I_{th} = K_r I_n / m \quad \text{avec} \quad m : \text{nombre de phase}$$

I_n : courant nominal du moteur

$$K_r = (1,7 \text{ à } 2)$$

Il faut pour la détermination de thyristor que:

$$I_{th \text{ adm.}} > I_{th}$$

et

$$U_{inv. \text{ adm.}} > U_{inv. \text{ max}}$$

4) Variation de la tension redressée en fonction de l'angle d'amorçage A des thyristors

Considérons un thyristor que l'on commande par des impulsions qui interviennent à chaque période avec un retard A par rapport à la tension sinusoïdale ($e = E_m \sin \omega t$) insérée dans le circuit d'anode. Après l'amorçage le thyristor se comporte comme un interrupteur fermé et l'on a la relation:

$$E_m \sin \omega t = R_i + E_o$$

avec E_o = V chute de tension interne du thyristor. Si on néglige E_o , on peut calculer la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge:

$$V_c = \frac{1}{2\pi} \int_A^{\pi} E_m \sin \omega t \, d(\omega t) = \frac{E_m}{2\pi} \left[-\cos \omega t \right]_A^{\pi}$$

$$\text{soit} \quad V_c = \frac{E_m}{2\pi} (1 + \cos A)$$

(47)

caracteristiques de quelques thyristors

constructeur	type	J en A	V _{BO} en V	\hat{I} A	$(\frac{dI_F}{dt})_{max}$ A/μs	dv/dt V/μs	I _{GT} A	t _d +t _r μs	t _q μs
General Electric	C150	110	500 \bar{a}	1000 \bar{a}	75	200 \bar{a}	50 \bar{a}	8	30 \bar{a}
	C152		1300	1500		500	200		100
Philips	BTX36	25	100 \bar{a} 800	136	0	100	40	2	10 \bar{a} 20
RCA	2N3650	35	100 \bar{a}	180	400	200	80 \bar{a}	0	12 \bar{a}
	3653		600				180		15
G.E.C.	C385	400	100 \bar{a} 600	3500	75 \bar{a} 100	200 \bar{a} 500	125 \bar{a} 250	0	15 \bar{a} 20
Brown Boveri	CS550	1000	800 \bar{a} 1600	9400	75	200	200	0	150

I_F = courant direct instantané

I_{GT} = courant de gâchette nécessaire pour provoquer l'amorçage

\hat{I} = courant de crête

J = courant efficace

t_d = temps de retard ou temps de délai d'amorçage

t_q = temps de désactivation ou de relaxation

t_r = temps de montée

V_{BO} = tension d'amorçage

tableau 3

ET en posant $U_{co} = E_m / \pi$ (simple alternance sans retard)

$$\text{ou en general } U_{co} = \frac{q E_m \sin \frac{\pi}{q}}{\pi}$$

$$\text{on a : } U_c = U_{co} (I + \cos A) / 2$$

On voit bien que U_c varie avec A suivant une loi sinusoïdale . En tenant compte des diverses chutes de tension on a :

$$U_c = U_{co} (I + \cos A) / 2 - U_x - U_r - U_a$$

U_x : chute de tension due à la commutation

U_a 1,5 V chute de tension directe dans chaque soupape

$U_r = R I_c$ chute de tension due aux résistances du circuit (transformateur essentiellement)

III) Commande des thyristors

I) La commande impulsionnelle

La tâche principale de l'énergie de commande d'amorçage est d'amorcer les différentes branches de thyristors dans chaque alternance de la tension du réseau , de façon à faire apparaître la tension continue désirée aux bornes de la charge . On y parvient en appliquant à chaque branche de thyristor une impulsion décalée dans l'alternance de tension positive appliquée à celui-ci .

Les avantages de la commande impulsionnelle sont :

- .elle dissipe peu de puissance dans la gâchette et évite les amorçages intempestifs
- . pas de dépense continue d'énergie , car l'énergie nécessaire est accumulée dans un condensateur pour être déchargée ensuite à temps voulu .

2) Le transistor unijonction : UJT

Le UJT est un dispositif comportant 2 bases B_1 et B_2 entre lesquelles est placée une résistance de silicium de type N (fig.28)

Celle-ci est appelée résistance inter-base R_{bb} ; à 25 ° C sa valeur est comprise entre 4,7 & 9,1 k Ω . En un point précis de cette résistance est placée une diode PN dont l'anode sert d'émetteur .

Le UJT est polarisé comme l'indique la (fig. 29) . La base B_2 est portée à une tension positive ($V_{bb} = 5$ à 30 V) . Il circule alors dans

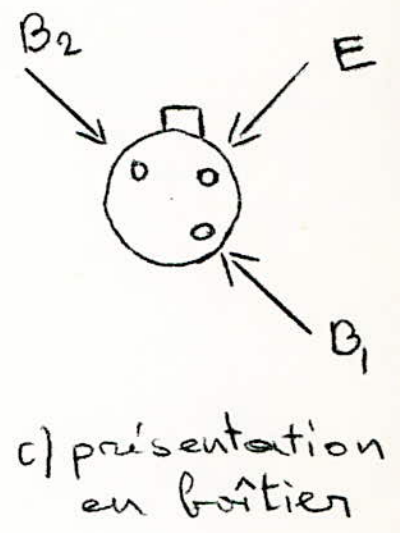
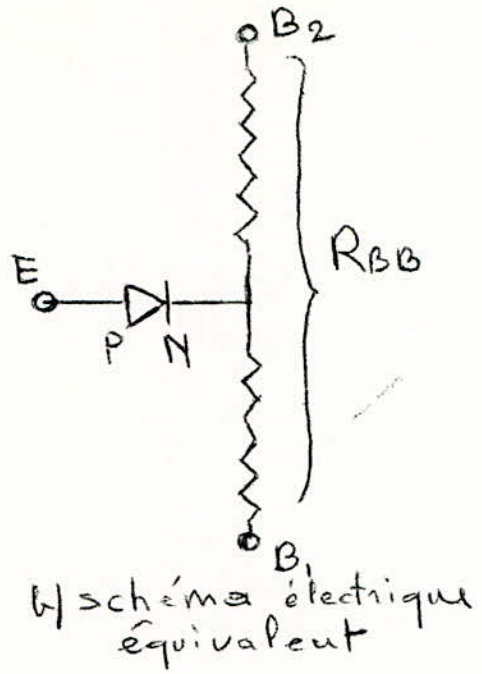
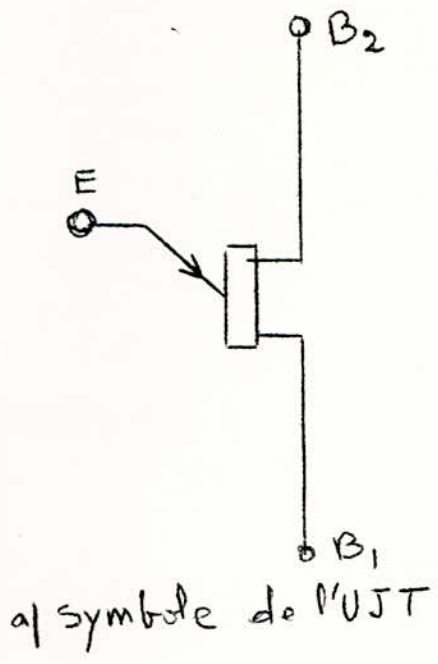


Fig - 28

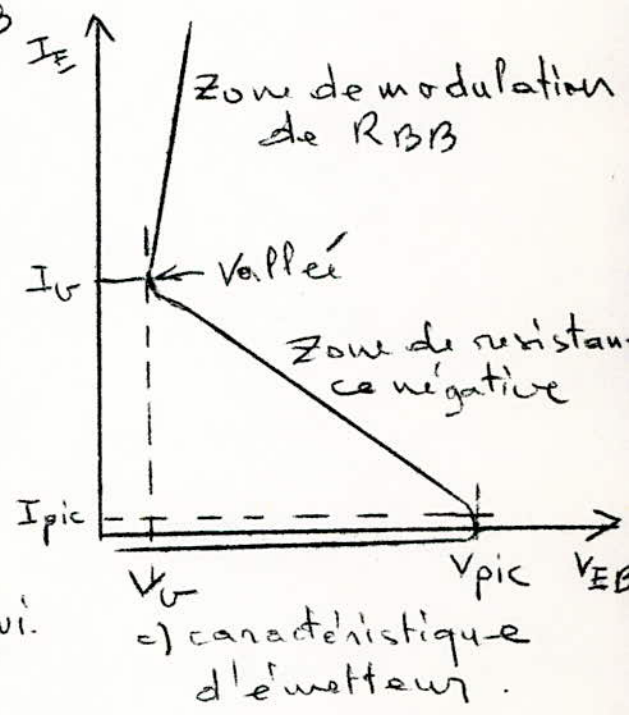
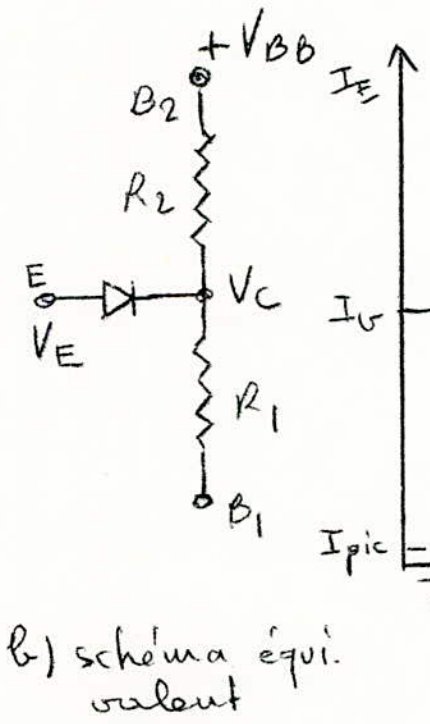
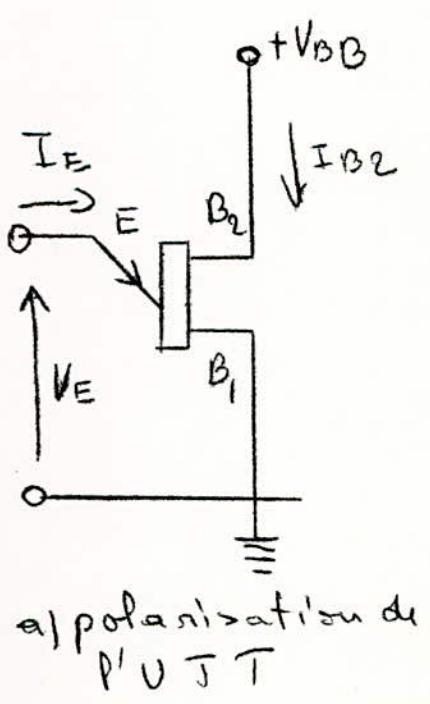


Fig - 29

la Rbb un courant : $I_{0n} = \frac{V_{GB}}{R_{bb}}$

La cathode de la diode émetteur se trouve à une tension :

$$V_c = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{GB} = e V_{GB} \text{ (diviseur de tension)}$$

e = rapport intrinsèque (de 0,45 à 0,82)

Lorsque la tension d'émetteur V_e est inf. à V_c , la diode est polarisée en inverse, et il ne circule qu'un très faible courant de fuite I_{e0} .

Quand V_e est sup. à V_c la diode est polarisée en direct et il circule un courant I_e qui injecte des porteurs minoritaires (trous) dans R_I

Quand $V_e = V_p = e V_{bb} + V_d$

V_d : chute de tension de la diode

V_p : tension de pic du UJT

la diode devient franchement conductrice ; les trous sont accélérés par le champ électrique E dû à la tension V_{bb} et il en résulte le brusque effondrement de la résistance R de sorte que I_e augmente bien que V_e diminue (fig. 29)

3) Le générateur d'impulsions

a) Principe

Le circuit de base est un montage relaxateur (fig.30) La capacité C est chargée à travers P jusqu'à ce que la tension d'émetteur atteigne V_p (tension de pic de l'UJT) ; à ce moment l'UJT bascule et décharge C à travers R'_2 . Lorsque la tension d'émetteur tombe à une valeur $2V$ environ, l'émetteur cesse de conduire; l'UJT se bloque et le cycle recommence. La période d'oscillation T qui est pratiquement indépendante de la tension d'alimentation et de la température est donnée par :

$$T = \frac{1}{f} \approx PC \log \frac{1}{1-e} = 2,3 PC \log \frac{1}{1-e}$$

Pour une valeur nominale approximative du rapport intrinsèque

$e = 0,63$ on a $T \approx PC$

La tension d'alimentation doit se situer dans une plage de 10 à 35V Cette gamme est déterminée du côté bas par la valeur minimale acceptable du signal de déclenchement obtenu, et du côté haut par la puissance

maximale admissible par l'UJT.

La durée de l'impulsion doit être telle que le courant de commande reste sup. à I_g (courant de gâchette spécifique) tant que le courant d'anode d'accrochage n'a pas été atteint.

On a bien un phénomène de relaxation car à partir d'une cause continue (tension redressée par diodes) on produit un effet discontinu (impulsion)

Le retard à l'amorçage est réglé par variation de P ou C, on utilise le plus souvent la variation de P.

b) Synchronisation de l'UJT

on peut synchroniser un UJT à l'aide d'une impulsion qui, soit réduit la tension interbase, soit réduit la tension d'alimentation, et ce à tout moment du cycle. Ce faisant on réduit en effet la tension de pic V_p qui déclenche l'UJT.

Pour notre cas, la tension redressée à 2 alternances, est utilisée pour fournir à la fois la tension d'alimentation et la synchronisation au circuit de déclenchement. La diode Zener sert à limiter et à régler les crêtes de la tension. A la fin de chaque alternance, la tension de la base 2 de l'UJT tombe à 0, ce qui déclenche l'UJT. La capacité C est donc déchargée au début de chaque alternance et de ce fait les circuits sont synchronisés par le secteur. Il se produit donc une impulsion à la sortie et à la fin de chaque alternance, ce qui amorce le thyristor et laisse passer un petit courant dans sa charge.

4) Calcul de l'angle de retard

On admet que le condensateur se décharge instantanément et complètement lorsque sa tension de charge atteint la tension de pic

$$V_p \approx eV_{bb} \text{ de l'UJT}$$

La tension V_c au temps t aux bornes d'une capacité C chargée à travers une résistance P par une tension continue E appliquée à l'instant $t = 0$

(le condensateur étant complètement déchargé à $t = 0$) est :

$$V_c = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

$$\tau = PC = \text{constante de temps du circuit (en seconde)}$$

La période s'achève à l'instant $t = T_0$ auquel $V_c = V_p$

remplaçons t et V_c par ces valeurs :

$$V_p = E(1 - e^{-T_0/\tau})$$

d'où $\frac{V_p}{E} = 1 - e^{-\frac{T_0}{\tau}}$ soit $e^{-\frac{T_0}{\tau}} = 1 - \frac{V_p}{E}$

Comme avant l'amorçage de l'UJT son courant est nul, donc $V_{bb} = E$
 et $V_p = eE$ d'où :

$$e^{-\frac{T_0}{\tau}} = 1 - e \quad \text{et} \quad e^{\frac{T_0}{\tau}} = \frac{1}{1 - e}$$

$$\text{soit} \quad \frac{T_0}{\tau} = \text{Log} \frac{1}{1 - e} = 2,3 \text{ Log} \frac{1}{1 - e}$$

$$\text{et} \quad T_0 = 2,3 \text{ PC} \text{ Log} \frac{1}{1 - e}$$

Le temps de retard d'amorçage du thyristor est T_0 ; la pulsation de u est 314 rd/s , $f = 50 \text{ Hz}$, sa période $T = 1/f = 0,02 \text{ s}$ correspond à 360° donc $A/360 = T_0/T$ d'où :

$$A = \frac{360}{T} T_0 = 1,8 \cdot 10^4 T_0 \quad (\text{degré})$$

IV) Le variateur de vitesse électronique

I) Principe (fig. 27)

Nous avons vu qu'on peut faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu en agissant sur la tension d'induit ou sur l'excitation. La plupart des installations électriques sont en alternatif; le but principal du variateur de vitesse est de redresser le courant alternatif du réseau et de fournir au moteur une tension continue réglable.

Le dispositif de redressement est constitué par le pont de GRAETZ à thyristors et diodes. Et en agissant sur l'angle de retard d'amorçage on peut faire varier cette tension redressée à volonté.

