

15/79

20

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ D'ALGER

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT ÉLECTRICITÉ
(FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTROTECHNIQUE)

PROJET DE FIN D'ETUDES

امانة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

**COMMANDE ELECTRIQUE
DU MOUVEMENT DE ROTATION
D'UN EXCAVATEUR**

PROPOSE PAR :

M. V. ROUTENKO

الدراسة لوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

ETUDIE PAR :

MM. Y. RAHEM

A. KADDOUR

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ D'ALGER

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT ÉLECTRICITÉ
(FILIERE D'INGÉNIEUR EN ÉLECTROTECHNIQUE)

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

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

PROPOSE PAR :

M. V. BOUTENKO

ÉTUDE PAR :

MM. Y. RAHEM

A. KADDOUR

PROMOTION JANVIER 1979

DEDICACES

A mon fils Manouar, ma femme
A mes parents

Yusef.

A mon père, ma mère
A mes frères et sœurs

Homid

Remerciements

Nos remerciements s'adressent tout particulièrement à M^r V. BOUTENKO, professeur à L'ENPA qui nous a guidé et suivi dans le présent travail.

Nos remercions également tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Que le personnel de la R.T.A ou centre M^r V trouvent ici notre sincère reconnaissance pour l'aide qu'ils nous ont apportée au tirage et à la reliure de ce modeste ouvrage.

Yusef et Hamid.

INTRODUCTION

L'industrie moderne se développe rapidement grâce à l'introduction massive des moteurs électriques qui assurent l'entraînement des divers mécanismes.

Dans les usines de production comme dans les systèmes de manutention, la productivité et la qualité du travail réalisé sont les deux critères principaux qui doivent être optimisés.

Ces deux critères dépendent étroitement du réglage adéquat de la vitesse de rotation du moteur d'entraînement. Le développement considérable de l'électronique de puissance nous permet de réaliser une telle optimisation, en asservissant la commande de toute l'installation. Le thyristor, de par ses qualités et ses caractéristiques, sera l'élément de base de toute commande électrique des moteurs. Vue la diversité des moteurs existant, leur choix sera fonction du type de mécanisme à entraîner.

Notre étude portera sur l'entraînement électrique d'un Excavateur dans son mouvement de rotation. On peut réaliser cet entraînement soit par moteur à courant alternatif (Moteur synchrone ou asynchrone), soit par un moteur à courant continu. Pour avoir une large plage de réglage de la vitesse, seul le moteur à courant continu est capable d'une telle performance, de par sa nature même. Nous utiliserons alors un moteur à courant continu à excitation indépendante. Sa vitesse sera contrôlée par le réglage de la tension aux bornes de son induit, son excitation restant constante. Le réglage de la tension d'induit peut être assuré par un groupe convertisseur à base de thyristors, pour les moteurs de petite puissance.

La puissance de l'excavateur à étudier étant relativement grande il est alors délicat d'alimenter directement le groupe moteur d'entraînement par un convertisseur.

La solution que nous adopterons, consiste à utiliser le système génératrice-moteur (G-M) appelé aussi Groupe Ward-Léonard.

Ainsi, le réglage de la tension d'induit du moteur sera assuré par l'intermédiaire du réglage de la tension d'excitation de la génératrice. Le groupe convertisseur alimentera alors l'enroulement d'excitation qui nécessite une faible puissance.

GENERALITES

Le rôle d'un excavateur est essentiel dans les carrières et les chantiers. Sa fonction principale est de creuser le sol afin d'extraire le minerai pour le décharger ensuite dans un camion de transport, par exemple.

Il existe divers types d'excavateurs de part la diversité de leurs puissances et leurs fonctions, ainsi que des conditions et du lieu de travail.

Notre étude se portera sur la commande électrique d'un excavateur fixe, de grande puissance. La capacité de sa pelle (le godet) est de huit (8) m³.

Un excavateur possède deux mouvements principaux commandés par deux systèmes différents :

- Un mouvement de la pelle (creusée et levage)

- Un mouvement de rotation (avant et arrière)

En plus de ces deux mouvements, il existe un troisième mouvement d'avance et de recul de l'excavateur.

Les solutions mécaniques et hydrauliques laissent de plus en plus la place aux solutions électriques.

Un moteur électrique est destiné généralement à fournir de l'énergie mécanique. Aussi ce moteur est-il toujours accouplé directement ou par intermédiaire d'organes de transmission à la machine ou système qu'il entraîne.

Le choix d'un tel moteur est relativement simple, lorsqu'on a affaire à un système à entraîner dont la vitesse demeure sensiblement constante, On utilise pour cela le plus souvent un moteur asynchrone à cage et parfois le moteur synchrone. Ce choix devient beaucoup plus délicat si le moteur doit assurer des démarrages, des freinages des réglages de vitesses fréquents de la charge qu'il entraîne.

Ces dernières conditions sont justement exigées pour le fonctionnement d'un excavateur. Dans ce cas, il est impératif d'utiliser des moteurs à courant continu. Le réglage de la vitesse de ces moteurs demeure cependant difficile quand on dispose d'une tension continue fixe pour leur alimentation. C'est pourquoi, nous sommes amenés à les alimenter par des variateurs de tension qui sont actuellement les dispositifs électroniques à base de thyristors.

La commande électrique asservie à système de contrôle automatique assure des fonctions très larges, se charge notamment de la conduite rationnelle du processus technologique, assure un rendement élevé et améliore la qualité de production.

L'entraînement électrique d'un excavateur utilise la commande à plusieurs moteurs. C'est un système comprenant plusieurs commandes individuelles dont chacune est destinée à actionner un seul élément du groupe de production. C'est la commande la plus répandue actuellement car elle permet de travailler aux vitesses optimales, de réaliser le démarrage et le freinage beaucoup plus rapidement et d'inverser facilement le sens de rotation. Dans beaucoup de cas elle permet de rapprocher le moteur du mécanisme à entraîner et d'éliminer les transmissions intermédiaires.

L'adaptation de la commande à plusieurs moteurs aux mécanismes de production est le trait caractéristique de la conception moderne des machines électriques.

CHAPITRE I

CARACTERISTIQUES MECANIKES DES SYSTEMES DE COMMANDES ELECTRIQUES

Lors de l'étude du fonctionnement d'un moteur électrique actionnant une machine il faut au préalable vérifier la bonne adaptation des propriétés du moteur et des caractéristiques de la machine entraînée. Il est donc nécessaire de faire un rappel sur les caractéristiques mécaniques du moteur d'entraînement et de la machine entraînée.

La relation entre la vitesse de rotation et le couple résistant de la machine est appelée caractéristique mécanique de la machine entraînée : $w = f(C_s)$

$$C_s = C_0 + (C_{sn} - C_0) \left(\frac{w}{w_n} \right)^x$$

Cette formule est déterminée expérimentalement

C_s : couple résistant ou couple statique de la machine entraînée à la vitesse w .

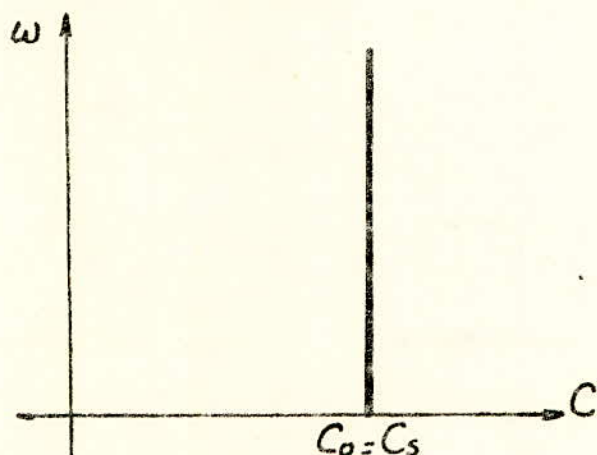
C_0 : Couple résistant dû aux frottements dans les parties mobiles de la machine.

C_{sn} : couple résistant de la machine entraînée à la vitesse w_n

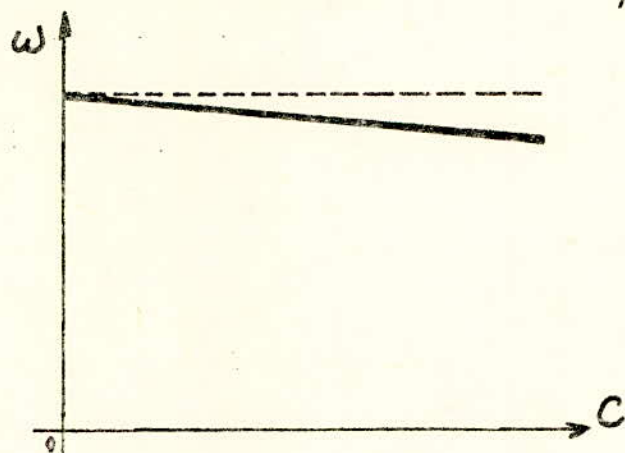
x : coefficient qui caractérise la variation du couple résistant en fonction de la variation de la vitesse.

La caractéristique mécanique de l'excavateur à étudier est indépendante de la vitesse d'entraînement, $x = 0$. dans notre cas donc, le couple résistant C_s ne dépend pas de la vitesse de rotation w .

$C_s = C_o = C_{te}$ la caractéristique $\omega = f(C_s)$
sera donc une droite.



On appelle caractéristique mécanique d'un moteur électrique, la variation de sa vitesse de rotation en fonction de son couple moteur : $\omega = f(C)$



Presque tous les moteurs électriques ont une vitesse de rotation qui diminue lorsque le couple moteur augmente. Ceci est vrai pour les moteurs ordinaires utilisés dans la plupart des mécanismes électriques, c'est-à-dire les moteurs à courant continu en général, ainsi que les moteurs asynchrones avec ou sans collecteur dans la partie stable de leur fonctionnement.

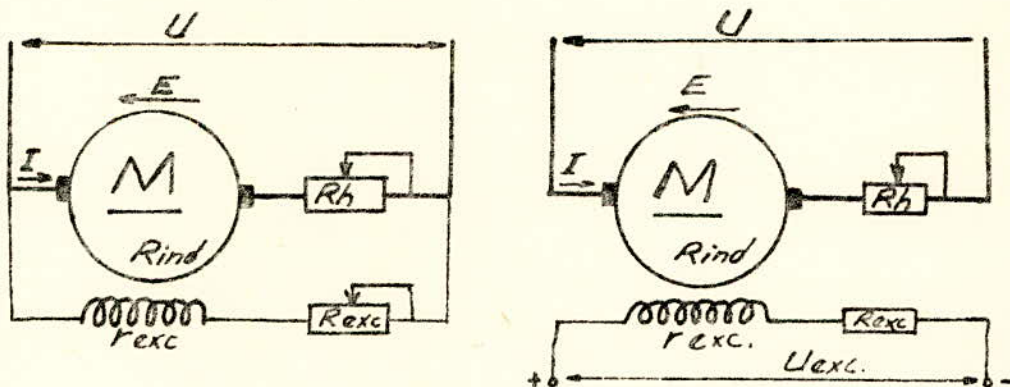
Mais le degré de variation de la vitesse avec la variation du couple moteur n'est pas le même pour différents moteurs, il est caractérisé par la rigidité de leurs caractéristiques mécaniques.

Remarque:

La caractéristique mécanique d'un moteur à courant continu à excitation séparée est rigide dans sa partie utile de fonctionnement.

ie: la vitesse diminue faiblement avec l'accroissement du couple moteur. En effet, la tension appliquée à l'enroulement d'excitation et par conséquent le courant d'excitation sont indépendants de la charge du moteur. C'est le mode d'excitation que nous utiliserons dans notre étude.

Le schéma usuel d'un moteur à courant continu à excitation séparée (ou dérivation) est indiqué sur la figure suivante.



Lorsque le moteur fonctionne en régime permanent, la tension appliquée à ses bornes U est équilibrée par la chute de tension dans l'induit $R I$ et la f.e.m. induite E .

$$U = R I + E$$

I : courant dans le circuit d'induit du moteur

R : Résistance totale du circuit d'induit qui comprend la résistance extérieure R_h et les résistances intérieure (R_{induit} , $R_{de\ poles\ auxiliaires}$...)

1. Caractéristique électromécanique: $\omega = f(I)$

Étudions la variation de la vitesse avec la charge α .
 U constant et ϕ constant. nous avons la relation:

$$\omega = \frac{E}{K\phi} = \frac{U - RI}{K\phi} \quad \text{avec } K = \frac{PN}{2\pi\alpha}$$

Quand on charge le moteur le courant I qu'il absorbe augmente la chute de tension RI augmente, d'où une légère diminution de vitesse ω . En tout cas la variation de ω ne dépasse pas 10%.