On sait que : $U_c = U_{co} (1 + \cos A) / 2$

$$A = 1,8 \cdot 10^4 T_0$$

$$T_0 = 2,3 \text{ PC} \text{ Log} \frac{1}{1 - e}$$

soit $T_0 \approx \text{PC}$ pour $e = 0,63$

(53)

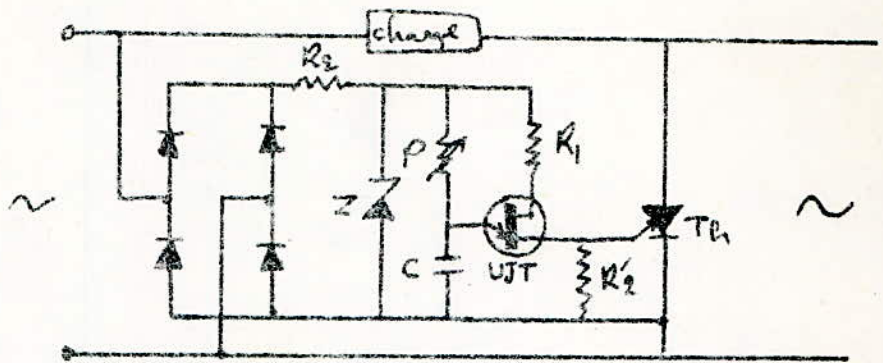


fig. 30

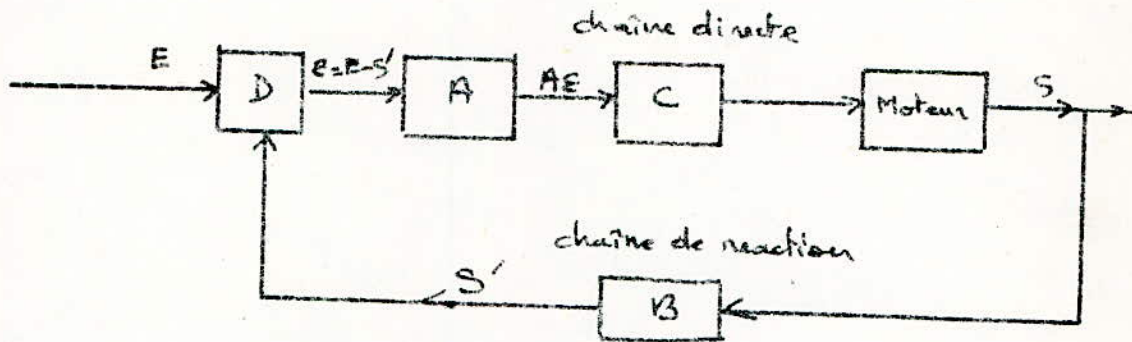
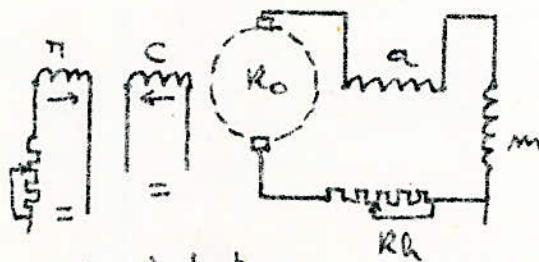


fig. 31



- m: inducteur
- a: enroulement d'autoexcitation
- R: - " - de réglage
- c: - " - de contrôle

fig. 32

d'où $A = 1,8 \cdot 10^4 \cdot PC$

$$U_c = \frac{U_0 (1 + \cos(1,8 \cdot 10^4 \cdot PC))}{2}$$

Calculons les limites de P pour le réglage :

$$\cos(1,8 \cdot 10^4 \cdot PC) = \frac{2U_c}{U_0} - 1$$

$$\cos(1,8 \cdot 10^4 \cdot C P_{max}) = \frac{2U_{cmin}}{U_0} - 1$$

$$\text{soit } P_{max} = A \cos\left(\frac{2U_{cmin}}{U_0} - 1\right) / 1,8 \cdot 10^4 \cdot C$$

$$\cos(1,8 \cdot 10^4 \cdot C P_{min}) = \frac{2U_{cmax}}{U_0} - 1$$

$$\text{soit } P_{min} = A \cos\left(\frac{2U_{cmax}}{U_0} - 1\right) / 1,8 \cdot 10^4 \cdot C$$

Gamme de variation :

$$\text{posons } U_{c1} = \frac{U_0 (1 + \cos A_1)}{2}$$

$$U_{c2} = \frac{U_0 (1 + \cos A_2)}{2}$$

A varie de 0 à 180°

$$\frac{U_{c1}}{U_{c2}} = \frac{1 + \cos A_1}{1 + \cos A_2}$$

Si $A = 0$ on a la tension la plus grande, et si $A \rightarrow 180^\circ$ on a la tension la plus petite, on voit que la gamme de variation définie par

$$\frac{1 + \cos A_1}{1 + \cos A_2} \text{ tend vers l'infini.}$$

Ce qui marque l'avantage considérable des variateurs de vitesse électroniques c'est cette possibilité d'obtenir une gamme de vitesse très grande.

2) Protection des soupapes (fig. 27)

a) Protection contre les surintensités

Une surintensité peut survenir en cas de court-circuit sur

la charge, soit à la suite d'un défaut de fonctionnement du convertisseur, ou de la défaillance d'un composant. Un fusible rapide est alors mis en série avec les éléments pour les protéger. Quand la charge comporte une composante capacitive, un courant peut s'établir brusquement à une valeur élevée dès que le thyristor commence à s'amorcer. Le gradient d'intensité di/dt imposé au thyristor peut être préjudiciable pour celui-ci; il faut protéger le thyristor en mettant une petite inductance en série avec lui. On obtient un meilleur résultat avec une inductance saturable. En effet, tant que l'inductance n'est pas saturée, le courant qui la traverse est relativement faible; dès que l'inductance se sature elle se comporte comme un court-circuit, son action revient à retarder l'établissement du courant. Après ce retard, le thyristor dissipe une puissance moins importante puisque la surface conductrice est plus grande, et l'énergie qu'il peut accepter augmente également avec la surface.

b) Protection contre les surtensions

Des montées brutales de tension peuvent provenir des manœuvres de réseau, d'une ouverture d'une charge inductive....., ce qui peut produire des réenclenchements intenses des thyristors à l'état bloqué. Le procédé le plus courant pour réduire la vitesse de montée de la tension consiste à placer un condensateur aux bornes du thyristor. Mais la surintensité qu'introduirait la décharge brutale de cette capacité aux instants d'amorçage risquerait d'être préjudiciable au thyristor. Il est donc nécessaire de limiter le courant de décharge au moyen d'une résistance R en série avec le condensateur. Ce circuit RC doit être placé aux bornes directes du thyristor. Un perfectionnement consiste à placer une diode en parallèle sur R de façon à n'introduire R qu'à l'amorçage c'est-à-dire pendant la décharge de C . La résistance R peut ainsi avoir une valeur relativement grande et protéger ainsi efficacement le thyristor contre les di/dt de décharge, tandis que la diode place, en fait, C directement aux bornes du thyristor chaque fois qu'une montée de tension intervient sur l'anode. Les valeurs de C et R sont fonction du type de thyristor utilisé, elles varient de $0,1$ à $1 \mu F$ pour C et 20 à 100Ω pour R .

Pour les diodes, on les protégera par un circuit RC série mis en parallèle à leur bornes, la raison est la même que pour le cas des thyristors

V) Conséquences de l'alimentation par pont redresseur

La réaction sur le réseau d'un redresseur à commutation naturelle consiste surtout en ce que le redresseur absorbe de la puissance réactive inductive et qu'il envoie dans le réseau des courants d'harmoniques.

La puissance réactive et les courants d'harmoniques constituent, pour les génératrices de courant et le réseau de transport, une charge supplémentaire qui s'ajoute à la puissance active désirée. Le redresseur peut de plus déterminer des variations de puissance réactive atteignant un multiple de sa puissance nominale dans un intervalle de temps si bref que, dans certaines conditions, les génératrices de courant ne peuvent réagir à temps et que la tension du réseau subit de fortes variations.

Les courants d'harmoniques causent des chutes de tension dans les inductances se trouvant dans le réseau de transport et par conséquent des distorsions dans la courbe de tension du réseau. Les condensateurs se trouvant dans le réseau forment avec les inductances de réseau des circuits résonnants qui peuvent constituer des circuits bouchons pour quelques courants d'harmoniques, donnant souvent lieu à des surtensions inadmissibles.

I) Réaction sur le réseau

a) La puissance réactive du réseau

La réduction de la tension continue d'un redresseur à commutation naturelle, à partir de la valeur maximale qu'on peut obtenir, est réalisée par le fait que l'amorçage des différentes branches de redresseur est progressivement retardé de l'angle de retard, défini à partir de l'instant d'amorçage naturel ($\alpha = 0$). Ainsi, la conduction du courant dans les phases reliées aux branches du redresseur est retardée, et le retard du courant de réseau sur la tension s'accroît de plus en plus. Dans tout le domaine de commande (α variant de 0 à 180° électrique) le redresseur agit alors sur le réseau comme un alternateur sous-excité; il absorbe de la puissance réactive qu'on appelle puissance réactive de commande.

La commutation du courant continu, d'une branche à l'autre du redresseur conduit à une décroissance et à une croissance cyclique du courant dans les inductances des différentes phases, ce qui donne lieu à un surcroît de puissance inductive absorbée, appelée puissance réactive de commutation en

raison de la cause qui lui donne naissance .

b) Le courant fourni au redresseur par le réseau

Le courant de réseau d'un redresseur à commutation naturelle n'est pas sinusoïdale; il est donc composé d'une quantité de courants de fréquences différentes . Pour chaque indice de pulsation , les impédances côté courant alternatif du redresseur , ainsi que l'angle de retard , d'une part , et les impédances côté courant continu , d'autre part , déterminent la forme du courant injecté dans le réseau à courant alternatif. Ainsi le redresseur agit sur le réseau comme une source de courant qui lui envoie des courants de fréquence différents

2) Conséquence sur le moteur

La tension fournie par le redresseur au moteur n'est pas une tension continue mais une tension ondulée qui est la somme d'une composante continue U_{moy} et de composantes alternatives . Si on fait le développement en série de cette tension ondulée en se limitant à la 1^{er} harmonique on a :

$$u = U_{moy} + U_{I_{100}} \sin 628t$$

$$i = I_{moy} + I_{I_{100}} \sin 628t$$

Le coefficient d'ondulation du courant est défini par le rapport ;

$$h = I_{I_{100}} / I_{moy}$$

Pour se ~~rapprocher~~ le plus possible d'une alimentation en courant continu on peut procéder :

. par lissage du courant ondulé , réalisé en insérant une inductance en série avec le moteur . On ramène ainsi le taux d'ondulation à 20 à 30%

. par dérivation hors des pôles principaux de la composante alternative du courant , pour cela on shunte les pôles principaux par une résistance de valeur élevée en regard de celle des pôles . On derive ainsi 10 à 13% de la composante continue et la presque totalité de la composante alternative du fait de l'inductivité négligeable de cette résistance en regard de celle des pôles . Cette alimentation ondulée a des conséquences très néfastes pour le moteur .

a) Augmentation des pertes

Les pertes Joule sont majorées . Elles sont en effet fonction du courant efficace et non de la valeur moyenne :

$$R I_{eff}^2 = R I_{moy}^2 + R (I_{100} / \sqrt{2})^2 = R I_{moy}^2 \left[1 + \left(\frac{k^2}{2} \right) \right]$$

Pour une valeur d'ondulation 0,3 le facteur de majoration des pertes est déjà de 1,045 . DE plus l'ondulation à 100 Hz et les autres du flux des pôles principaux font naître des pertes fer supplémentaires dans les différentes parties du moteur (courant de Foucault dans les parties massives ,majoration des pertes par hystérésis découlant éventuellement des accroissements des inductions maximales)

En tout cas le moteur à courant ondulé n'est pas sérieusement pénalisé dans son rendement du fait des pertes supplémentaires , l'échauffement de l'induit ne croît que de quelques degrés au regime nominal .

b) Perturbation du couple

En raison de l'ondulation du courant le couple est pulsatoire et oscille autour du couple moyen C_{moy} entre $(I-h)C_{moy}$ et $(I+h)C_{moy}$

c) Difficulté de commutation

Il y a difficulté de commutation à cause :

- de l'ondulation du flux ~~principal~~ qui engendre des tensions statiques dans les spires de l'induit. Ces tensions provoquent des courants de court-circuit dans les spires en commutation (courant de circulation dans les balais)
- du déphasage du flux de commutation par rapport au flux de réaction d'induit dans le cas de moteur à carcasse massive .

VI) Conclusion

L'avenir des variateurs de vitesse électroniques pour moteur à courant continu est évidemment lié à l'avenir du moteur à courant continu . L'évolution des variateurs de vitesse électroniques à thyristor pour moteur à courant continu s'est faite dans le sens :

- d'une augmentation de la puissance jusqu'à 10000 KW et même plus pour les moteurs de laminoirs ;
- d'une diminution du prix au KW commandé par suite du

développement des convertisseurs à thyristors ;
-d'une diminution du volume des équipements par suite du développement des circuits intégrés utilisés dans les circuits de commande .

L'évolution actuelle se poursuit selon les tendances suivantes :

- .plus grande souplesse d'adaptation
- .plus grande facilité de mise en œuvre et de maintenance par l'utilisateur final et par du personnel ne nécessitant pas une spécialisation poussée dans le domaine de variateur de vitesse, mais une formation très courte sur le matériel .

En regard des nombreux avantages , les convertisseurs statiques ont tout de même quelques inconvénients bien connus : le facteur de puissance, les harmoniques et les perturbations radioélectriques . Ces 3 problèmes prennent une importance plus ou moins grande en fonction de la puissance des systèmes , de celle du réseau et de leur environnement . Mais actuellement on a mis à jour des mesures appropriées pour réduire la réaction d'un convertisseur statique sur le réseau et l'environnement .

La commande séquentielle constitue le moyen le plus important pour réduire la puissance réactive exigée par les redresseurs . Ce type de commande permet aussi de réduire fortement la réaction sur le réseau due aux harmoniques . Pour les perturbations radioélectriques on peut prévoir des filtres .

CHAPITRE 4 : SERVOMECHANISME

But du chapitre

Jusqu'ici dans nos études on ne se souciait que de la variation de la vitesse du moteur ; mais n'oublions pas que le moteur est le siège de beaucoup de perturbations extérieures comme internes qui puissent influencer la vitesse affichée . Il faut que la vitesse commandée soit stable malgré les perturbations , ce qui nous amène à concevoir un système qui corrigerait automatiquement toutes les erreurs possibles influençant la vitesse demandée : le servomécanisme résoud notre problème .

Ce chapitre ne constitue pas une étude théorique des servomécanismes mais plutôt une description d'exemple de servomécanisme de vitesse .

I) Notion introductive

On peut caractériser un servomécanisme par :

- une grandeur de sortie
- un organe transfigurateur qui transforme la grandeur de sortie en une autre grandeur
- la grandeur d'entrée
- la chaîne directe qui est formée essentiellement par un amplificateur , le moteur , un comparateur ...
- la chaîne de réaction

On peut schématiser un servomécanisme comme l'indique la (fig.3I)
où :

- .S = grandeur de sortie
- . E = transfigurateur
- . E = grandeur d'entrée
- . D = comparateur
- . A = amplificateur de commande
- . A , C , moteur = chaîne directe

Dès que un écart e (ou erreur) se manifeste entre la grandeur d'entrée affichée et la grandeur de sortie , l'amplificateur A fournit une puissance de commande qui a pour rôle de modifier la grandeur de sortie de façon convenable pour annuler l'erreur .

Quelques définitions:

.gain de la chaîne directe :

$$G = \frac{\text{grandeur de sortie}}{\text{grandeur de réglage}} = S/e$$

. rapport du transfigurateur :

$$\beta = \frac{\text{grandeur de reaction}}{\text{grandeur de sortie}} = S/S$$

Remarque :

en general G et β désignent un rapport de grandeurs physiques différentes

. précision d'un servomécanisme :

$$\text{on a } S = f(E)$$

si S_I la valeur réelle obtenue avec l'entrée E et si S la valeur désirée, la différence $e = S_I - S$ constitue l'erreur du servomécanisme .

La précision d'un servomécanisme est d'autant plus grande que l'erreur maximum (en valeur relative) est la plus faible; qu'on caractérise par le rapport :

$$(S_I - S) / S_I$$

on sait que : $S = G E = G(E - S) = G E - G \beta S$

d'où
$$S = \frac{G E}{1 + G \beta} = \frac{E}{\frac{1}{G} + \beta}$$

Si G est suffisamment grand on a :

$$S = \frac{E}{\beta} \text{ soit } E = S \beta$$

D'où si G est suffisamment grand, la précision du servomécanisme ne dépend que de la précision du rapport β du transfigurateur.

Nous allons prendre comme exemples 2 types de servomécanisme de vitesse : un servomécanisme électromagnétique, utilisant essentiellement des matériels électromagnétiques, et un servomécanisme électronique à base d'équipements électroniques .

II) Servomécanisme électromagnétique de vitesse

I) Le rototrol comme amplificateur:

Le rototrol (fig.32) est une petite dynamo autoexcitatrice qui sert toujours comme excitatrice d'une dynamo et qui, par le jeu de plusieurs enroulements disposés sur son circuit inducteur constitue un amplificateur électromagnétique, organe fondamental d'un servomécanisme .

Le principe du rototrol est le suivant :

. régler, au moyen d'un rheostat R_h , la résistance du circuit de débit, à une valeur telle que le rototrol travaille sur la branche rectiligne de la caractéristique à vide ;

.fixer à chaque instant ,sur cette branche rectiligne, le point de fonctionnement au moyen de 2 enroulements supplémentaires disposés sur les pôles inducteurs ;

.l'inducteur comporte alors au moins 3 enroulements :

- un enroulement d'autoexcitation généralement en serie
- un enroulement de commande r alimenté par une source à tension constante et parcouru par un courant dit de référence réglable à volonté
- un enroulement dit de contrôle c parcouru par le ou les courants fonction de la grandeur réglée .