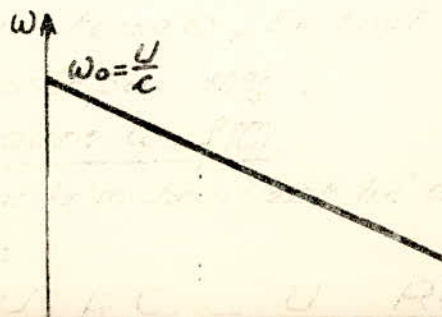
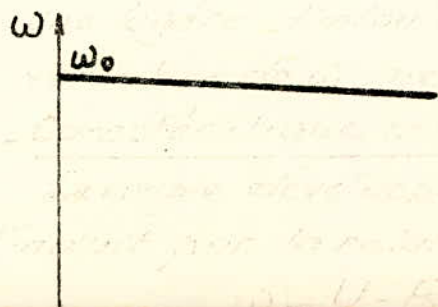
2. Caractéristique mécanique: $\omega = f(C)$

Le couple développé par le moteur est lié au courant d'induit par la relation:

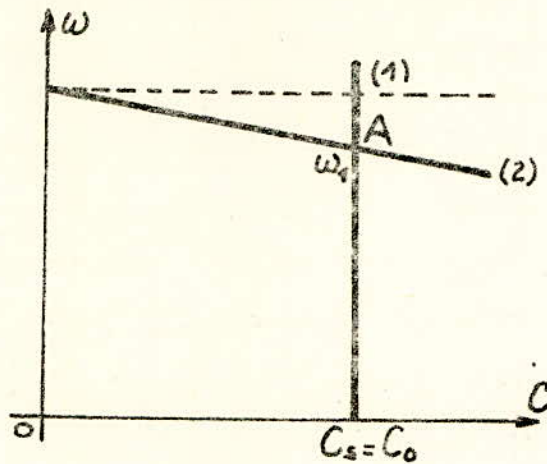
$$\omega = \frac{U - RI}{K\phi} = \frac{U - RC}{K\phi} = \frac{U}{c} - \frac{RC}{c^2}$$

avec $c = K\phi$ et $C = K\phi I$

Le coefficient c est considéré constant, indépendant de la charge, si le moteur est à excitation indépendante et comporte un enroulement de compensation, et pour les moteurs ordinaires si on néglige la réaction d'induit. La caractéristique mécanique $\omega = f(C)$ est représentée par une droite. En faisant varier la tension U , on peut obtenir, avec un couple déterminé sur l'arbre du moteur, différentes vitesses de rotation du moteur.



3. Caractéristique commune du Groupe Moteur-machine entraînée:



Les droites (1) et (2) donnent respectivement les caractéristiques du couple résistant de la machine entraînée C_s (couple statique supposé constant) et du couple moteur C en fonction de la vitesse de rotation. Ces deux courbes se coupent au point A où $\omega = \omega_n$.

Si la vitesse du moteur change, par exemple si elle diminue, il apparaît alors un couple dynamique positif sur l'arbre du moteur.

$$C_d = C - C_s$$

Sous l'effet de ce couple, la vitesse du moteur croit pour atteindre sa valeur précédente. Par contre si la vitesse augmente, le couple moteur deviendra inférieur au couple statique et un couple dynamique négatif apparaîtra sur l'arbre du moteur sous l'effet duquel la vitesse du moteur baissera jusqu'à sa valeur précédente ($\omega = \omega_n$). On conclura que le point A est le point de fonctionnement stable du groupe Moteur-machine entraînée. En général :

- Le fonctionnement du groupe est stable si $\frac{dC}{d\omega} < \frac{dC_s}{d\omega}$

- Le fonctionnement est instable si :

$$\frac{dC}{d\omega} > \frac{dC_s}{d\omega}$$

Comme nous avons posé $C_s = C_{te}$ on a $\frac{dC_s}{d\omega} = 0$

$$\text{d'où } \frac{dC}{d\omega} < 0 \text{ ou } \frac{dC}{d\omega} > 0$$

Or le couple moteur, pour un moteur à courant continu à excitation indépendante, est tel que :

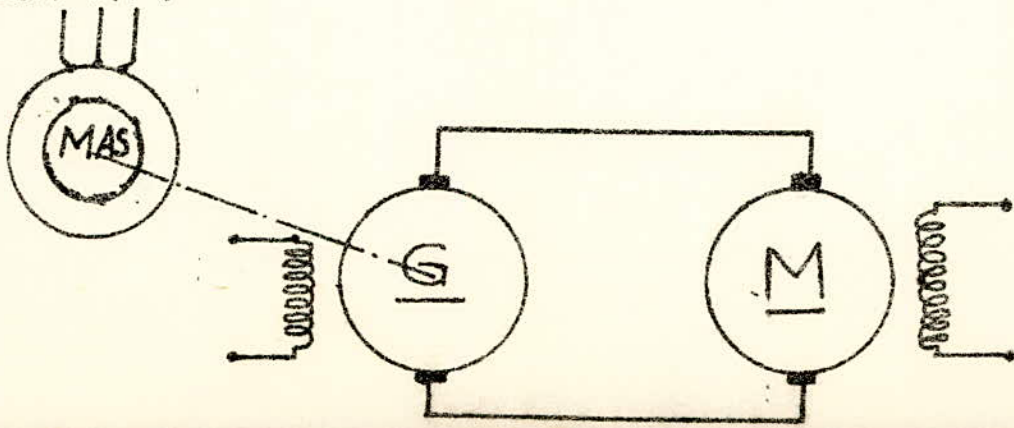
$$\frac{dC}{d\omega} < 0$$

Nous concluons que le groupe Moteur-machine entraînée est toujours stable.

Choix du système d'entraînement et de commande :

comme nous l'avons déjà souligné dans l'introduction, l'excavateur est une machine qui demande une grande puissance et une certaine souplesse dans le réglage. Jusqu'à présent, la solution la plus employée est le système Génératrice-Moteur dont nous présenterons le principe de fonctionnement, ses avantages et ses inconvénients.

Le schéma de principe du Groupe Ward-Léonard est le suivant :



SYSTEME WARD-LEONARD

I. 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 de la vitesse du moteur, mais aussi sa mise en marche sans Rhéostat de démarrage, donc sans pertes d'énergie. Le système Ward-Léonard est constitué: d'un moteur à courant alternatif (moteur synchrone ou asynchrone) entraînant à vitesse constante, une Génératrice qui alimente directement l'induit du moteur d'entraînement.

Le réglage de la vitesse du moteur à courant continu est obtenu en variant l'excitation de la Génératrice. Comme nous l'avons déjà signalé, cette variation d'excitation est réalisée par un groupe Convertisseur asservi.

Si E_g et E_m sont respectivement les f.e.m de la génératrice et du moteur, R_g et R_m leur résistance d'induit, on a :

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

$$E_m = U - R_m I = E_g - (R_g + R_m)I = KN\Phi$$

$$N = \frac{E_g - (R_g + R_m)I}{K\Phi}$$

C'est l'expression de la vitesse de rotation d'un moteur ayant comme résistance d'induit $(R_g + R_m)$ et alimenté sous une tension E_g .

Comme on peut faire varier à volonté la valeur de E_g en agissant sur son excitation on peut ainsi obtenir une large gamme de réglage de la vitesse du moteur d'entraînement. Le système W.L. possède des avantages et des inconvénients.

II - AVANTAGES :

Les avantages du groupe Ward-Léonard sont très importants, si bien qu'il occupe toujours une place de premier choix dans la commande de grandes machines à vitesse variable.

- Il est possible de l'accorder à un réseau triphasé à basse tension en choisissant un moteur alternatif triphasé. Les pertes dues au réglage sont faibles, vu qu'on agit sur l'enroulement où le courant est relativement faible.
- Il présente une grande souplesse de part la finesse du réglage d'excitation.
- Le fonctionnement est assez stable d'autant plus que dans notre cas on considère la charge constante.
- Il permet un freinage avec récupération : quand on sous excite la génératrice sa f.e.m. devient inférieure à celle du moteur d'entraînement. Ainsi G. devient moteur et M devient génératrice. En même temps le moteur Asynchrone tournant à l'hyposynchronisme devient générateur et renvoie au réseau de l'énergie.
- Le groupe W.L. de part sa nature réversible.
- Il peut assurer des puissances très grandes et se prête facilement à la commande automatique.

III - INCONVENIENTS :

- Il est difficile d'obtenir de très basses vitesses.
- La vitesse varie trop avec la charge, cette baisse de vitesse est d'autant plus sensible que ^Uest faible d'où l'instabilité de fonctionnement aux faibles vitesses.
- Le rendement est faible car il est le produit de trois rendements.
- Le poids, l'encombrement et le prix sont élevés.

CHAPITRE II

CALCUL DU SYSTEME G.M

L'excavateur que nous avons étudié est du Type ЭКГ.8 (selon la classification soviétique). Pour assurer l'entraînement électrique dans son mouvement de rotation nous avons utilisé une Génératrice du Type МНЗ-14-14/4 et deux moteurs en série du Type АТБ 72 dont les caractéristiques sont désignées dans le tableau suivant:

CARACTERISTIQUES	Moteur	Génératrice
Type	АТБ 72	МНЗ 14-14/4
Puissance nominale P_n	100 Kw	225 Kw
Tension nominale U_n	305 V	660 V
Courant nominal I_n	360 A	341 A
Vitesse de rotation N_n	750 tr/mn	1000 tr/mn
Courant d'excitation nominal I_{ean}	12,7 A	20,8 A
Tension d'excitation nominale U_{ean}	80V	80 V
Nombre de pôles $2p$	4	4
Résistance d'induit R_{ind}	0,011 Ω	0,0263 Ω
Résistance de l'enroulement d'excitation.	5,1 Ω	3,8 Ω
Résistance de l'enroul. des pôles auxiliaires	0,0086 Ω	0,0038 Ω
Résistance de l'enroul. Compensateur	—	0,0258 Ω
Nombre de section de l'enroul. d'induit	31	—
Nbre de spires/pôle : enroul. d'excitation.	470	324
" " " " des pôles auxiliaires	14	13
" " " " d'induit	—	342
Rendement nominal (η)	—	0,91
Facteur de marche F.M.	50%	50%.

L'emploi de deux moteurs identiques branchés en série permet d'éliminer les vibrations mécaniques durant le mouvement de rotation de la plate-forme. Ils sont disposés diamétralement de part et d'autre de la plateforme.

Dans ce chapitre nous déterminerons les différents paramètres du système G.M et nous vérifierons la bonne adaptation des moteurs et de la génératrice aux caractéristiques de la machine entraînée.

I. CHOIX DE LA PUISSANCE DU MOTEUR :

Le choix judicieux de la puissance des moteurs a une grande importance car il influe considérablement sur les frais d'investissement et d'exploitation d'une installation. L'utilisation d'un moteur de puissance insuffisante peut perturber le fonctionnement du mécanisme entraîné, diminuer son rendement, provoquer des pannes et la mise prématurée hors service du moteur. D'autre part, l'utilisation de moteurs de trop grande puissance diminue les indices économiques de l'installation, la rend plus coûteuse et entraîne de grandes pertes d'énergie. Dans ce cas le coût du moteur croît et les pertes d'énergie augmentent puisque le rendement du moteur diminue.

Dans les installations à courant alternatif le facteur de puissance diminue, et sa valeur influe directement sur la charge improductive des réseaux de distribution et des alternateurs des centrales qui fournissent l'énergie.

L'importance de ce problème devient évident quand on pense au très grand nombre de machines actionnées par des moteurs électriques. On choisit la puissance d'un moteur en partant de la nécessité d'assurer l'exécution d'un travail donné à un régime thermique normal et avec une charge mécanique admissible du moteur.

Le choix de la puissance des moteurs exige aussi le calcul de la charge du moteur non seulement en régime permanent mais aussi en régimes transitoires. A cette fin on trace généralement des diagrammes de charges, c'est à dire variation du couple moteur, de la puissance et du courant du moteur en fonction du temps, soit :

$$C = f_1(t) \quad , \quad P = f_2(t) \quad , \quad I = f_3(t) .$$

Dans le cas considéré, le moteur choisi conformément au diagramme de charge donné, doit être chargé à plein et fonctionner sans chauffer excessivement. Il doit aussi assurer le fonctionnement normal lors de surcharges temporaires possibles et posséder un couple de démarrage suffisant pour permettre la durée requise de démarrage du mécanisme entraîné.

Dans la plupart des cas, le choix de la puissance d'un moteur se fait en fonction de l'échauffement et on vérifie ensuite sa capacité de sur charge.

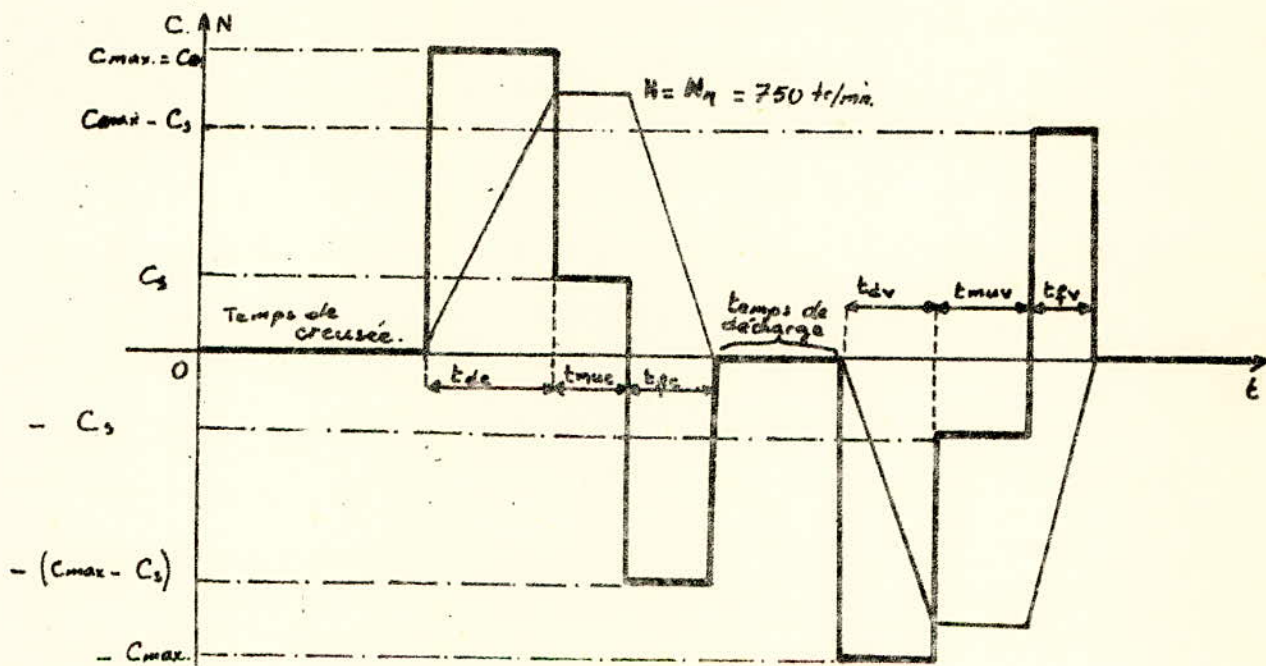
L'échauffement d'un moteur provient des pertes d'énergies dues aux frottements et des pertes dans le fer et dans le cuivre, qui apparaissent lors de la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique.