2) Un exemple de servomécanisme électromagnétique de vitesse

a) description:

Dans le dispositif de la (fig.33) on reconnaît un servomécanisme électromagnétique monté en variateur de vitesse :

-la grandeur d'entrée est le courant de référence du circuit de commande réglé par le potentiomètre P

-la grandeur de sortie est la vitesse du moteur M

-la grandeur de réaction est le courant de contrôle

-le tranfigurateur est la dynamo tachymétrique

-le discriminateur est le circuit magnétique du rototrol

-l'amplificateur est le rototrol d'abord, puis la génératrice G

-la grandeur de réglage est la différence des ampèretours de commande et de contrôle

-la chaîne directe est formée par le rototrol ,la génératrice G et le moteur M

-la chaîne de réaction est constituée par la dynamo tachymétrique et l'enroulement de contrôle

b) principe de fonctionnement

.affichons le courant de référence par action sur P

.faisons démarrer par le moteur M_I le groupe M_I -GRO .A ce moment ,le moteur M étant encore immobile ainsi que la dynamo tachymétrique , aucun courant ne parcourt l'enroulement 2 de contrôle . Le rototrol

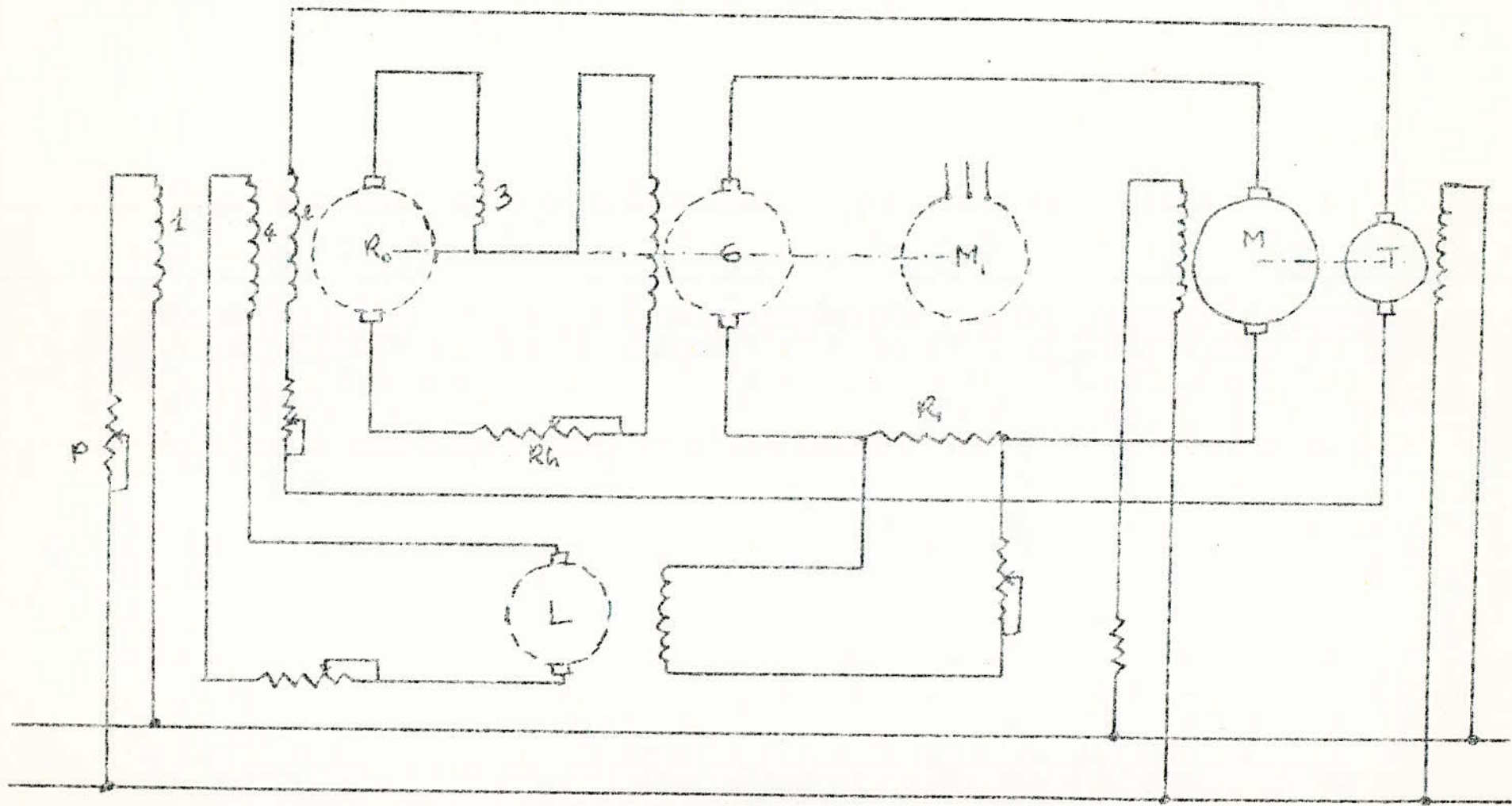


Fig. 33

s'amorce grâce aux ampèretours de l'enroulement serie 3 et ceux de l'enroulement de commande I

. à ce moment ,la génératrice G excitée ,développe,entre ses bornes ,une tension croissante , d'où le démarrage de M qu'elle alimente.

La dynamo tachymétrique T engendre une tension croissante avec sa vitesse de rotation et par suite un courant de contrôle croissant . Les A-t de ce courant de contrôle sont en opposition avec les A-t de commande ;dès qu'ils deviennent égaux ,le rototrol atteint son regime d'équilibre .

.montrons que la vitesse préalablement réglée par P est constante quelquesoit sa charge . En effet , un accroissement de la charge tend à provoquer une baisse de vitesse et une diminution du courant de contrôle ;d'où un déséquilibre en faveur des A-t de commande,un accroissement du courant débité par le . rototrol et de la tension de la génératrice G .L'élévation de la tension aux bornes de la moteur M ramène la vitesse de celui-ci à sa valeur primitive .Les phénomènes inverses se produisent lorsque la charge du moteur M diminue .

.la limitation du courant dans l'induit s'effectue à l'aide d'une machine spéciale L manchonnée sur le même arbre que le Ro et dont la courbe de magnétisation a l'allure de la (fig.34) .Jusqu'à un certain nombre de A-t inducteurs ,elle ne développe aucune fem , puis brusquement sa fem augmente . Il suffit alors de l'exciter par une tension RI proportionnelle au courant dans le moteur , puis faire en sorte que elle alimente un enroulement supplémentaire 4 de réglage du Ro pour obtenir une diminution du courant débité par le Ro dès que le courant de celui-ci tend à franchir l'intensité limite au-delà de laquelle la génératrice L s'amorce .La protection du moteur s'effectue comme décrite dans l'étude de variation de vitesse du moteur shunt .

III) Servomécanisme électronique de vitesse

I)l'amplificateur opérationnel

Un amplificateur opérationnel idéal (fig.35) est caractérisé par :

- un gain en tension A_0 infini
- des impédances d'entrée de mode commun Z_{ic+} et Z_{ic-} et de mode différentiel Z_{id} infinies
- une impédance de sortie Z_o nulle

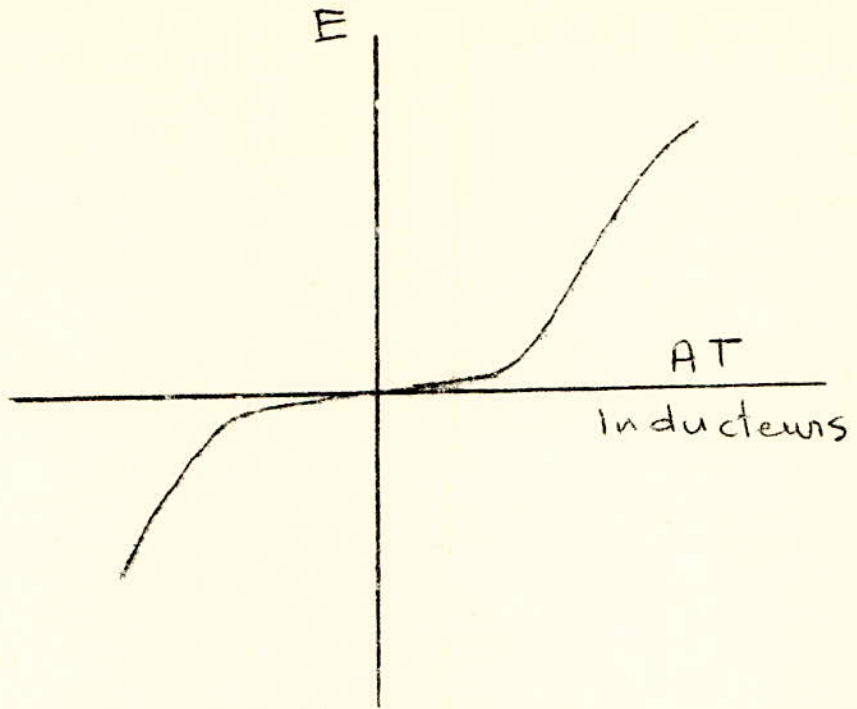


Fig 34

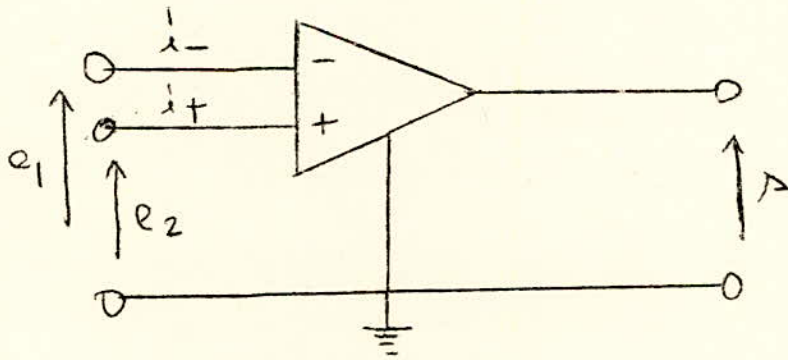


Fig-35

(66)

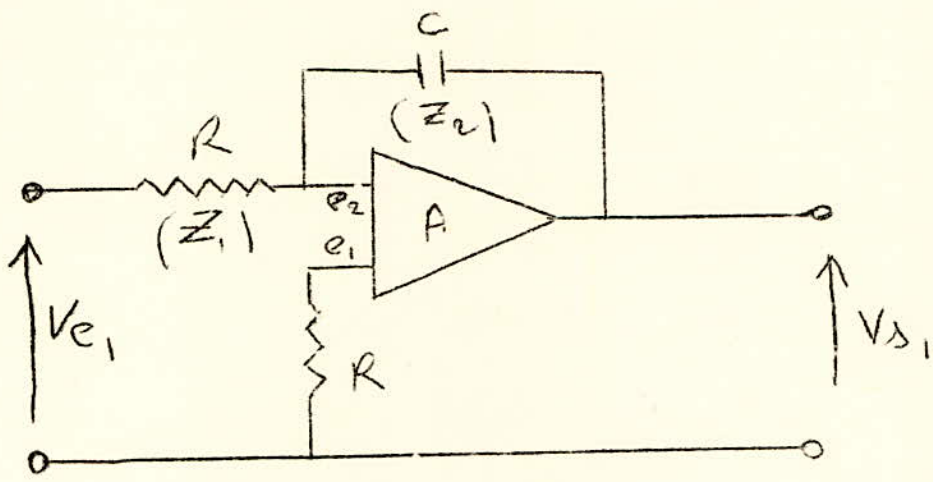


Fig-36

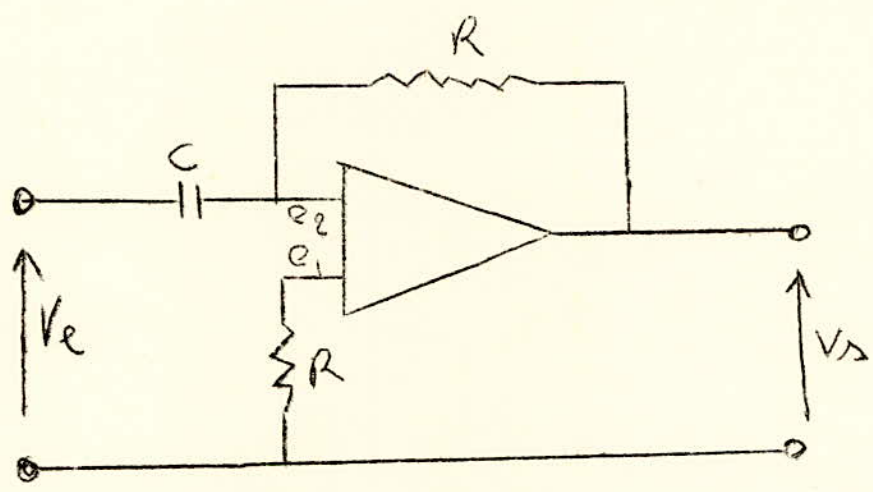


Fig-37

(67)

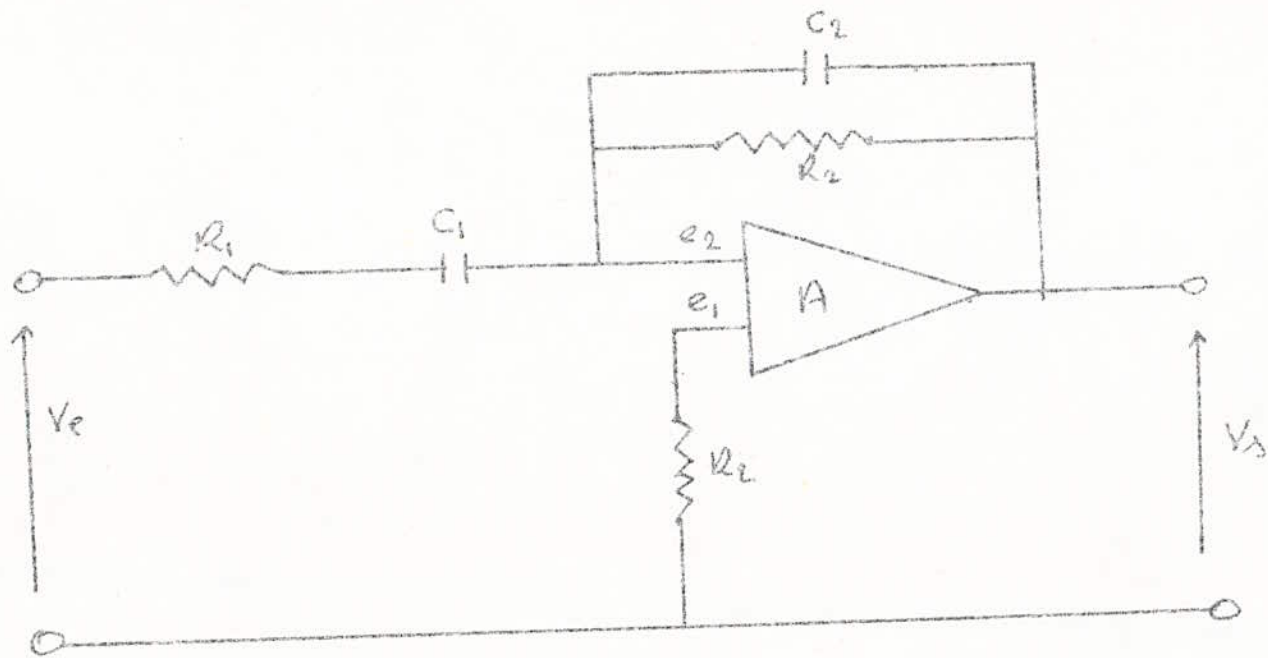


fig. 38

-d'où i_+ et i_- nuls

-la tension de sortie s est nulle si l'entrée différentielle $\xi = e - e$ est nulle.

Le gain étant infini toute perturbation entraîne une tension de sortie considérable d'où la nécessité d'une contre-réaction ayant pour but d'annuler la tension d'entrée différentielle .

Pour notre cas citons les types d'amplificateurs opérationnels qui nous intéressent : l'amplificateur ~~opérationnel~~ différentiel à 2 entrées , et dont la sortie est proportionnelle à la différence des entrées ; les transducteurs qui possèdent la propriété de ne faire intervenir qu'une seule grandeur d'entrée (tension ou courant) et une seule grandeur de sortie (tension ou courant)

La contre-réaction peut fournir à l'amplificateur un caractère intégrateur (fig.36) ou un caractère dérivateur (fig.37) ou un caractère dérivateur et intégrateur (fig.38) .

Le gain en tension très élevé (sup. à 1000) impose au moins 2 étages d'amplification de tension en cascade . Le 1^{er} doit être du type différentiel afin que l'amplificateur puisse bénéficier :

-d'une tension de mode commun (2 entrées)

-d'un gain en tension connu et pratiquement indépendant de la tension de sortie (linéarité). Un exemple d'amplificateur opérationnel de tension est donné par la (fig.39). L'impédance d'entrée de l'amplificateur différentiel , qui constitue le 1^{er} étage , est en général relativement faible (quelques milliers d'ohms) , aussi est il nécessaire d'utiliser un montage DARLINGTON pour l'accroître (les Q_1-Q_2 et Q_3-Q_4 sont appariés 2 à 2 afin que les tension de faux zero et les courants de polarisation différentiels restent faibles)

2) Un exemple de servomécanisme de vitesse électronique

a) principe :

Le principe de fonctionnement est donné par la (fig.40)
Une dynamo tachymétrique accouplée au moteur fournit une tension proportionnelle à la vitesse , qui représente la valeur instantanée de cette vitesse. Cette tension est comparée à une tension fournie par un potentiomètre P et constituant la valeur de consigne de la vitesse . L'écart de consigne est amplifié dans un amplificateur opérationnel I . Une réaction par un circuit RC donne à cet amplificateur une caractéristique PI (action

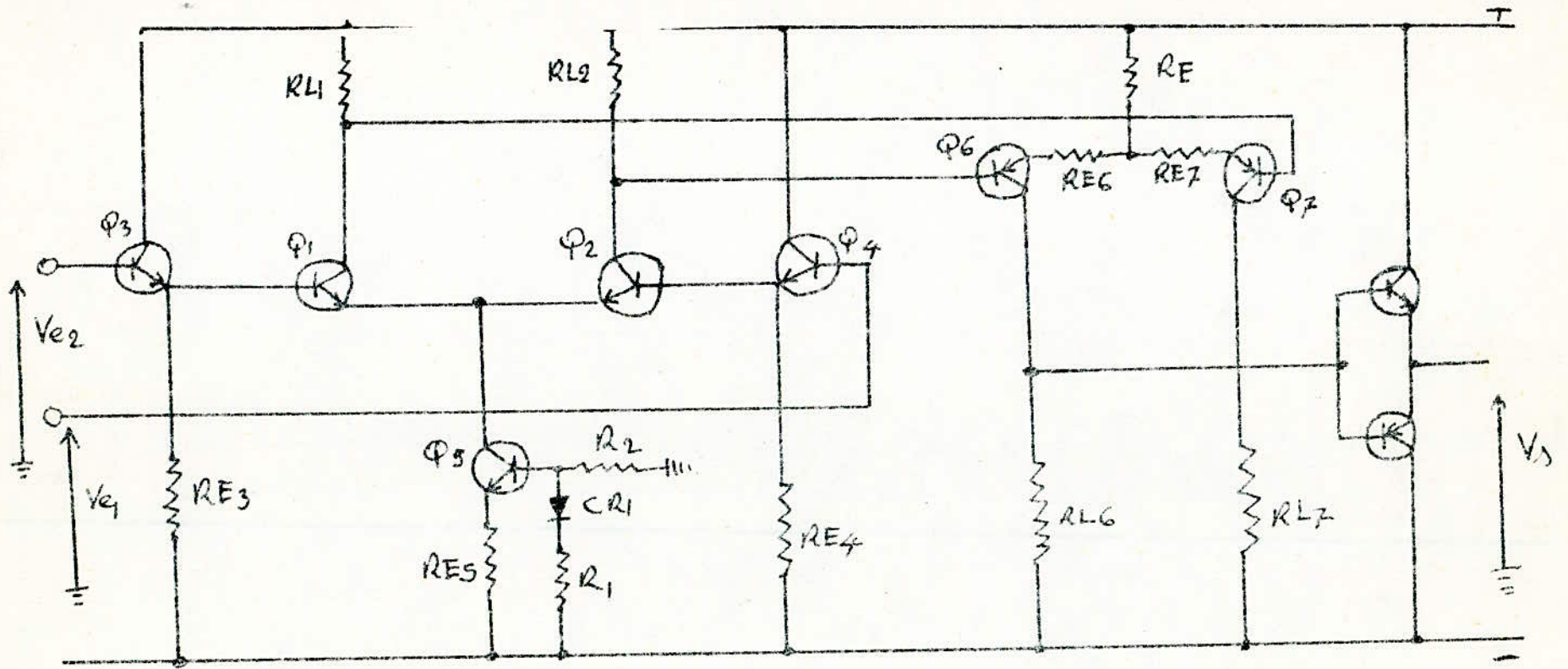
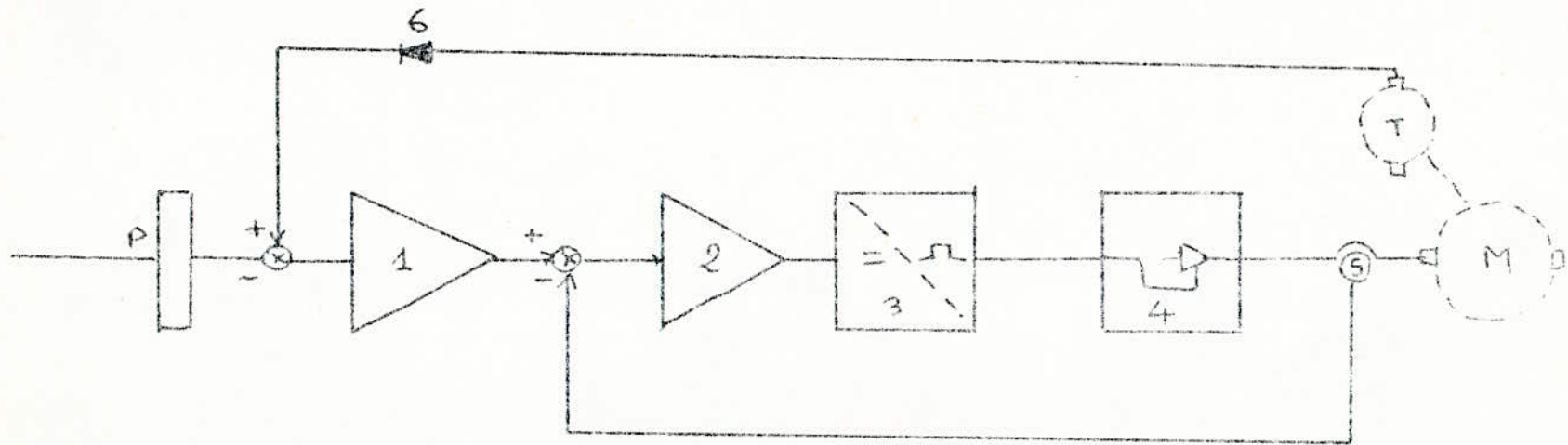
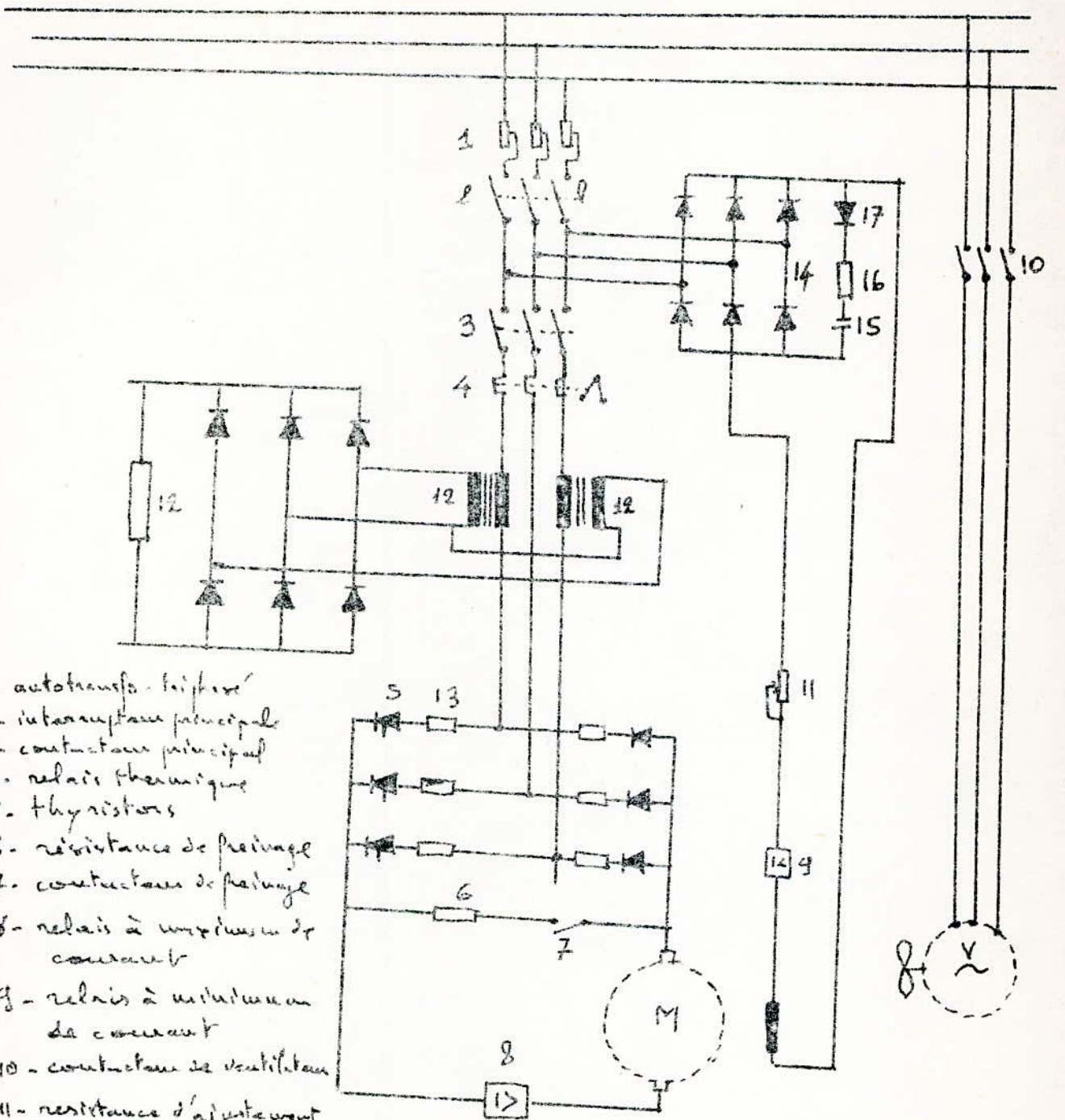


Fig. 39



- 1 - régulateur de vitesse
- 2 - régulateur de courant
- 3 - dispositif de commande des gâchettes
- 4 - organe de réglage final
- 5 - transducteur de mesure à courant continu
- 6 - sélecteur de tension maximale (protection contre les surtensions)

fig. 40



- 1- autotransfo. triphase
- 2- interrupteur principal
- 3- contacteur principal
- 4- relais thermique
- 5- thyristors
- 6- résistance de freinage
- 7- contacteur de freinage
- 8- relais à mesure de courant
- 9- relais à mesure de courant
- 10- contacteur de ventilation
- 11- résistance d'ajustement
- 12- transformateurs de courant
- 13- coupe-circuit
- 14- redresseur d'excitation
- 15- condensateur
- 16- résistance d'amortissement de courant d'enclenchement
- 17- diode servant à l'apparition, aux bornes des thyristors, de pointes de tension dues à des décharges de condensateur.

Fig. 41

proportionnelle et par intégration). Par dérivation de la valeur instantanée , on donne en outre à ce même amplificateur une caractéristique D (action par dérivation) , de sorte que l'on obtient finalement un régulateur PID qui assure une stabilité optimale de la boucle de régulation de courant .

La conversion du signal de sortie de l'amplificateur opérationnel en impulsions de commandes se fait dans les dispositifs de commande des gâchettes 3 (voir paragraphe commande des gâchettes).

Le régulateur de courant 2 est couplé en série avec le régulateur de vitesse (régulation en cascade). Le courant continu débité par chaque groupe de thyristors est mesuré par un transducteur de mesure de courant continu 5 et comparé à la valeur de consigne fournie par le régulateur de vitesse . Si cette dernière atteint la limite fixée , le régulateur de courant agit alors sur le dispositif de commande 3 des thyristors, de manière à éviter un nouvel accroissement de courant . Grâce à cette limitation de courant , l'accélération consécutive à une brusque augmentation de la valeur de consigne de la vitesse se fait avec le courant maximal admissible . Il est possible , pour la mesure de la valeur instantanée du courant , d'appliquer la solution illustrée par la (fig.4I) un peu moins coûteuse et aussi satisfaisant au point de vue technique. Le courant est mesuré du côté du courant alternatif au moyen de 2 transformateurs de courant I2 , puis redressé dans un montage en pont de diodes . La résistance montée en parallèle avec les diodes permet d'effectuer une plus grande amplification de tension , nécessaire pour la mesure exacte de très faibles courants par des transformateurs .

b) protection (fig.4I)

La plupart des éléments à semiconducteurs ont une faible capacité thermique, en comparaison de la puissance qu'ils transmettent. Les courants de court-circuit provoquent en une fraction de période un échauffement inadmissible pouvant conduire à la destruction des parties actives des thyristors (protection : voir paragraphe protection des soupapes)

La protection principale contre d'éventuelles surtensions d'origine extérieure est assurée par un redresseur auxiliaire I4 avec circuit de cha-

charge capacitif I5 . Ce redresseur est utilisé en même temps pour alimenter le circuit d'excitation du moteur . La resistance I6 amortit la pointe du courant d'enclenchement et réduit l'amplitude des harmoniques de courant produits par les processus de commutation dans les thyristors . La diode I7 , couplée en serie , évite toute recharge en retour du condensateur I5 , qui pourrait faire apparaître des sauts de tension dangereux . Le moteur est protégé contre les surcharges et les court-circuits pouvant apparaître du côté à courant continu par des relais thermiques 4 et des relais à maximum de courant 8 à action instantanée .

Les regulateurs électroniques ne protègent nullement le moteur contre les augmentations inadmissibles de la vitesse . C'est pourquoi il est nécessaire de prendre des mesures évitant à tout prix de tels incidents pouvant résulter d'une défaillance du système de régulation . Un relais à minimum de courant 9 inséré dans le circuit d'excitation provoque l'arrêt du moteur si le courant s'annule .

Une dynamo tachymétrique défectueuse , une coupure ou un défaut à la masse des lignes de transmission de la valeur instantanée peuvent aussi être à l'origine d'un dépassement de vitesse permise . C'est pourquoi le moteur doit être protégé contre de telles perturbations . Comme le montre la (fig.40) la tension fournie par le tachymètre est appliquée à un selecteur de tension maximale 6 . De cette manière , c'est toujours la tension la plus élevée qui est comparée à la tension de potentiomètre servant de valeur de consigne .

c) Conclusion

Le développement des variateurs de vitesse électroniques dans les applications industrielles est dû au fait que :

- le rendement est très élevé
- les organes électriques de commande et de régulation absorbent une faible puissance
- la réponse de réglage est très rapide
- l'encombrement de l'installation est faible

- la vitesse commandée a une stabilité très bonne

Il ne faut cependant pas cacher que le variateur de vitesse électronique présente aussi des inconvénients et notamment le fait que le thyristor ne peut supporter que de faible augmentation de courant et de tension . En outre , il y a consommation d'énergie reactive et les redresseurs produisent dans le réseau d'alimentation des harmoniques de courant pouvant exercer une influence gênante .

TROISIEME PARTIE

REGIME DE FREINAGE

CHAPITRE I: ETUDE DES DIFFERENTS MODES DE FREINAGE

- I) Reversibilité du fonctionnement d'une machine à C-C
- II) Système de freinage
- III) Freinage du moteur shunt et du moteur serie

CHAPITRE 2 : FREINAGE PAR RECUPERATION AVEC UN PONT REDRESSEUR

- I) La reversibilité du groupe WARD-LEONARD
- II) Reversibilité des ponts redresseurs

CHP I : ETUDE DES DIFFERENTS MODES DE FREINAGE

But du chapitre

La prépondérance de l'utilisation de la machine électrique souligne l'importance de l'étude de ses différents régimes de fonctionnement . On a vu jusqu'ici un fonctionnement en moteur ; ce chapitre a pour but d'étudier surtout le système de freinage d'une machine à courant continu.

I) Reversibilité du fonctionnement d'une machine à courant continu

On peut resumer dans la (fig.42) les résultats du tableau I ; on a ainsi les différents quadrants de fonctionnement d'une machine à courant continu .

II) Système de freinage

I) définition :

On dit qu'il y a freinage électrique si le couple s'oppose au mouvement ; la machine fonctionne alors en génératrice et le couple développé constitue le couple de freinage .

1) Les différents types de freinage

On distingue 3 types de freinage :

a) Freinage par récupération :

Il a lieu quand le moteur fonctionnant en régime moteur est entraîné par sa charge avec une vitesse dépassant la vitesse à vide N_0 . Dans ce cas la fem E devient supérieure à U (tension du réseau) et le courant $I = (U - E)/R_a$ devient négatif ; le signe du couple développé change aussi , la machine commence à fonctionner en génératrice, elle fournit de l'énergie au réseau .

L'équation de la caractéristique mécanique devient :

$$N = \frac{U}{K_1 \phi} + \frac{R_a}{K_1 K_2 \phi^2} C$$

à flux constant c'est l'équation d'une droite qui passe par le point de fonctionnement à vide $N_0 = U/K_1 \phi$. De plus, la pente est la même en valeur absolue que celle de la caractéristique en moteur ; par conséquent c'est le prolongement de la caractéristique mécanique en régime moteur courbe I (fig.43)

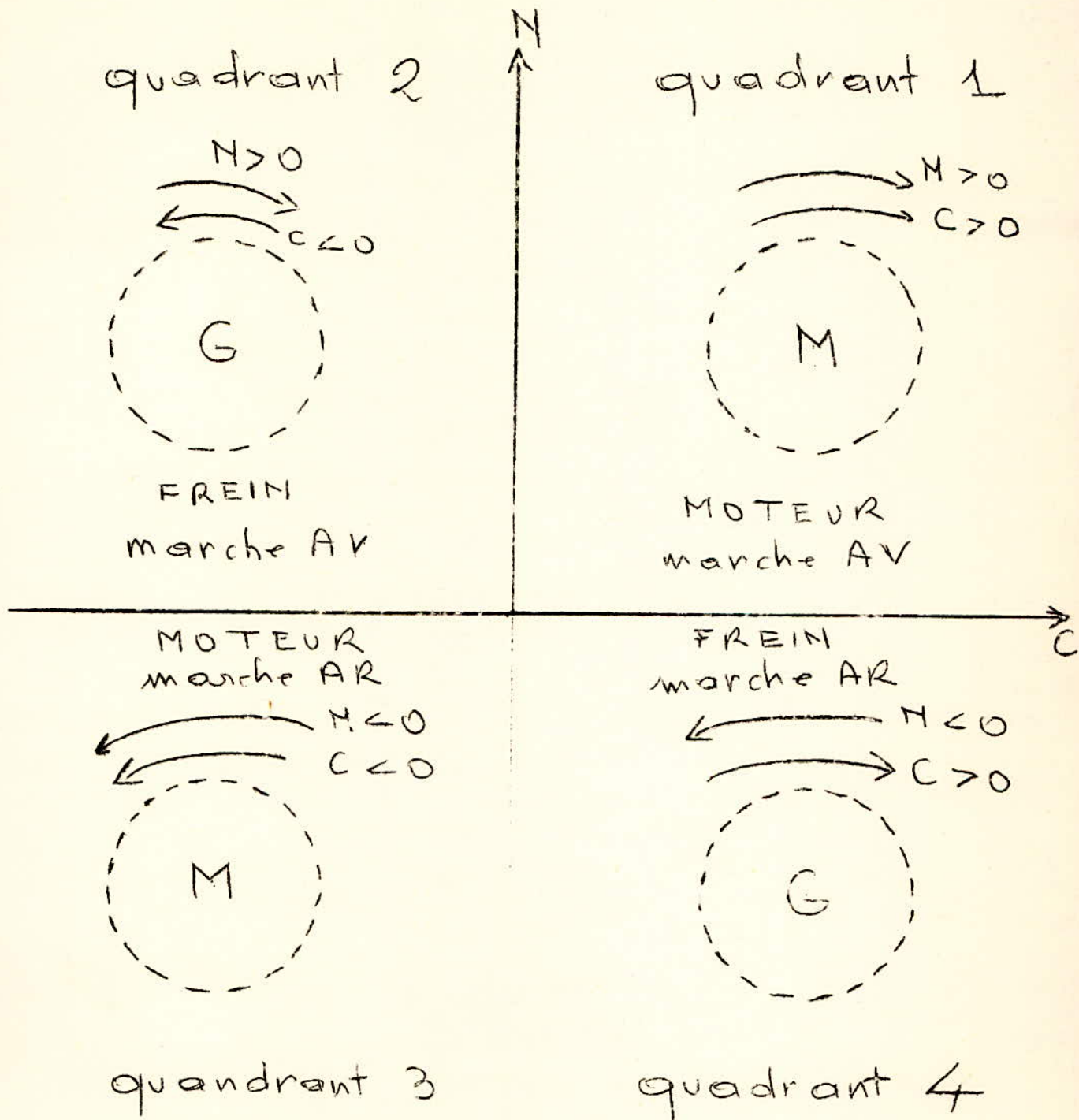


Fig - 4 2

(77)