Il est inutile d'exposer cette théorie en détail, car il nous sera impossible de l'appliquer, vu que nous n'avons ni le diagramme de charge, ni la tenue en chaleur des isolants utilisés pour la construction du moteur.

Cependant, la vérification du choix des moteurs pour assurer une telle capacité de sur charge et un tel couple de démarrage donnés se fait indépendamment des résultats du calcul thermique. Pour cela on utilise souvent les méthodes des valeurs quadratiques moyennes ou équivalentes qui sont moins précises mais plus commodes.

II. DIAGRAMMES APPROXIMATIFS DU COUPLE ET DE LA VITESSE POUR UN CYCLE.

Nous rappelons que dans notre cas les moteurs d'entraînement fonctionnent en régime intermittent et que l'excavateur fonctionne à charge continue invariable (pelle chargée pour un sens de rotation ou pelle vide pour l'autre sens) pour le mouvement de rotation.



Le choix de la puissance du moteur d'entraînement pour de telles machines est simple si l'on connaît la puissance constante absorbée ou le couple résistant à vaincre.

Dans ces conditions on choisit dans un catalogue un moteur dont la puissance correspond à la charge donnée. Les pertes moyennes sont données par la formule suivante:

$$Q_{moy} = \frac{Q_1 t_1 + Q_2 t_2 + \dots + Q_p t_p}{t_1 + t_2 + \dots + t_p}$$

Q_i : sont les pertes dans chaque portion de charge.

t_p : le temps de pause du moteur

$(t_1 + t_2 + \dots + t_p)$ est le temps du cycle de travail.

II. METHODE DE COURANT, DE COUPLE ET DE PUISSANCE EQUIVALENTS :

La méthode de courant équivalent est basée sur le fait que le courant réel passant par le moteur et dont la valeur varie, est remplacé dans les calculs par un courant équivalent I_{eq} qui provoquerait dans le moteur les mêmes pertes que le courant réel. On détermine la valeur du courant équivalent en partant des considérations suivantes :

* Pertes dans le moteur : $Q_{moy} = K + RI_{eq}^2$

* Nous avons déjà écrit que les pertes moyennes sont :

$$Q_{moy} = \frac{Q_1 t_1 + \dots + Q_p t_p}{t_1 + t_2 + \dots + t_p}$$

* En admettant que les pertes constantes K ne dépendent pas de la charge, on peut écrire :

$$K + RI_{eq}^2 = \frac{(K + RI_1^2)t_1 + (K + RI_2^2)t_2 + \dots + (K + RI_p^2)t_p}{t_1 + t_2 + \dots + t_p}$$

De cette expression on tire la valeur I_{eq} soit :

$$I_{eq} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_p^2 t_p}{t_1 + t_2 + \dots + t_p}}$$

Après avoir déterminé la valeur de I_{eq} on la compare au courant nominal du moteur choisi. Il faut observer la condition suivante :

$$I_{eq} \leq I_n$$

Cependant pour choisir la puissance du moteur on est souvent obligé de se servir des graphiques des couples et des puissances. Le couple et la puissance équivalents sont déterminés de façon analogue à celle permettant de calculer le courant équivalent.

En tenant compte (pour un flux magnétique constant) de la proportionnalité qui existe entre le couple et le courant et en admettant que le couple électromagnétique est environ égal au couple sur l'arbre, on peut obtenir de la relation précédente, la formule du couple équivalent:

$$C_{eq} = \sqrt{\frac{C_1^2 t_1 + C_2^2 t_2 + \dots + C_p^2 t_p}{t_1 + t_2 + \dots + t_p}}$$

Il faut alors observer la condition suivante:

$$C_{eq} \ll C_n$$

La formule de la puissance équivalente découle directement de la formule du couple équivalent lorsqu'on tient compte du fait qu'une relation directe existe entre le couple et la puissance. En négligeant la variation de la vitesse, on obtient:

$$P_{eq} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_p^2 t_p}{t_1 + t_2 + \dots + t_p}}$$

Remarque:

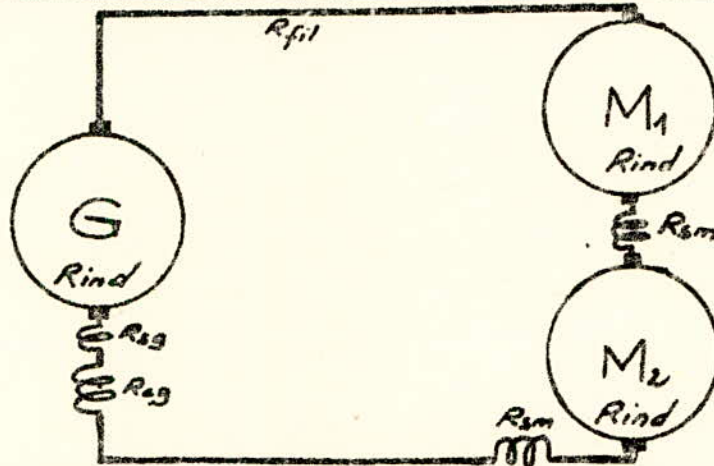
Cette méthode ne convient pas pour les moteurs dont le flux est variable. Mais convient parfaitement pour les moteurs à excitation indépendante, ce qui est notre cas.

Pour appliquer cette méthode, il nous faut déterminer les t_i et les C_i pour chaque portion de charge ainsi que le temps du cycle. C'est à dire, il faut calculer les temps de démarrage, de freinage et du mouvement uniforme, ainsi que le temps de pause.

Avant de procéder à ces calculs, il est nécessaire de déterminer au préalable les paramètres du système G.M. choisi.