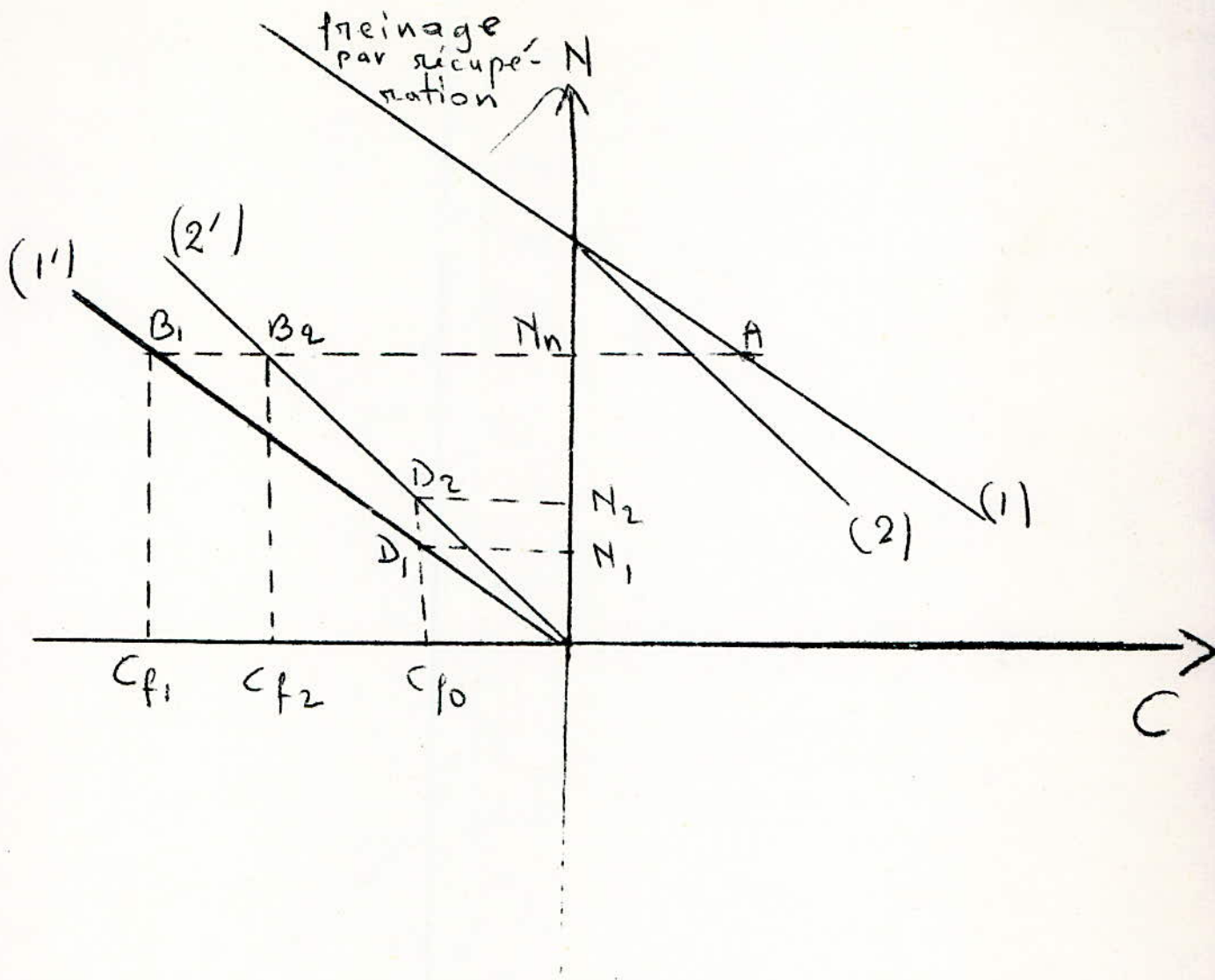


Fig. 4 3

(78)

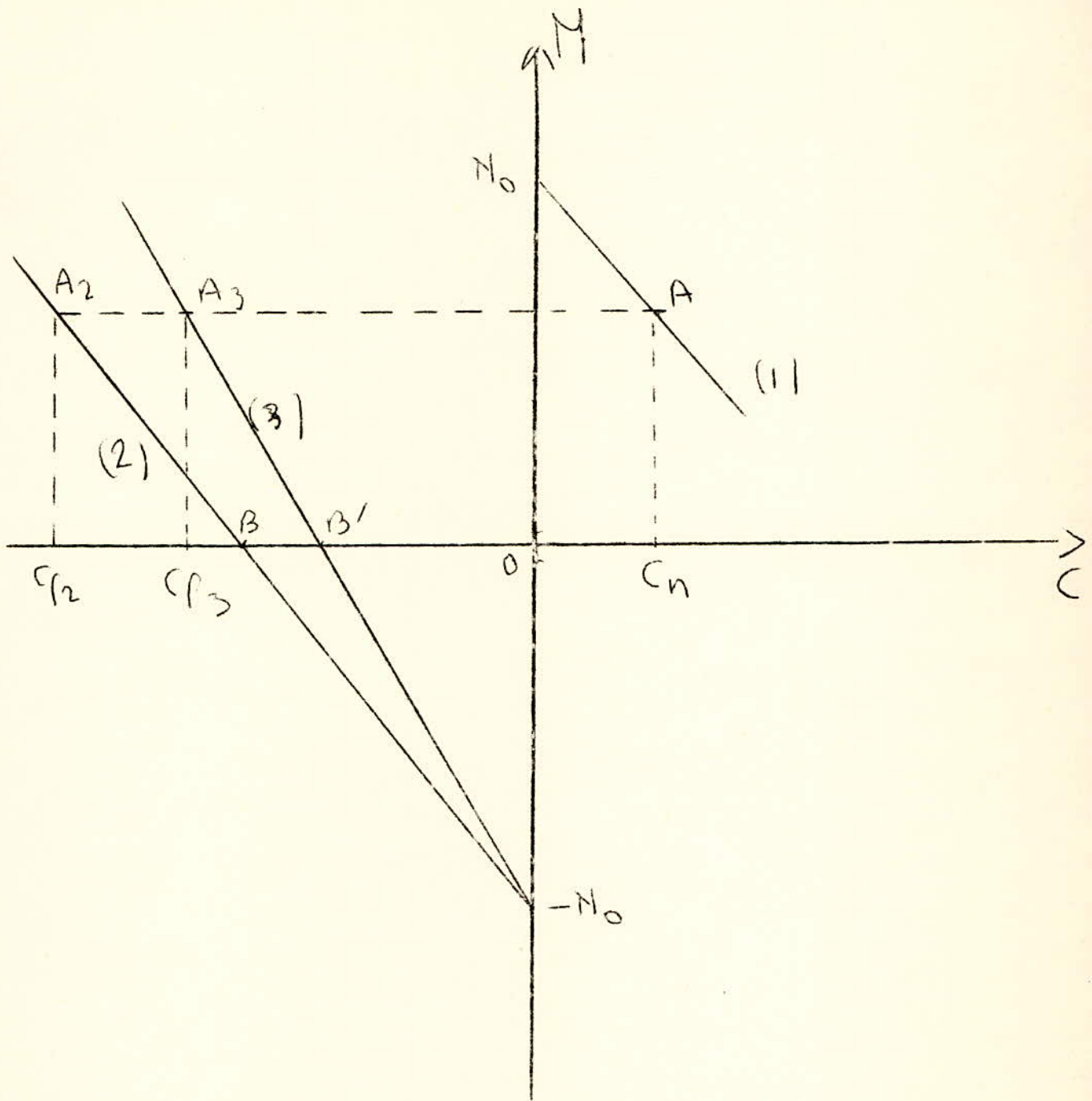


fig-44

(79)

b) Freinage sans récupération ou rhéostatique :

Il consiste à déconnecter l'induit du réseau et à garder l'alimentation de l'inducteur. La machine fonctionne en génératrice à excitation séparée en utilisant la réserve d'énergie cinétique. On la fait débiter sur une résistance R_f ; l'énergie de freinage est alors perdue par effet Joule. Si U et I la tension et le courant débités par la génératrice sur la résistance R_f , la puissance dépensée en perte Joule est UI et le couple résistant C_r est égal à UI/ω

On a :

$$C_r \text{ proportionnel à } \frac{U}{\omega} = \frac{U}{R_f} = \frac{U^2}{\omega R_f}$$

$$C_r \text{ - " - } \frac{N^2}{R_f \omega} \quad \left(\text{car } U \text{ ou } E \text{ est prop. à } N \text{ puisque le flux est (cte)} \right)$$

$$C_r \text{ - " - } \frac{N^2}{R_f} \cdot \frac{60}{2\pi N}$$

Soit C_r proportionnel à N/R_f .

On peut alors commander la vitesse de freinage N suivant la valeur de R_f ce qui présente l'avantage du freinage électrique : la précision de son réglage.

Rappelons l'équation de la caractéristique mécanique :

$$N = \frac{U}{k_1 \phi} - \frac{R_a}{k_1 k_3 \phi^2} C$$

Quand on supprime la tension d'induit : $U=0$

d'où
$$N = - \frac{R_a}{k_1 k_3 \phi^2} C$$

D'où l'apparition d'un couple de freinage négatif :

$$C_f = - \frac{k_1 k_3 \phi^2}{R_a} N$$

et un courant négatif prend naissance :

$$I = - \frac{E}{R_a}$$

La résistance d'induit étant très petit vis à vis de la vitesse C_f et I sont donc très grands. Pour les diminuer on nécessite une résistance de freinage R_f d'où :

$$C_f = - \frac{k_1 k_3 \phi^2}{R_a + R_f} M \quad \text{et} \quad I = \frac{-E}{R_a + R_f}$$

Considérons la caractéristique mécanique de la courbe I définie par :

$$M = \frac{U}{k_1 \phi} - \frac{R_a + R_{f1}}{k_1 k_3 \phi^2} C$$

Le point de fonctionnement en moteur est le point A à la vitesse N_m . Supprimons U ; tout de suite après, à cause de l'inertie des masses tournantes M reste constant et le point de fonctionnement passe brusquement en B_1 , caractérisé par un couple de freinage C_{f1} . La caractéristique mécanique a alors pour équation :

$$M = - \frac{R_a + R_{f1}}{k_1 k_3 \phi^2} C$$

qui est l'équation d'une droite passant par l'origine et parallèle à la caractéristique (I) .

Si par contre on faisait débiter la génératrice en frein sur une résistance plus grande $R_{f2} \text{ sup. à } R_{f1}$, le point de fonctionnement passerait en B_2 avec un couple de freinage plus petit $C_{f2} \text{ inf. à } C_{f1}$. La caractéristique de freinage est alors la droite $(2')$ définie par :

$$M = - \frac{R_a + R_{f2}}{k_1 k_3 \phi^2} C$$

parallèle à la caractéristique en moteur :

$$M = \frac{U}{k_1 \phi} - \frac{R_a + R_{f2}}{k_1 k_3 \phi^2} C \quad \text{soit la droite } (2)$$

Le fonctionnement de la machine sur les caractéristiques (I') et $(2')$ n'est pas stable. En effet sous l'effet du couple négatif C_{f1} (ou C_{f2}) la vitesse va diminuer et le point de fonctionnement glisse sur les caractéristiques (I') et $(2')$ jusqu'à ce que la vitesse soit nulle.

Mais si le couple résistant statique est un couple potentiel négatif c'est-à-dire qu'il aide le mouvement du moteur, sa valeur C_{f0} sera

constant au moment du freinage ; alors le fonctionnement de la machine se stabilise dans les points D_1 et D_2 avec les vitesses de freinage constantes N_1 et N_2 . Et on voit que plus la resistance de freinage R_f est grande plus la vitesse de freinage augmente .

c) Freinage par contre-courant

Il consiste à inverser brusquement le sens du courant dans l'induit du moteur . Tout de suite après la commutation l'induit continue à tourner dans le même sens qu'avant grâce à l'énergie cinétique des parties mobiles du dispositif commandé ; par conséquent E garde son signe et $I = (-U - E) / R_a$ négatif et très grand . Aussi est-il nécessaire de mettre en serie dans le circuit d'induit une resistance de réglage R_g pour diminuer I . On a alors :

$$I = - \frac{U + E}{R_a + R_{reg}}$$

$$\text{et de } \tau = - \frac{U}{k_1 \phi} - \frac{R_a + R_{reg}}{k_1 k_3 \phi^2} C_f = -N_0 - \frac{R_a + R_{reg}}{k_1 k_3 \phi^2} C_f$$

$$\text{ou bien } C_f = -(N + N_0) k_1 k_3 \phi^2 / (R_a + R_{reg})$$

Considérons un moteur fonctionnant suivant la caractéristique (I) de la (fig.44) ; le point de fonctionnement est en A . Si on inverse brusquement le sens de U le point de fonctionnement passe tout de suite en A_2 et la caractéristique mécanique devient :

$$\tau = - \frac{U}{k_1 \phi} - \frac{R_a + R_{reg}}{k_1 k_3 \phi^2} C$$

qui à flux constant représente la droite (2)

Sous l'effet du couple négatif la machine commence à ralentir et par suite une diminution de E , I et C . La machine fonctionne alors suivant la caractéristique (2) et ralentit jusqu'à une vitesse nulle en B . Puis elle commence à tourner en sens inverse par rapport à son sens précédent . Le couple restant toujours négatif , on voit que N l'est aussi, et d'après la (fig.42) la machine fonctionne en moteur en marche arrière. Pour rester dans le regime de freinage on débranche l'induit du réseau quand $N = 0$

Si on applique R_{reg2} sup. à R_{reg1} le couple de freinage est plus petit par contre la vitesse de freinage est plus grande .

3) Temps de freinage

Ecrivons l'équation du mouvement en tenant compte que C est négatif :

$$-C - C_r = J \frac{d\Omega}{dt}$$

qu'on peut intégrer :

$$t_f = \int_{\Omega_1}^{\Omega_2} \frac{d\Omega}{J \frac{-(C+C_r)}{J}} = \int_{\Omega_2}^{\Omega_1} \frac{d\Omega}{C+C_r}$$

t_f étant le temps de freinage

Si le freinage a lieu de la vitesse normale à l'arrêt :

$$\Omega_1 = \Omega_n \quad \text{et} \quad \Omega_2 = 0$$

$$t_f = \int_0^{\Omega_n} \frac{d\Omega}{C+C_r}$$

En prenant le cas particulier où $C = \text{constante}$, $C_r = \text{const}$ et J étant d'habitude const., on a :

$$t_f = J \frac{\Omega_n}{C+C_r}$$

III) Freinage du moteur shunt et du moteur serie

I) Freinage du moteur shunt

On peut utiliser tous les 3 types de freinage cités avec le moteur shunt.

2) Freinage du moteur serie

a) freinage par récupération ;

Le moteur serie ne peut pas passer de lui-même du régime moteur en régime générateur par simple augmentation de la vitesse. En effet quand la vitesse augmente, le flux diminue et par conséquent la f_{cem} E peut se rapprocher de U mais ne peut pas le dépasser. Pour cette raison on ne peut réaliser le freinage par récupération d'un moteur serie que par sa mise en excitation shunt.

b) freinage rhéostatique et par contre courant

Ces 2 types de freinage s'exécutent aussi avec un moteur serie. Toutefois, il est à remarquer qu'un moteur serie ne peut s'amorcer en génératrice que si son sens de rotation est opposé à celui qu'elle avait en moteur. Aussi dans un freinage rhéostatique il n'y a pas amorçage si on conserve le même sens de rotation et les mêmes connexions

entre l'inducteur et l'induit .Pour qu'il y ait amorçage il faut croiser ses connexions entre l'inducteur et l'induit .

CHP 2 : FREINAGE PAR RECUPERATION AVEC UN PONT REDRESSEUR

But du chapitre

Ce chapitre étudie surtout la réalisation d'un freinage électrique d'un moteur commandé avec comme variateur de vitesse un système statique à base de thyristors .

I)Reversibilité du groupe WARD-LEONARD

IL est intéressant ici de faire une comparaison entre le groupe WARD-LEONARD , ancêtre de la vitesse variable , et les systèmes statiques (fig.45). Lorsque la charge devient entraîante la vitesse de la machine M_I a tendance à augmenter, sa fem aussi , et le courant entre M_I et M_2 s'inverse sans aucune discontinuité, de même que le couple et le sens de la puissance .Le groupe WARD-LEONARD est par nature réversible .Dans un équipement statique , les 2 premières machines du W-L sont remplacées par un pont de thyristors .Contrairement aux machines à courant continu , le courant dans le pont de thyristors ne peut pas s'inverser mais par contre la polarité de tension peut s'inverser par déphasage de l'amorçage des thyristors : on dit que le pont redresseur passe en situation onduleur (fig.46) .Ceci conduit à différentes solutions pour obtenir la réversibilité du couple .

II)Reversibilité des pont redresseurs

I)Le montage à 2 ponts antiparallèles (fig.47)

Pour un sens de rotation de la machine , le pont numéro 1 fonctionne en redresseur et la machine en moteur .Pour inverser le couple on bloque le pont numéro 1 et c'est le pont numéro 2 qui fonctionne en onduleur , le courant dans la machine s'inverse comme dans le groupe W-L

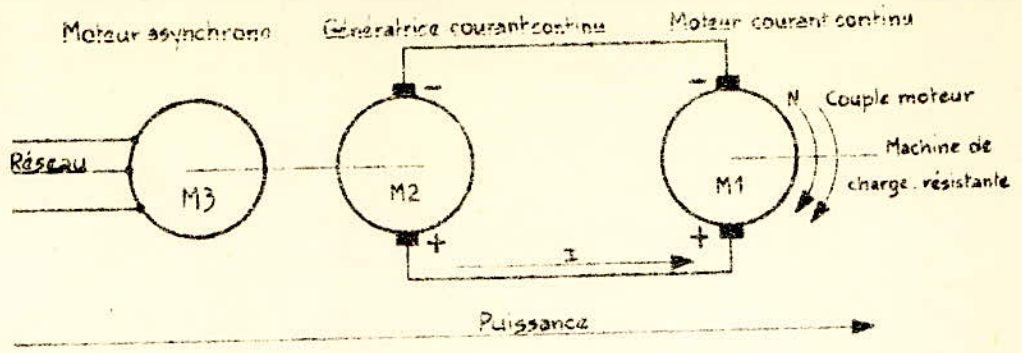
2)inversion de l'inducteur (fig.48)

Par inversion du courant inducteur , on inverse la tension d'induit pour un même sens de rotation , la polarité du pont s'inverse aussi , celui-ci passant de l'état redresseur à l'état onduleur .