IV DETERMINATION DES PARAMETRES DU SYSTEME G-M

1. SCHEMA EQUIVALENT DU SYSTEME G-M



2. FORCE ELECTROMOTRICE DE LA GENERATRICE

En régime nominal de fonctionnement on a :

$$E_g = U_{gn} + R'_g I_{gn}$$

R'_g : Résistance intérieure de l'induit de la génératrice, n'étant pas indiquée dans le catalogue, on la détermine approximativement en admettant que la moitié de toutes les pertes dans la génératrice à la charge nominale sont dues aux pertes dans le cuivre de l'induit.

$$I_{gn} R'_g \approx 0,5(1 - \eta_{gn}) I_{gn} U_{gn}$$

$$R'_g = 0,5(1 - \eta_{gn}) \frac{U_{gn}}{I_{gn}}$$

A.N. $R'_g = 0,5(1 - 0,91) \cdot \frac{660}{341}$

$R'_g = 0,0774 \Omega$

d'où $E_g = 660 + 0,0774 \cdot 341$

$E_g = 686 \text{ V}$

3. RESISTANCE DE L'ENROULEMENT DE COMPENSATION

La résistance de l'enroulement de compensation de la génératrice est approximativement le tiers de la résistance R'_g

$$R_{cg} = \frac{1}{3} \cdot R'_g$$

$R_{cg} = 0,0258 \Omega$

4- RESISTANCE TOTALE DE L'ENROULEMENT D'INDUIT DE LA GENERATRICE :

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

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

$$R_g = 0,0516 \Omega$$

5- F.E.M. DEVELOPPEE PAR LA GENERATRICE EN REGIME

NOMINAL DU MOTEUR :

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

avec. $R_{fil} = 0,006 \Omega$: résistance des fils de connection.

$$E_g = 2 \cdot 305 + 360 (0,0774 + 0,006) = 640V$$

$$E_g = 640V$$

6- RESISTANCE NOMINALE DU SYSTEME G.-M.

$$R_{ns} = \frac{E_g}{I_{gn}} = \frac{640}{341}$$

$$R_{ns} = 1,877 \Omega$$

7- RESISTANCE NOMINALE DU MOTEUR.

$$R_{mn} = \frac{U_{mn}}{I_{mn}} = \frac{305}{360}$$

$$R_{mn} = 0,847 \Omega$$

8- RESISTANCE INTERNE DU CIRCUIT D'INDUIT DES MOTEURS :

$$R'_m = 0,5(1 - \eta_{mn}) \frac{2 U_{mn}}{I_{mn}}$$

$$\eta_{mn} = \frac{P_{mn}}{U_{mn} I_{mn}} = \frac{100 \cdot 10^3}{305 \cdot 360} = 0,91$$

$$R'_m = 0,5(1 - 0,91) \cdot \frac{2 \cdot 305}{360}$$

$$R'_m = 0,07625 \Omega$$

9- RESISTANCE DE L'ENROULEMENT DES PÔLES AUXILIAIRES

cette résistance pour le moteur est indiquée dans le catalogue

$$R_{p.om} = 0,0086 \Omega$$

10. RESISTANCE D'INDUIT DU MOTEUR

$$R_m = 0,5R'_m - R_{pam}$$

$$R_m = 0,5 \cdot 0,07625 - 0,0086$$

$$\underline{R_m = 0,0295 \Omega}$$

11. RESISTANCE TOTALE DU CIRCUIT D'INDUIT DU SYSTEME G M

$$R_o = R'_m + R'_g + R_{fil}$$

$$\underline{R_o = 0,16 \Omega}$$

12. RESISTANCE DE BASE DU SYSTEME POUR L'ASSERVISSEMENT EN TENSION:

$$R_b = R_o - R_g$$

$$R_b = 0,16 - 0,0516 = 0,1084 \Omega$$

13. RESISTANCE DE MESURE DU CIRCUIT D'INDUIT POUR L'ASSERVISSEMENT EN COURANT.

$$R_u = R_{pam} + R_{fil} + R_{pag}$$

$$\underline{R_u = 0,0184 \Omega}$$

V DETERMINATION DU TEMPS DU CYCLE

Le cycle complet de fonctionnement de l'excavateur est la somme du temps de marche avant, marche arrière et de pause.

Le temps de pause comprend le temps de creusée et le temps de décharge pendant lesquels les moteurs d'entraînement de la plate forme de rotation sont à l'arrêt.

La durée des régimes transitoires telque le démarrage et le freinage influe sur la productivité du mecanisme entraîné.

La détermination de la durée des régimes transitoires est basée sur l'étude de l'équation de mouvement du dispositif de commande.

1. EQUATION DE MOUVEMENT DU DISPOSITIF DE COMMANDE

L'équation d'équilibre des couples pour un mouvement de rotation a la forme suivante :

$$C - C_s = J \frac{d\omega}{dt} \quad (1)$$

Le couple C développé par le moteur est équilibré par le couple résistant statique C_s sur son arbre et le couple dynamique $J \frac{d\omega}{dt}$.
Jetant le moment d'inertie de toutes les masses tournantes du système,

$$J = M \rho^2 = \frac{GD^2}{4g} \quad \text{en } \text{Kg m}^2$$

où ρ et D sont le rayon et le diamètre de giration, en m

G : la force de la pesanteur, en N

$g = 9,81 \text{ m/s}^2$, accélération de la pesanteur.

En remplaçant respectivement dans la formule (1) J et ω par $\frac{GD^2}{4g}$ et n (en tr/mn) on obtient.

$$C - C_s = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}$$

avec $GD^2 = 4gJ$ en Nm^2 : moment de Giration.

Analysant l'équation (1) :

- * Pour $C > C_s$ et $\frac{d\omega}{dt} > 0$ Le dispositif de commande est accéléré (démarrage)
- * Pour $C < C_s$, $\frac{d\omega}{dt} < 0$: Le dispositif de commande ralenti (freinage)
- * Pour $C = C_s$, $\frac{d\omega}{dt} = 0$: L'installation fonctionne en régime permanent (mouvement uniforme).

a - si $C > C_s$ dans ce cas le couple dynamique est positif

$$C - C_s = J \frac{dn}{dt} \text{ d'où } dt = \frac{J}{C - C_s} dn$$

En intégrant cette équation on obtient :

$$t_{12} = \int_{n_1}^{n_2} \frac{J dn}{C - C_s}$$

Dans notre cas, nous avons : $J = \text{cte}$, $C = \text{cte}$ et $C_s = \text{cte}$ pour chaque portion . on a alors :

$$t_{12} = J \frac{n_2 - n_1}{C - C_s} = t_d$$

cette équation nous permet de calculer le temps de démarrage du moteur . C'est le temps nécessaire pour amener la vitesse de rotation de $n_1 = 0$ à $n_2 = 750 \text{ tr/mn}$.

b - si $C < C_s$ dans ce cas le couple dynamique a une valeur négative, le dispositif de commande ralentit et l'équation des couples aura la forme suivante :

$$-C - C_s = J \frac{dn}{dt} \text{ d'où } dt = -\frac{J}{C + C_s} dn$$

en intégrant cette équation on obtient :

$$t_{12} = \int_{n_1}^{n_2} -\frac{J dn}{C + C_s}$$

$$\text{d'où } t_{12} = \frac{J (n_1 - n_2)}{C + C_s} = t_f$$

cette équation nous permet de calculer le temps de freinage du moteur . C'est le temps nécessaire pour ramener la vitesse de rotation de $n_1 = n_2 = 750 \text{ tr/mn}$ à l'arrêt $n_2 = 0$.