3)inversion de l'induit (ig. 49)

par inversion des connexions d'induit , on peut relier

Charge résistante



Charge entraîante

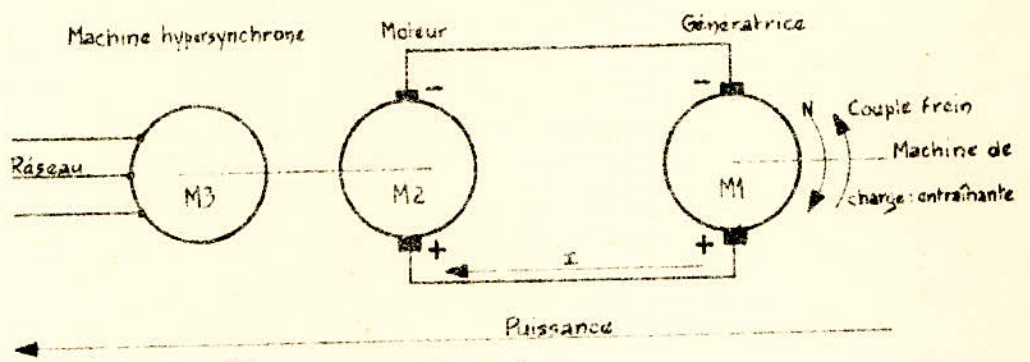


Fig 45 — Groupe Ward-Léonard.

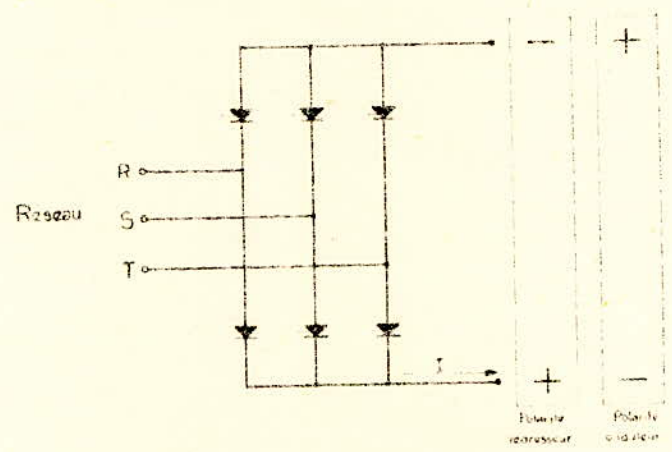


Fig. 46 — Redresseur-onduleur à thyristors.

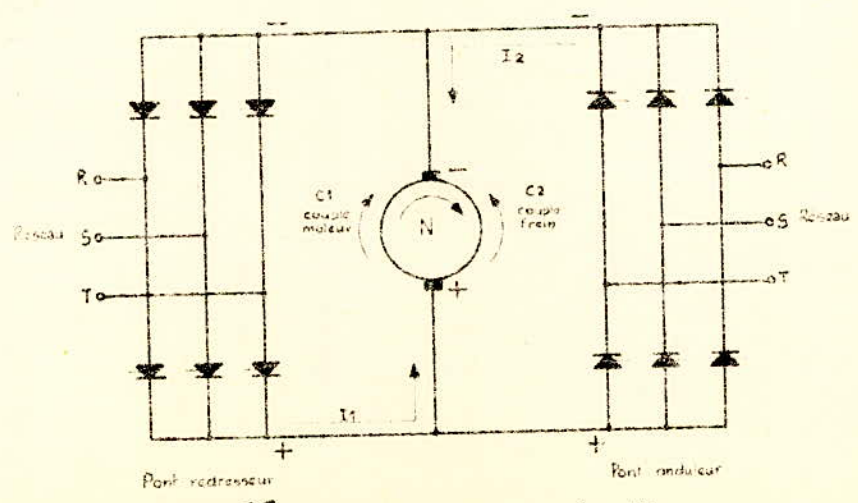
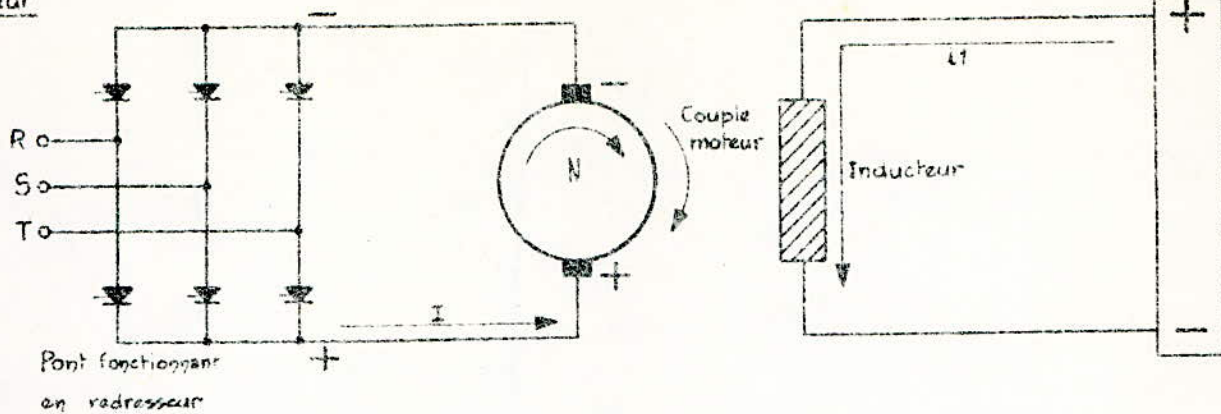


Fig. 47 — Montage à deux ponts antiparallèles.

Moteur

Réseau



Génératrice frein

Réseau

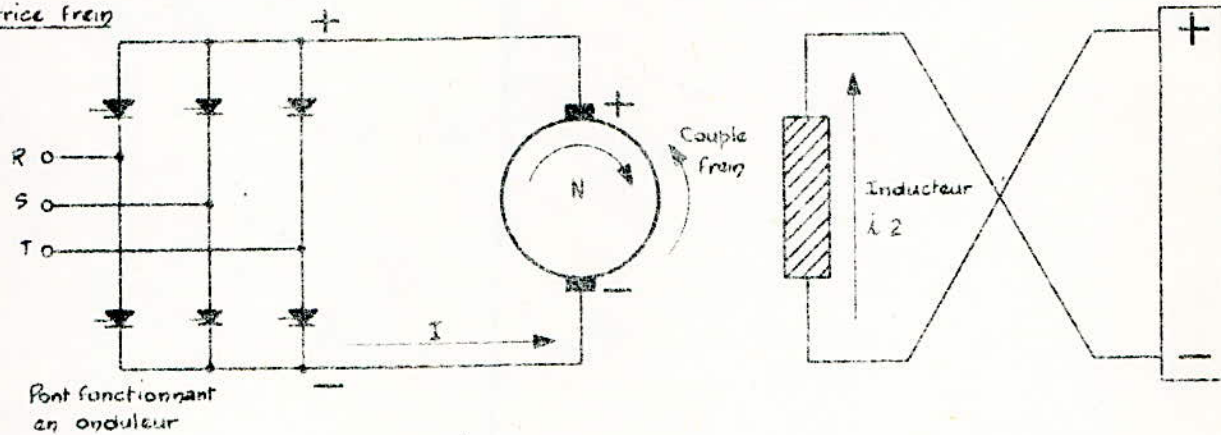
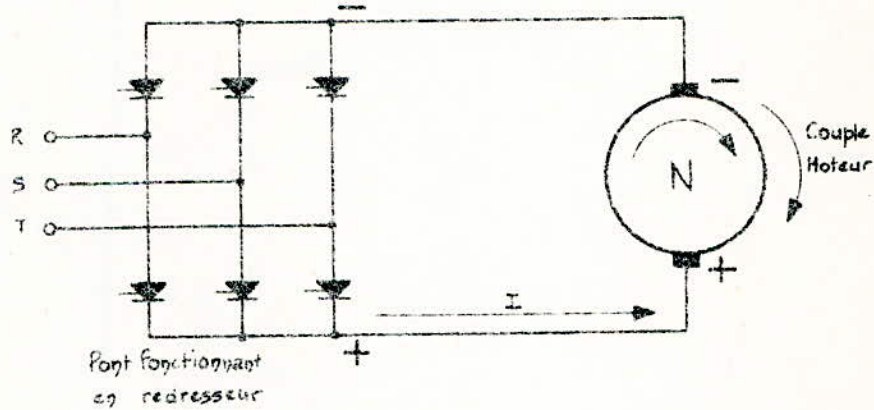


Fig. 48 — Inversion de l'inducteur.

Moteur

Réseau



Génératrice frein

Réseau

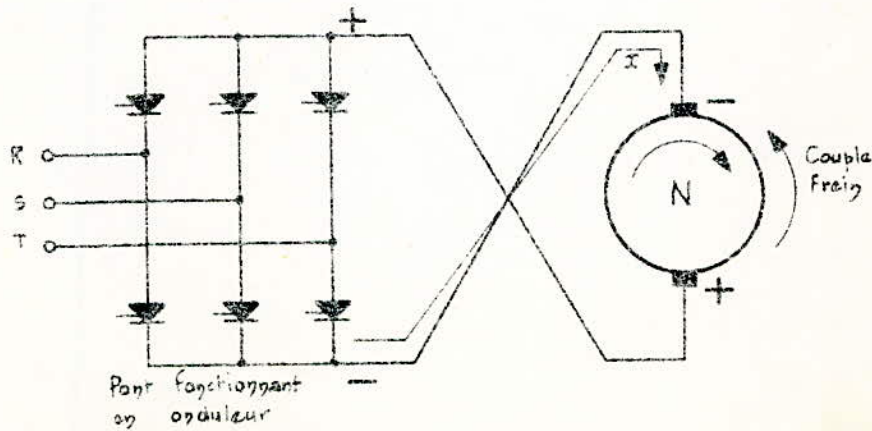


Fig. 49 — Inversion de l'induit.

le pont en situation onduleur à la machine à courant continu qui fonctionne alors en génératrice de freinage

4) Conclusion

On peut conclure qu'avec un pont à thyristors on a la possibilité d'utiliser un freinage par récupération.

De ces 3 solutions, la première a l'avantage d'être entièrement statique mais elle est chère puisqu'elle nécessite d'installer en thyristors 2 fois la puissance du moteur ;

Les 2 autres solutions sont plus économiques mais elles ont recours à des inversions par contacteurs.

Une inversion par l'inducteur pourrait se faire avec des contacteurs de très faible calibre, mais la constante de temps de l'inducteur présente des difficultés telles que l'on préfère, pour les puissances élevées, l'inversion d'induit.

QUATRIEME PARTIE :

ESSAI AU LABORATOIRE : VARIATION DE VITESSE D'UN MOTEUR A

COURANT CONTINU AVEC UN GROUPE WARD-LEONARD

BUT ET PRINCIPE

I) DESCRIPTION

II) PROBLEME DE DEMARRAGE ET DE L'INVERTION DU SENS DE ROTATION

III) MESURES

IV) CARACTERISTIQUES

V) CALCUL DES ECHAUFFEMENTS

VI) CONCLUSION

BUT ET PRINCIPE

On a vu qu'on peut régler la vitesse d'un moteur à courant continu en agissant sur sa tension d'induit tout en maintenant constante son excitation. Il faut pour cela une source de tension variable : le groupe WARD-LEONARD est un exemple type. Mon essai au labo consistait surtout à faire varier la vitesse d'un moteur à c-c en lui fournissant une tension variable à l'aide d'un groupe W-L. Le système consistait à entraîner une génératrice à c-c à vitesse constante par un moteur asynchrone. On fait varier la tension fournie par la génératrice en agissant sur son excitation. Et on couple électriquement l'induit de la génératrice à celui du moteur.

I) DESCRIPTION

I) Plaques signalétiques des machines utilisées

a) moteur d'entraînement : M_I

moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil

$$N_n = 1425 \text{ tr/mn} \quad \cos \phi = 0,8 \quad = 86^\circ$$

$$\text{couplage } \triangle \quad U = 220 \text{ V} \quad I = 16 \text{ A}$$

$$\text{couplage } \gamma \quad U = 380 \text{ V} \quad I = 9,2 \text{ A}$$

b) génératrice source de tension : G

machine à c-c à excitation séparée

$$N_n = 1500 \text{ tr/mn} \quad P_n = 3,5 \text{ KW}$$

$$\text{induit : } U = 110 \text{ V} \quad I = 32 \text{ A}$$

$$\text{inducteur : } U = 110 \text{ V} \quad J = 1,8 \text{ A}$$

c) moteur d'étude : M

machine à c-c à excitation séparée

$$N_n = 1425 \text{ tr/mn}$$

$$\text{induit : } U = 120 \text{ V} \quad I = 30,5 \text{ A}$$

$$\text{inducteur : } U = 120 \text{ V} \quad J = 1,58 \text{ A}$$

d) génératrice de charge : G

machine compound

$$\text{induit : } U = 120 \text{ V} \quad I = 29 \text{ A}$$

$$\text{inducteur shunt : } U = 120 \text{ V} \quad J = 0,8 \text{ A}$$

2) Description du cablage : (fig.50)

Le moteur d'entraînement est alimenté par une source de tension alternative 220V

-F : fusible de protection pour l'alimentation

-CP : contacteur de mis en marche

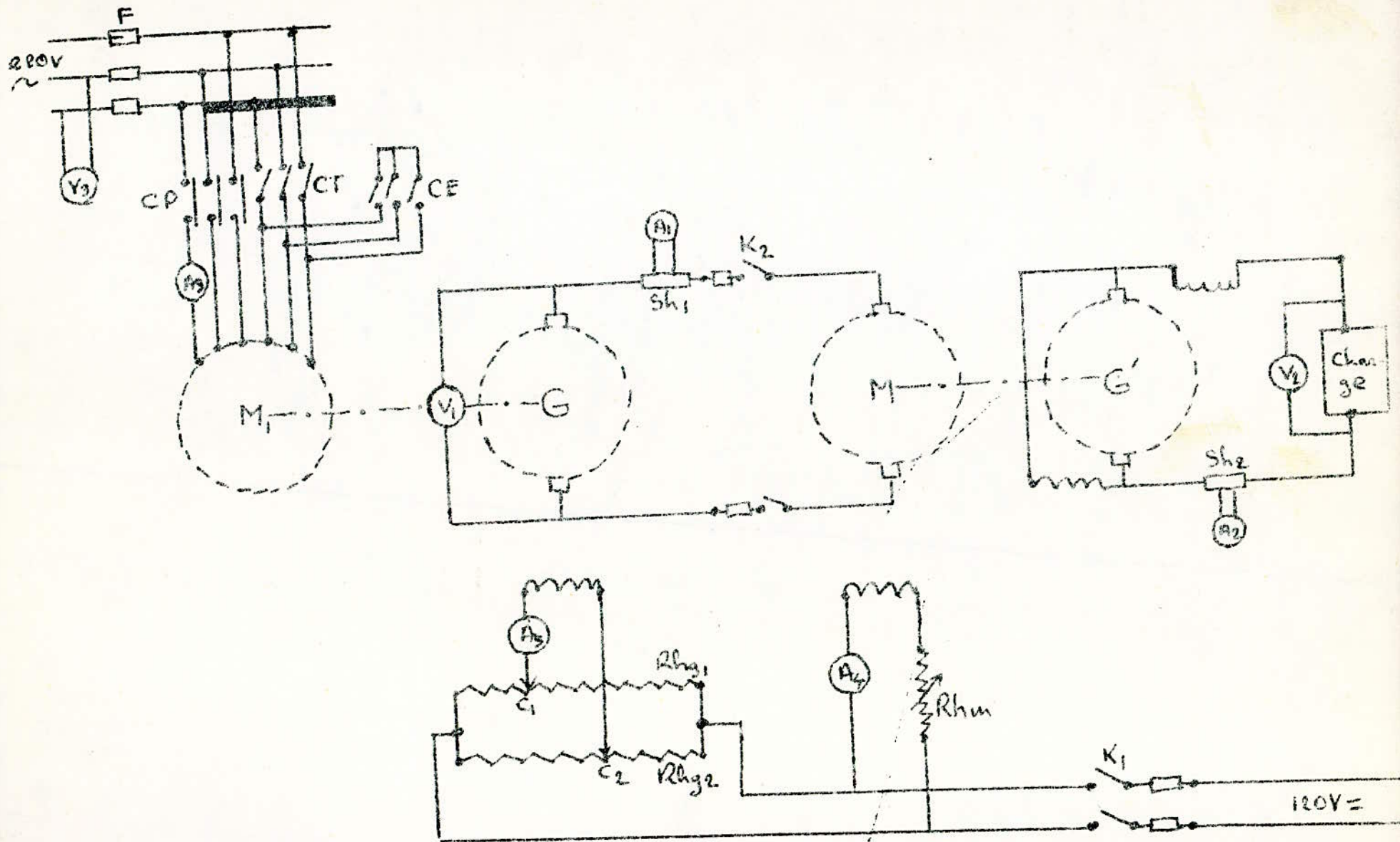


Fig- 50

- CE et CT : contacteurs automatiques pour le démarrage en γ Δ
- A3 : ampèremètre pour mesurer le courant dans un enroulement d'induit
- V3 : voltmètre pour mesurer la tension entre phase

• la génératrice G est couplée mécaniquement à M_I

- sh_I-A_I : ampèremètre avec shunt 50 A pour mesurer le courant d'induit
- V_I : voltmètre pour la tension d'induit
- l'excitation est alimentée par une source continue 120V
- K_I : interrupteur à fusible
- Rhg_I et Rhg₂ : 2 rheostats de 100 couplés en parallèle
- C_I et C₂ : curseurs respectifs des 2 rheostats de champ
- A5 : ampèremètre pour le courant d'excitation

• le moteur M est couplé électriquement à G par K2 (interrupteur à fusible)

- excitation alimentée par la même source que celle de G
- Rhm : rheostat de champ
- A4 : ampèremètre pour le courant d'excitation

• la génératrice de charge G est couplée mécaniquement à M , elle débite sur une charge constante de 12,25

- sh₂-A₂ : ampèremètre shunté à 50 A pour le courant d'induit
- V₂ : voltmètre pour la tension aux bornes de la charge

II) Problème de démarrage et de l'inversion du sens de rotation

I) démarrage du moteur asynchrone M_I

Le démarrage d'un moteur à rotor en court-circuit ne pose pas un grand problème ; pour réduire le courant de démarrage il suffit de réduire la tension aux bornes du moteur au démarrage. Mais ceci implique une réduction du couple de démarrage proportionnelle au carré de la tension. Pour faciliter mon démarrage , je démarre mon moteur à vide d'où un appel d'un petit couple au démarrage . La réduction de la tension aux bornes du moteur est obtenue par un système de démarrage étoile-triangle avec des relais temporisés . Le principe est montré à la (fig.5I) : au démarrage CE se ferme automatiquement , les enroulements statoriques sont connectés en étoile ; quand le moteur atteint une vitesse permanente le contacteur CT se ferme automatiquement or que CE s'ouvre au même instant, les enroulements statoriques sont connectés en triangle .

Appelons : U la tension du réseau , U_γ et U_Δ les tensions par phase lors de la connexion des enroulements statoriques en étoile et en triangle, $I_{d\gamma}$, $I_{d\Delta}$, $I_{d\phi\gamma}$ et $I_{d\phi\Delta}$ les courants de démarrage dans

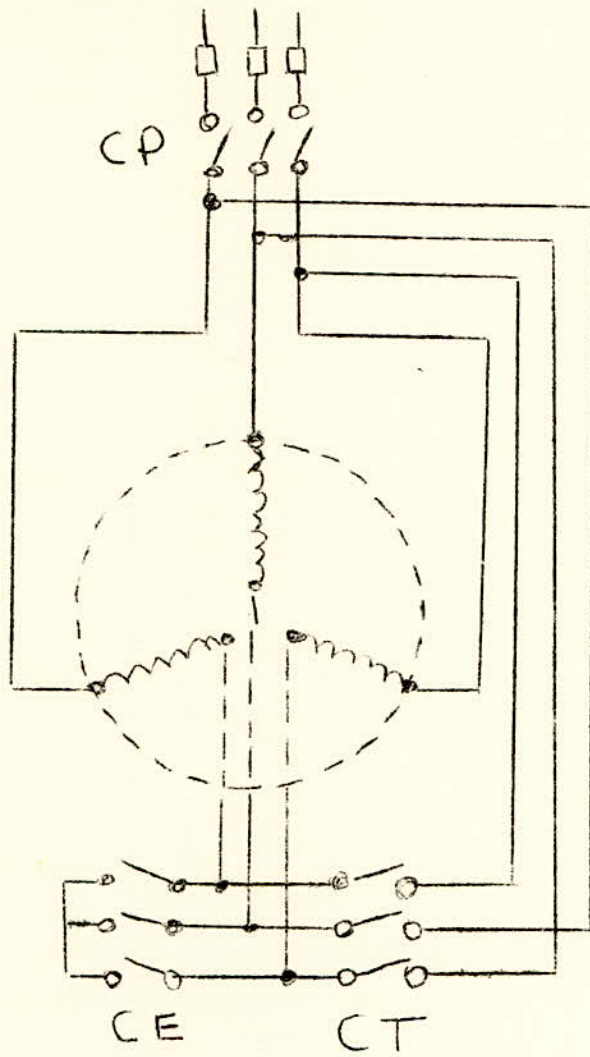


Fig - 51

(92)

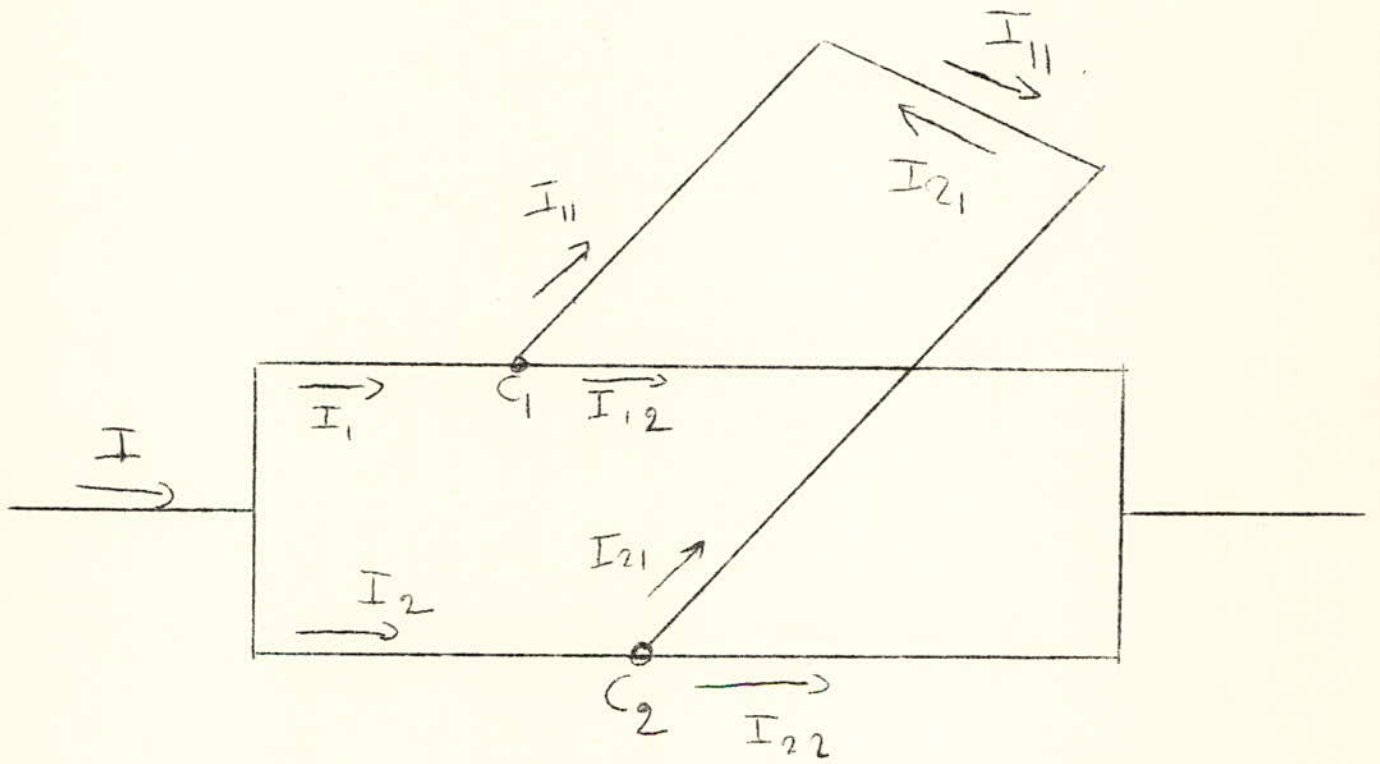


Fig. 52

(93)

le réseau et dans les phases des enroulements statoriques en étoile et en triangle, et Z_{cc} la résistance de court-circuit d'une phase.

Quand on branche le moteur en Y sur le réseau :

$$I_{d\text{ph}Y} = I_{dY} = \frac{U_Y}{Z_{cc}} = \frac{U}{\sqrt{3} Z_{cc}}$$

Si par contre on avait branché directement le moteur sur le réseau, les enroulements étant connectés en Δ :

$$I_{d\text{ph}\Delta} = \frac{U_{\Delta}}{Z_{cc}} = \frac{U}{Z_{cc}}$$

$$I_{d\Delta} = \sqrt{3} I_{d\text{ph}\Delta} = \sqrt{3} U / Z_{cc}$$

Par comparaison :
$$\frac{I_{dY}}{I_{d\Delta}} = \frac{1}{3}$$

Ainsi le courant de démarrage pris au réseau lors de la connexion des enroulements statoriques en étoile est 3 fois plus petite que lors de sa connexion en triangle. Mais le couple au démarrage diminue également de 3 fois ; le couple au démarrage étant proportionnel à U^2 :

$$C_{dY} \equiv U_Y^2 = \frac{U^2}{3} \quad \text{ou} \quad \text{que} \quad C_{d\Delta} \equiv U_{\Delta}^2 = U^2$$

2) démarrage du moteur M

La résistance d'induit du moteur est $R_a = 0,7 \Omega$

au démarrage $I_d = U_d / 0,7$

Je démarre avec $I_d < 2I_n = 2 \cdot 30,5 = 61 \text{ A}$ Aussi m'est il nécessaire de démarrer à une tension $U_d < 0,7 \cdot 61 = 42,7 \text{ V}$.

Tout en excitant le moteur à J_n j'ai démarré à $U_d = 40 \text{ V}$

3) Système de réglage de l'excitation de G :

Le principe de réglage du courant d'excitation est expliqué dans la (fig.52). Si on prend le sens de I comme le sens positif, le courant circulant dans l'enroulement d'excitation est donné par :

$$J = I_{1I} - I_{2I}$$

Par un jeu des curseurs C_I et C_2 on peut faire varier l'excitation de $-J_n$ à $+J_n$

4) Inversion du sens de rotation de M :

a) changement de signe de l'excitation de G :

On sait que $E = U + R_a I = K N \phi$; N étant maintenu constant, quand J change de signe donc ϕ , E change aussi de signe. Aussi pour ϕ passant de la valeur positive à une valeur négative E devient aussi négatif. Par conséquent U et I deviennent négatifs.

b) changement du signe de la tension d'induit de M

pour le moteur :
$$N = \frac{U - R_a I}{K_1 \phi}$$

comme on maintient le flux constant quand U et I deviennent négatifs

on a :
$$M = \frac{-U + R_a I}{K_1 \phi}$$
 donc négatif.

DE même le couple $C = K_2 \phi I$ devient aussi négatif. La machine fonctionne alors, d'après la (fig.42) en moteur en marche arrière.

III) Mesures

I) mis en marche:

- . CP, K_1 et K_2 sont ouverts
- . je ferme CP : M_1 démarre
- . quand M_1 atteint son régime nominal je ferme K_1 : G débite à vide
- . je fixe l'excitation de M à $J = 1,5A$ à l'aide de Rhm
- . je règle l'excitation de G de telle sorte à avoir aux bornes de son induit 40V
- . je ferme K_2 : M démarre
- . tout en jouant sur l'excitation de G, donc sur sa tension d'induit j'amène la vitesse de M à sa valeur nominale
- . je fais mes mesures de N_n à 0 et de 0 à $-N_n$

Notations

- U : tension aux bornes de l'induit de M et G
- I : courant circulant entre les induits de M et G
- N : vitesse de M
- U' : tension aux bornes de la charge
- I' : courant dans la charge
- C_r : couple résistant fourni par la génératrice de charge

3) tableau des mesures : tableau 4

on calcule C_r de la formule :

$$C_r = \frac{E I'}{2 \pi N} 60$$

en négligeant la réaction magnétique d'induit :

$$C_r = \frac{[U' + (R_a + R_{Tn}) I'] I' 60}{2 \pi N}$$

$$\text{soit } C_r = \frac{30 [U' I' + 462 I'^2]}{\pi N}$$

l'excitation du moteur de travail est maintenu constant à $J = 1,5 A$

tableau 4 : J positif.

U_v	120	118	116	112	108	102	94	80	60	46	32	20	10
I_A	12,5	11,5	11,25	10,75	10	9,25	8	6,5	4,5	2	1,5	1,5	0,8
J_A	1,9	1,8	1,6	1,4	1,2	1	0,8	0,6	0,4	0,3	0,2	0,1	0
N tr/mm	1180	1175	1150	1115	1065	1010	930	760	550	350	200	100	0
C_{σ} mm	7,89	7,62	7,48	7,05	6,14	5,41	5,61	5,31	4,03	0,73	0,13	0,12	0
U'_v	106	105	102	98	92	85	80	70	52	17	5,2	4	0
I'_A	8,75	6,5	8,4	8	7,5	7	6,5	5,75	4,25	1,5	0,5	0,3	0

(96)

tableau 4 : J négatif

(+6)

V_V	0	-5	-15	-25	-30	-54	-76	-92	-100	-108	-112	-116	-120
I_A	0	-0,5	-0,6	-0,5	-1,1	-2	-2	-5	-7	-8,25	-9	-10	-10,5
J_A	-0,08	-0,1	-0,2	-0,3	-0,4	-0,6	-0,8	-1	-1,2	-1,4	-1,6	-1,8	-1,9
M T/mm	0	-10	-15	-20	-25	-50	-70	-90	-100	-108	-112	-116	-120
$C_{D_{MH}}$	0	0	0	-	-	0,02	0,32	2,16	3,72	4,83	5,79	6,04	6,55
V'_V	0	0	-	0,75	1,5	4	16	52	70	80	88	96	98
I'_A	0	0	-	-	-	0,15	1,15	4	5,5	6,5	7	7,5	8

IV) Caractéristiques

I) réglage de la tension de G : caractéristique U(J)

voir courbe (fig.53).

$$U = E - RaI = KN\phi - RaI \text{ en négligeant } RaI \text{ on a } U = E = KN\phi$$

d'où l'allure de la courbe : -une augmentation linéaire tant que la machine n'est pas saturée c'est-à-dire pour les petites valeurs de J

-et une augmentation timide de U vers la saturation .

Remarquons que U ne s'annule que pour $J = -0,08$ A cela est dû au rémanent .

2) variation du couple résistant avec la vitesse :

caractéristique $C_r(N)$ voir (fig.54)

J'ai maintenu la résistance de charge à $R = 12,25$

Le couple résistant est fonction de la vitesse; il reste sensiblement nul pour les faibles vitesses .

3) variation de la vitesse de M en fonction de U :

caractéristique $N(U)$ voir fig.55

La variation est linéaire ; la vitesse s'annule même si U et I ne le sont pas : le couple ainsi fourni est juste nécessaire pour compenser le couple résistant dû à la masse tournante de la machine .

V) Calcul des échauffements

I) mesure des résistances

a) génératrice de charge

on mesure ses résistances après l'essai

induit

$U(V)$	$I(A)$
2,3	4,2
2	3,5

$$R_a = \frac{\frac{2,3}{4,2} - \frac{2}{3,5}}{2} = 0,56 \Omega$$

inducteur série

$U(V)$	$I(A)$
0,2	3,5
0,26	4,5

$$R_{J_s} = \frac{\frac{0,2}{3,5} - \frac{0,26}{4,5}}{2} = 0,06 \Omega$$

inducteur shunt

$U(V)$	$I(A)$
26,5	0,22
17,5	0,15

$$R_J = \frac{\frac{26,5}{0,22} - \frac{17,5}{0,15}}{2} = 118,5 \Omega$$

(98)

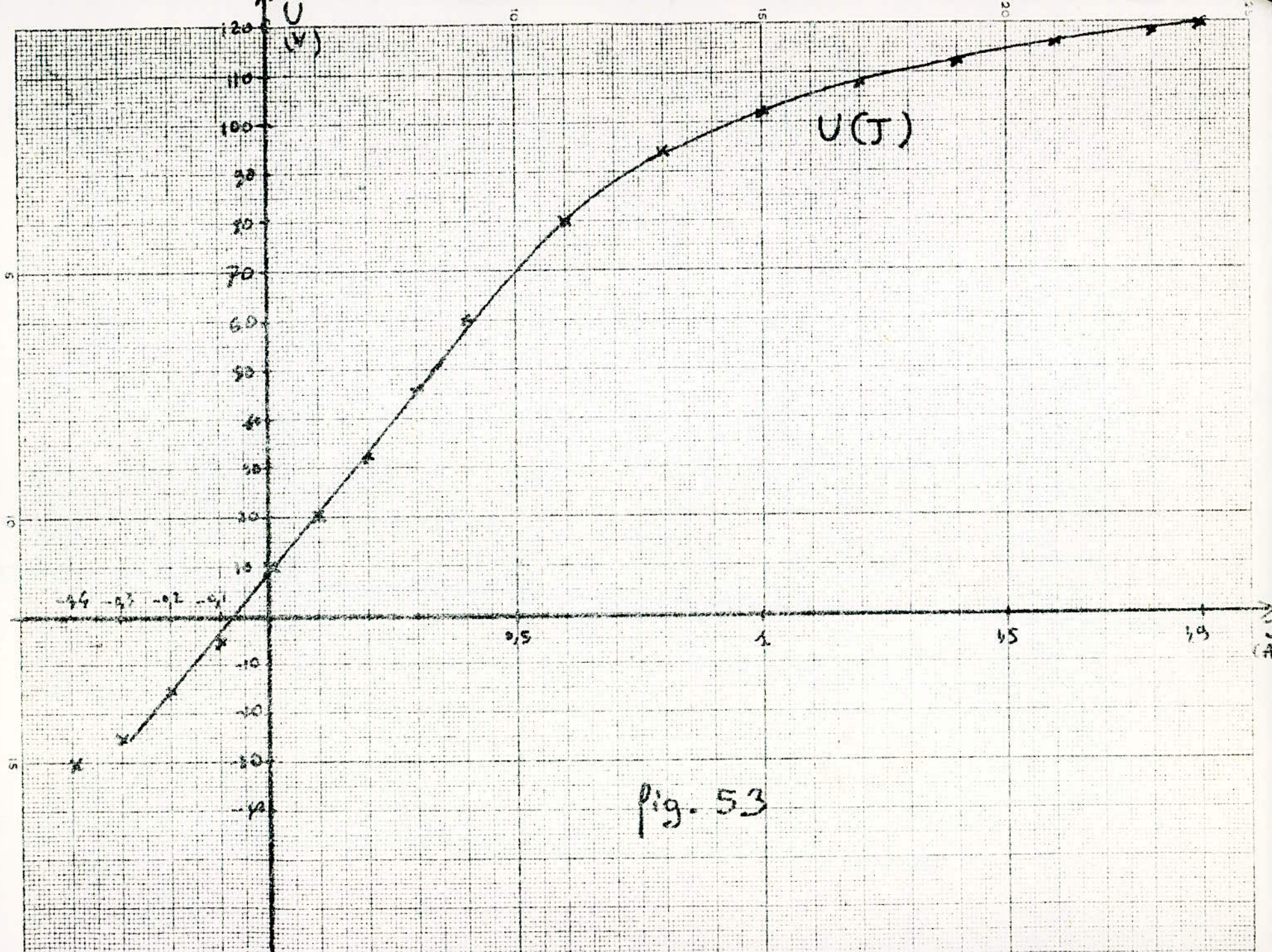


Fig. 53

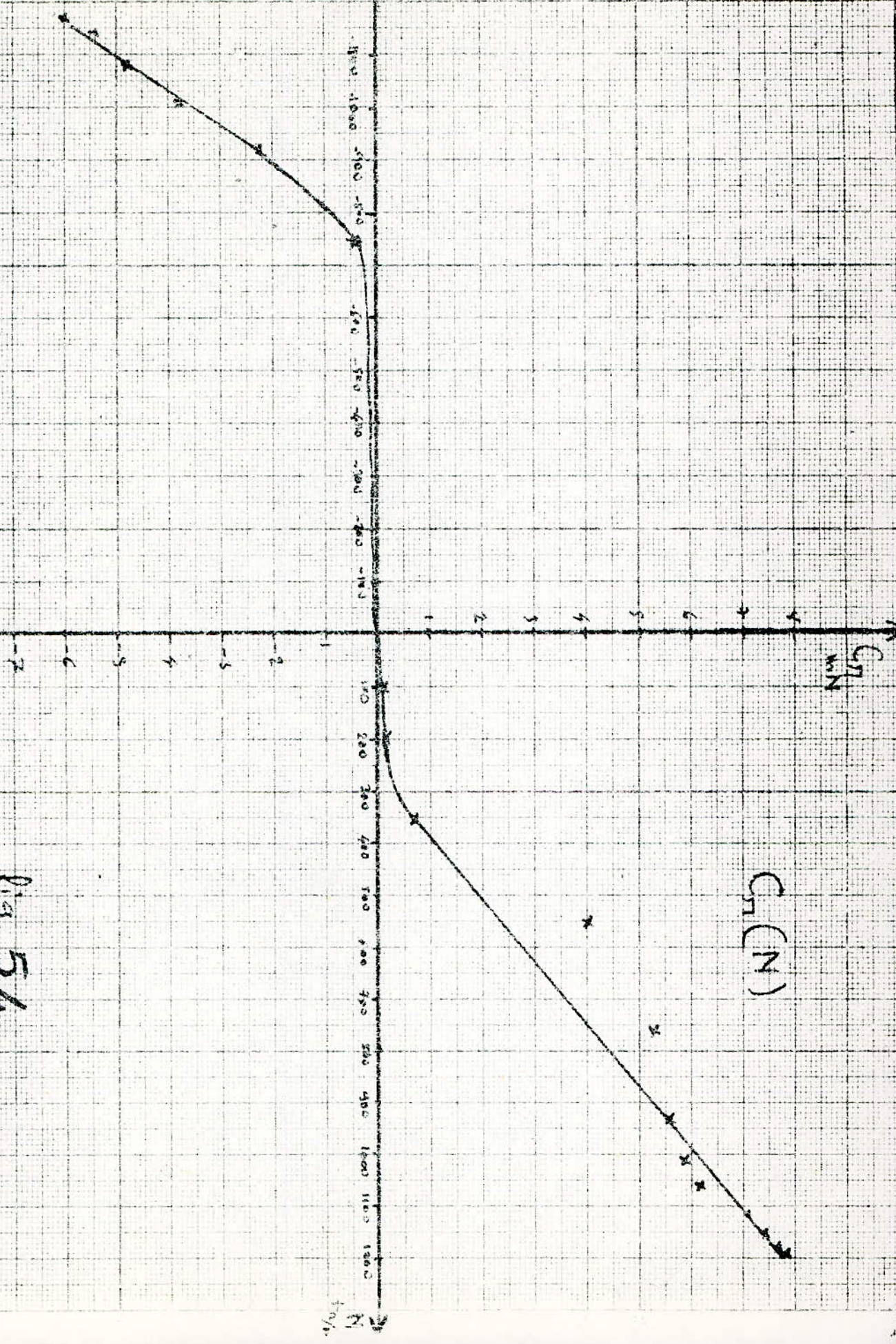


Fig. 54

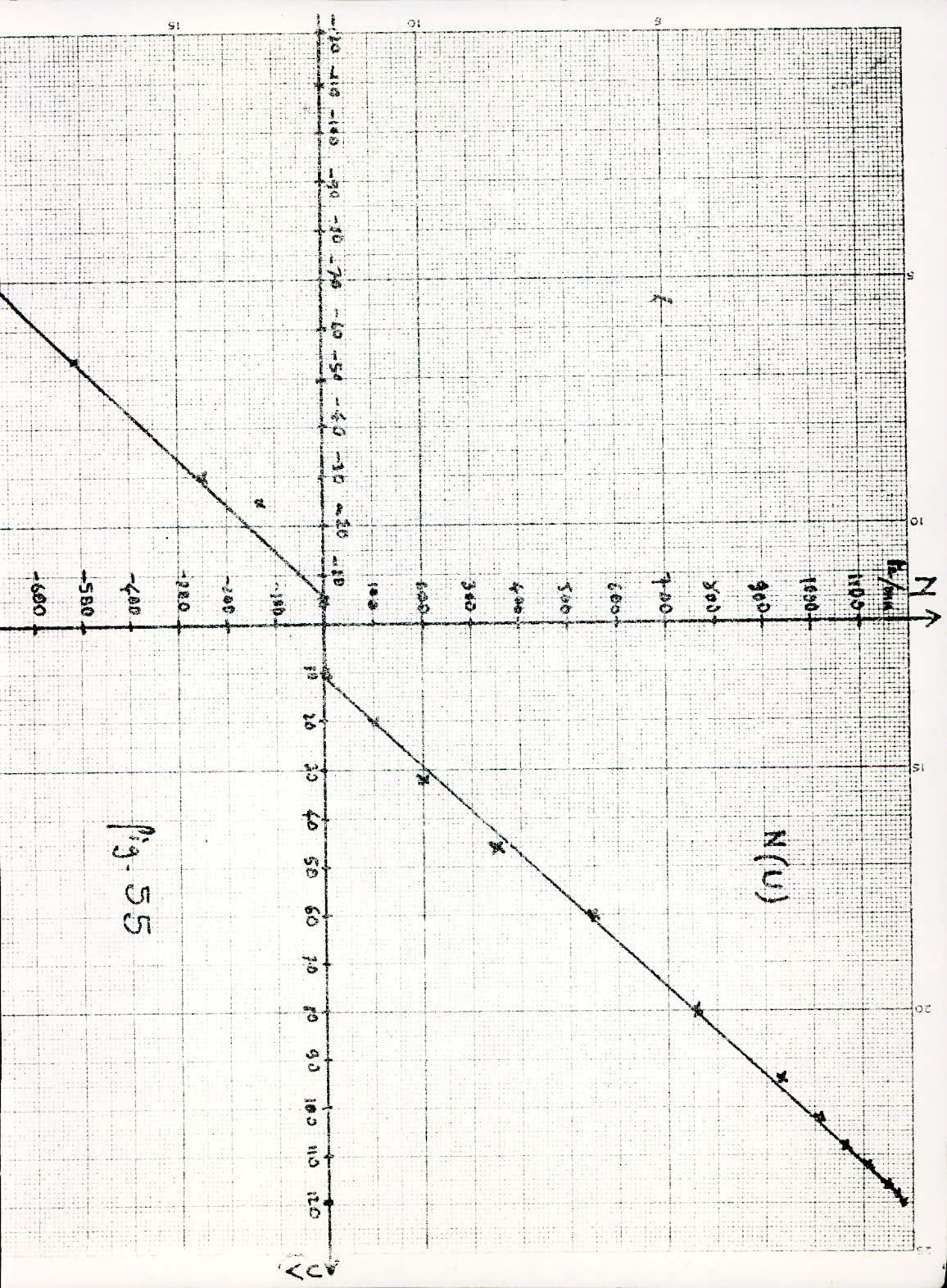


Fig. 55

charge

$U(V)$	$I(A)$
18,75	1,5
24	2

$$R = \frac{\frac{18,75}{1,5} + \frac{24}{2}}{2} = 12,25 \Omega$$

b) génératrice G

inducteur

$U(V)$	$I(A)$
20	0,54
25	0,68

$$R_J = \frac{\frac{20}{0,54} + \frac{25}{0,68}}{2} = 36,9 \Omega$$

induit (avant manipulation)

U	I
1,2	116
1,9	3

$$R_{00} = \frac{\frac{1,2}{116} + \frac{1,9}{3}}{2} = 469 \Omega$$

induit (après essai)

U	I
1,9	2,25
2,5	3

$$R_{01} = \frac{\frac{1,9}{2,25} + \frac{2,5}{3}}{2} = 0,83 \Omega$$

c) moteur M

inducteur

U	I
25	0,37
20	0,3

$$R_J = \frac{\frac{25}{0,37} + \frac{20}{0,3}}{2} = 66,23 \Omega$$

induit (avant essai)

U	I
2,25	4
2	3,6

$$R_{00} = \frac{\frac{2,25}{4} + \frac{2}{3,6}}{2} = 0,56 \Omega$$

induit (après essai)

U	I
2,1	3,5
3	4,3

$$R_{01} = \frac{\frac{2,1}{3,5} + \frac{3}{4,3}}{2} = 0,7 \Omega$$

2) calcul des échauffements

On peut calculer l'échauffement en mesurant la variation des résistances. On sait que l'échauffement se déduit de la formule :

$$\Delta A = \frac{R_c - R_0}{R_c} \left[(t_0 + 234,5) - (t_a - t_0) \right]$$

où R_0 : résistance à froid

R_c : résistance à chaud

t_0 : température ambiante

t_a : température du fluide de refroidissement à la fin de l'essai

Notre fluide de refroidissement est l'air et il m'est impossible de mesurer sa température à la fin des essais. Mais on peut déduire la température finale de la formule :

$$R_c = R_0 \frac{t_c + 234,5}{t_0 + 234,5}$$

$$\text{soit } t_c = (t_0 + 234,5) \frac{R_c}{R_0} - 234,5$$

Ma méthode consiste à mesurer la résistance d'induit avant puis après l'essai et déduire t_c de la formule sus-dite .

La température ambiante dans le labo pendant l'essai est mesurée à l'aide d'un thermomètre soit $t_0 = 26^{\circ}5$

$$\text{d'où : } t_c = 261 \cdot \frac{R_c}{R_0} - 234,5$$

a) calcul de l'échauffement de la génératrice G

$$t_c = 261 \cdot \frac{0,83}{0,60} - 234,5 = 79,45^{\circ}$$

soit une variation de température +

$$\Delta A = t_c - t_0 = 79,45 - 26,5 = 53^{\circ} \text{ C}$$

La machine étant de classe E, donc acceptant un échauffement de 75° , l'échauffement ainsi calculé est normal .

b) calcul de l'échauffement du moteur M

$$t_c = 261 \cdot \frac{0,12}{0,156} - 234,5 = 91,75$$

$$\text{soit } \Delta A = 91,75 - 26,5 = 65,25$$

Le moteur s'échauffe considérablement, cela est dû aux "atouts" causés par la variation de la vitesse . Ceci m'a obligé de rester dans les vitesses inf. à N_n pendant mon essai .

VI) Conclusion

Le moteur de travail n'ayant pas un système de ventilation forcée, le problème de l'échauffement m'a contraint de rester dans la gamme des vitesses inf. à N_n .

Mais ce qu'il faut surtout signaler c'est l'énorme difficulté de la manipulation : on surveille 4 machines tournantes à la fois, ce qui montre la nécessité d'une connaissance en électrotechnique assez vaste pour pouvoir manipuler un variateur de vitesse W-L . Là s'impose l'avantage des systèmes statiques comme variateur de vitesse car un simple ouvrier même très peu renseigné pourrait faire l'affaire .

CONCLUSION

oooooooooooo

Il va sans contester que la commande de vitesse est un problème fondamental pour les installations industrielles de notre temps comme à l'avenir .

Les moteurs à courants continu s'impose jusqu'à nos jours dans ce domaine . Cependant , et grâce au développement de l'électronique de puissance , les moteurs à courant alternatif sont maintenant en mesure de pénétrer les secteurs qui sont interdits aux moteurs à courant continu . Pour l'heure, les 2 solutions sont plutôt complémentaires que concurrentes.

Mon travail consistait surtout à l'étude des variateurs de vitesse pour moteur à courant continu ; étude que j'ai beaucoup plus accentuée sur la partie électronique car les variateurs de vitesse électroniques sont de plus en plus utilisés à notre époque .

Toutefois , il m'était difficile , voire même impossible, d'exposer dans leurs moindres détails en ces quelques pages , les réalisations diverses de variateur de vitesse pour moteur à courant continu . Ce projet se presente donc comme étant un document de base pour une étude d'engineering de détails .

oooooooooooooooooooooooooooooooooooo

BIBLIOGRAPHIE

- I) P. BARRET
Electrotechnique générale (machines à courant continu)
cours de l' Ecole Sup, d' Elec.
- 2) EDGAR GILLON
Cours d'électrotechnique (les machines électriques)
- 3) HENRY BAUDOT
Les machines électriques en automatique appliquée
- 4) A. FOUILLE
Electrotechnique à l'usage des ingénieurs
(machines à collecteur , commande électronique)
- 5) M . KOSTENKO
Machines électriques ti et t2
- 6) A. FOUILLE
La commande électromagnétique et électronique des machines-outils
- 7) FRANCIS-MILSAUT
Cours d'électronique (contre-réaction, oscillation, alimentation)
- 8) G. MASSELOT
Electronique non linéaire I
- 9) M . MOUNIC
-Courant alternatif (semiconducteurs)
_Amplification
- 10) H . LILEN
Thyristors et Triacs
- II) TECHNIQUE DE L'INGENIEUR
 - .D810 : Traction électrique
 - .D455 : Régulateurs statiques de tension alternative
 - .D545 : Petits moteurs électriques
 - .D558 : Essai des machines tournantes
 - .E2420 : Servomécanisme - Régulateur automatique
 - .E1020 : Elements semiconducteurs à déclenchement
- 12) REVUES BROWN BOVERI
 - .Robert ZWAHLER : conception de l'énergie de commande
 - .Felix SPIEGELBERG : équipements à redresseurs
 - .Xaver VOGEL : composants de redresseurs pour grandes puissances
 - .Karl SCHMUCK : réaction des redresseurs à indice de pulsation 6
à commande séquentielle sur le réseau .

TABLE DES MATIERES

~~~~~

|              |        |   |
|--------------|--------|---|
| INTRODUCTION | 1..... | 2 |
|--------------|--------|---|

## 1<sup>ère</sup> PARTIE : THEORIE DES MOTEURS A COURANT CONTINU

### CHP. I : RAPPEL SUR LE MOTEUR C-C

|                                            |       |   |
|--------------------------------------------|-------|---|
| I) Les équations électriques du moteur c-c | ..... | 4 |
| II) Classification des moteurs à c-c       | ..... | 5 |
| III) Démarrage d'un moteur à c-c           | ..... | 8 |

### CHP. 2 : CARACTERISTIQUE MECANIQUE DES MOTEURS C-C

|                                          |       |    |
|------------------------------------------|-------|----|
| I) Stabilité dynamique d'un moteur à c-c | ..... | 9  |
| II) Caractéristiques du moteur shunt     | ..... | 10 |
| III) Caractéristiques du moteur serie    | ..... | 14 |
| IV) MOTEUR Compound                      | ..... | 15 |

## 2<sup>ème</sup> PARTIE : REGLAGE DE LA VITESSE DES MOTEURS C-C

### CHP. I : LES DIFFERENTS MODES DE REGLAGE ET LES CONSTRAINTES DE FONCTIONNEMENT

|                                                                       |       |    |
|-----------------------------------------------------------------------|-------|----|
| I) Les différents modes de réglage de la vitesse<br>d'un moteur à c-c | ..... | 18 |
| II) Les contraintes du réglage de vitesse                             | ..... | 18 |
| III) Les indices de qualité des méthodes de<br>réglage                | ..... | 19 |

### CHP. 2 : REGLAGE ELECTROMAGNETIQUE

|                                                  |       |    |
|--------------------------------------------------|-------|----|
| I) Réglage par variation de l'excitation         | ..... | 20 |
| II) Réglage par variation de la tension d'induit | ..    | 30 |
| III) Comparaison des 2 modes de réglage          | ..... | 37 |

|                                                                |    |
|----------------------------------------------------------------|----|
| CHP. 3 : REGLAGE ELECTRONIQUE                                  |    |
| I) Semiconducteurs .....                                       | 39 |
| II) Choix du montage redresseur .....                          | 40 |
| III) Commande des thyristors .....                             | 49 |
| IV) Le variateur de vitesse électronique .....                 | 53 |
| V) Conséquences de l'alimentation par pont<br>redresseur ..... | 57 |
| VI) Conclusion .....                                           | 59 |

|                                                     |    |
|-----------------------------------------------------|----|
| CHP. 4 : SERVOMECHANISME                            |    |
| I) Notion introductive .....                        | 61 |
| II) Servomécanisme électromagnétique de vitesse ... | 62 |
| III) Servomécanisme électronique de vitesse .....   | 65 |

### 3<sup>ème</sup> PARTIE : REGIME DE FREINAGE

|                                                                 |    |
|-----------------------------------------------------------------|----|
| CHP. I : ETUDE DES DIFFERENTS MODES DE FREINAGE                 |    |
| I) Reversibilité de fonctionnement d'une<br>machine à c-c ..... | 76 |
| II) Systèmes de freinage .....                                  | 76 |
| III) Freinage du moteur shunt et du moteur serie ..             | 83 |
| CHP. 2 : FREINAGE PAR RECUPERATION AVEC UN PONT REDRESSEUR      |    |
| I) Reversibilité du groupe W-L .....                            | 84 |
| II) Reversibilité des ponts redresseurs .....                   | 84 |

### 4<sup>ème</sup> PARTIE : ESSAI AU LABORATOIRE : variation de vitesse d'un moteur c-c avec un groupe W-L

|                                                                             |     |
|-----------------------------------------------------------------------------|-----|
| I) Description .....                                                        | 89  |
| II) problème de démarrage et de l'inversion du<br>du sens de rotation ..... | 90  |
| III) Mesures .....                                                          | 95  |
| IV) Caracteristiques .....                                                  | 98  |
| V) Calcul des échauffements .....                                           | 98  |
| VI) Conclusion .....                                                        | 103 |

CONCLUSION .....

BIBLIOGRAPHIE .....