2 - Durée de démarrage (pelle chargée et pelle vide), t_{dc} , t_{dv}

$$t_{dc} = J_c \frac{n_n}{2C_e - C_s}$$

$$t_{dv} = J_v \frac{n_n}{2C_e - C_s}$$

le couple $C \approx C_e$ couple électromagnétique du moteur
On prend $2C_e$ puisqu'on a deux moteurs en série.
Avec $J_c = 1,5 \text{ Kg.m}^2$ donné par le cahier de charge.

$$J_v = 80\% J_c = 1,2 \text{ Kg.m}^2$$

d'autre part nous avons la relation qui donne la constante de temps électromécanique du système

$$\theta_0 = J_c \frac{R_0}{c_e c_m}$$

c_e : coefficient du couple électromagnétique

$$c_e = \frac{2U_{mn} - R'_m I_{mn}}{n_{mn}} = \frac{2.305 - 0,07625.360}{750}$$

$$c_e = 0,7767 \text{ V.mn/tr} = 7,417 \text{ V.s/ed}$$

On prend $c_m = 1,03 c_e$

c_m : coefficient du couple moteur

$$c_m = 0,754 \text{ V.mn/tr}$$

on aura alors :

$$\theta_0 = \frac{J_c R_0}{c_e c_m} = \frac{1,5 \cdot 0,16}{0,7767 \cdot 0,754}$$

$$\theta_0 = 0,4 \text{ s}$$

* Couple électromagnétique du moteur

$$C_e = \frac{c_e}{2} \cdot I_{mn} = \frac{7,417}{2} \cdot 360 = 1335 \text{ N.m.} \\ = 136,09 \text{ Kg.m.}$$

Pour les deux moteurs

$$2C_e = 272,20 \text{ Kg.m.}$$

* Couple nominal du moteur :

$$C_n = \frac{P_{mn}}{\omega} = \frac{100 \cdot 10^3 \cdot 30}{\pi \cdot 750} = 1273,23 \text{ mN}$$

$$= \underline{129,79 \text{ Kg.m}}$$

* Couple maximum admissible :

$$C_{max} = 1,7 C_n = 1,7 \cdot 129,79$$

$$\underline{C_{max} = 220 \text{ Kg.m}}$$

* Couple statique :

$$C_s = 20\% \cdot C_{max}$$

$$\underline{C_s = 44 \text{ Kg.m}}$$

On obtient ainsi :

- Le temps de démarrage avec la pelle chargée

$$t_{dc} = 1,5 \frac{750}{272,2 - 44}$$

$$\underline{t_{dc} = 4,93 \text{ s}}$$

- Le temps de démarrage avec la pelle vide :

$$t_{dv} = 0,8 t_{dc} = 0,8 \cdot 4,93$$

$$\underline{t_{dv} = 3,94 \text{ s}}$$

3 - Durée de freinage (pelle chargée et pelle vide)

$$* t_{fc} = J_c \cdot \frac{n_{mn}}{2C_e + C_s} = 1,5 \cdot \frac{750}{272,2 + 44}$$

$$\underline{t_{fc} = 3,56 \text{ s}}$$

$$* t_{fv} = 0,8 t_{fc} = 0,8 \cdot 3,56$$

$$\underline{t_{fv} = 2,85 \text{ s}}$$

4 - Détermination de la durée du régime permanent en charge

Pour cela, nous devons nous fixer un angle de rotation de l'excavateur et le coefficient de réduction de vitesse.

$$\alpha = 90^\circ \quad \text{et} \quad K = 360$$

On détermine les angles de rotation pendant le démarrage et le freinage, ce qui nous donne l'angle de rotation en régime permanent. Ceci nous permettra de calculer le temps du régime permanent.

* Accélération en charge :

$$\gamma_{dc} = \frac{\Delta n}{\Delta t} = \frac{n_n}{t_{dc}} = \frac{12,5}{4,93} \quad \gamma_{dc} = 2,53 \text{ tr/s}^2$$

* Nombre de tours effectués pendant ce temps par le moteur :

$$\theta_{dc} = \int_0^{t_{dc}} \gamma_{dc} \cdot dt = \frac{1}{2} \gamma_{dc} \cdot t^2 \Big|_0^{4,93} \quad \theta_{dc} = 30,75 \text{ tr}$$

* Nombre de tours effectués par l'excavateur :

$$\theta'_{dc} = \frac{\theta_{dc}}{K} = \frac{30,75}{360} = 0,085 \text{ tr}$$

* Angle de rotation correspondant à θ'_{dc}

$$\alpha_{dc} = \frac{0,085 \times 360}{1} = 30,75 \quad \alpha_{dc} = 30,75$$

Pour le freinage on procède de la même manière que pour le démarrage :

$$\gamma_{fc} = \frac{n_{mn}}{t_{fc}} = \frac{12,5}{3,56} \quad \gamma_{fc} = 3,51 \text{ tr/s}^2$$

$$\theta_{fc} = \frac{1}{2} \cdot 3,51 (3,56)^2 = 22,24 \text{ tr}$$

$$\alpha_{fc} = 22,24$$

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

$$\alpha_{muc} = 90^\circ - (30,75^\circ + 22,24) = 37^\circ$$

* le nombre de tours effectués par le moteur pendant cette rotation :

$$\theta_{muc} = 37 \text{ tr}$$

* Temps du mouvement uniforme en charge :

$$t_{muc} = \frac{\theta_{muc}}{n_{mn}} = \frac{37}{12,5} = 2,96 \text{ s} \quad \underline{t_{muc} = 2,96 \text{ s}}$$

d'où le Temps de rotation en charge :

$$t_{rc} = t_{dc} + t_{muc} + t_{fc} \quad \underline{t_{rc} = 11,45 \text{ s}}$$

5. Détermination de la durée du régime permanent à vide:

La méthode étant identique à la précédente, on trouve:

- Au démarrage, la pelle vide:

$$* \gamma_{dv} = \frac{12,5}{3,94} = 3,17 \text{ s}$$

$$* \theta_{dv} = \frac{1}{2} \cdot 3,17 (3,94)^2 = 24,62 \text{ tr}$$

$$* \alpha_{dv} = 24,62$$

- et au freinage, la pelle vide:

$$* \gamma_{fv} = \frac{11,5}{2,85} = 4,38$$

$$* \theta_{fv} = \frac{1}{2} \cdot 4,38 (2,85)^2 = 17,8 \text{ tr}$$

$$* \alpha_{fv} = 17,8$$

d'où on a pour le mouvement uniforme

$$* \alpha_{muv} = 90^\circ - (24,62 + 17,8) = 47,58$$

$$* \theta_{muv} = 47,58 \text{ tr}$$

$$* t_{muv} = \frac{47,58}{12,5} = 3,8 \text{ s}$$

$$\underline{t_{muv} = 3,8 \text{ s}}$$

Le temps de rotation à vide:

$$t_{rv} = t_{dv} + t_{muv} + t_{fv}$$

$$\underline{t_{rv} = 10,6 \text{ s}}$$

6. Durée de travail du moteur d'entraînement:

$$t_t = t_{rc} + t_{rv} = 11,45 + 10,6$$

$$\underline{t_t = 22 \text{ s}}$$

7. Durée du cycle complet.

$t_{cy} = t_t + t_p$ avec t_p : temps de pause du système.

le cahier de charge nous impose un facteur de marche F.M.=50;

$$F.M. = \frac{t_t}{t_t + t_p} \cdot 100 \Rightarrow t_p = t_t = 22 \text{ s d'où}$$

$$\underline{t_{cy} = 44 \text{ s}}$$

8. Calcul du couple équivalent:

Le couple équivalent en tenant compte du fait que le flux est constant, est donné par la relation:

$$C_{eq} = 0,5 \sqrt{\frac{C_0^2 t_0 + C_1^2 t_1 + C_2^2 t_2 + C_3^2 t_3 + C_4^2 t_4 + C_5^2 t_5}{t_0 + t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5}}$$

$$C_{eq} = 0,5 \sqrt{\frac{0 + (440)^2 \cdot 4,33 + (44)^2 \cdot 2,96 + (396)^2 \cdot 3,56 + (440)^2 \cdot 3,94 + (44)^2 \cdot 2,96}{44}}$$

$$\sum_{i=0}^5 t_i = t_{cycle} = 44$$

$C_{eq} = 124,67 \text{ Kg.m.}$ comme le couple nominal du moteur choisi est : $C_n = 129,79 \text{ Kg.m}$ on a :

$$C_{eq} < C_n$$

On peut conclure que le moteur choisi convient à l'entraînement de l'excavateur.

* Puissance équivalente:

$$P_{eq} = C_{eq} \omega = 124,67 \cdot 9,81 \cdot \frac{\pi 750}{30} = 96,05 \text{ Kw}$$

Comme $P_n = 100 \text{ Kw}$ pour le moteur choisi on a donc :

$$P_{eq} < P_n$$

* Puissance absorbée par les deux moteurs

$$P_a = 2 U_{mn} \cdot I_{mn} = 2 \cdot 305 \cdot 360 = 219,6 \text{ Kw.}$$

Conclusion: Pour alimenter ce groupe moteur nous devons prendre une génératrice de puissance supérieure ou égale à la puissance absorbée par les moteurs.

La génératrice choisie est du Type MH 314-12/41, convient donc parfaitement.

VI DETERMINATION DES CONSTANTES DE TEMPS
ELECTROMAGNETIQUES:

α - constante de temps de l'enroulement d'excitation de la génératrice:

Par définition, l'inductance d'une bobine est: $L = \frac{d\phi}{di}$
pour une machine ayant $2p$ pôles et n_{sp} spires par pôle.
l'inductance sera:

$$L = \frac{d(2p \cdot n_{sp} \cdot \phi)}{di} \quad \text{et} \quad di = d\left(\frac{F}{n_{sp}}\right)$$

Pour la génératrice on aura donc.

$$L_{ex} = \frac{d(2p \cdot n_{sp} \cdot \phi)}{d\left(\frac{F}{n_{sp}}\right)} = 2p \cdot n_{sp}^2 \cdot \frac{d\phi}{dF}$$

la génératrice fonctionne en régime non saturé, la variation du flux est donc linéaire.

Au point de fonctionnement nominal (en négligeant le flux résiduel) on a:

$$L_{ex} = 2p \cdot n_{sp}^2 \cdot \frac{\phi_n}{F_n}$$

d'autre part: $C_{eg} = K_g \phi_n$.

$$\text{avec. } C_{eg} = \frac{U_{gn} + I_{gn} R'_g}{n_{ng}} = \frac{660 + 341 \cdot 0,0774}{1000} = 0,6864 \text{ Vmm/16}$$

$$\text{et } K_g = \frac{pN}{60a} = \frac{2 \cdot 342}{60 \cdot 2} = 5,7$$

$$\text{d'où } \phi_n = \frac{C_{eg}}{K_g} = \frac{0,6864}{5,7} = 0,12 = 12 \cdot 10^{-2} \text{ wb.}$$

$$F = n_{sp} \cdot I_{ex} = 324 \cdot 20,8 = 6739,2 \text{ At}$$

$$\text{d'où } L_{ex} = 2 \cdot 2 \cdot 324^2 \cdot \frac{12 \cdot 10^{-2}}{6739,2} \quad \underline{L_{ex} = 7,477 \text{ H}}$$

La résistance de l'enroulement d'excitation de la génératrice

$$R_{ex} = \frac{U_{exn}}{I_{exn}} = \frac{80}{20,8} = 3,8 \Omega$$

La constante de temps de l'enroulement d'excitation de G:

$$T_{ex} = \frac{L_{ex}}{R_{ex}} = \frac{7,477}{3,8} \quad \underline{T_{ex} = 1,95 \text{ s}}$$

b. Constante de temps de l'enroulement d'induit de la génératrice:

$$L_g = K_g \frac{U_{gn}}{2p N_{gn} I_{gn}} = \frac{5,7 \cdot 660}{2 \cdot 2 \cdot 1000 \cdot 341} = 2,76 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$T_g = \frac{L_g}{R'_g} = \frac{2,76 \cdot 10^{-3}}{0,0774} = 35,6 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad \underline{T_g = 0,035 \text{ s}}$$

c. Constante de temps de l'enroulement d'induit du moteur:

$$L_m = K_m \frac{U_{mn}}{2p N_{mn} \cdot I_{mn}} = \frac{10 \cdot 305}{2 \cdot 2 \cdot 750 \cdot 360} = 2,82 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$T_m = \frac{L_m}{R_m} = \frac{2,82 \cdot 10^{-3}}{0,038} \quad \underline{T_m = 0,074 \text{ s}}$$

d. Constante de temps électromagnétique du système G-M

$$L_0 = L_g + 2L_m \\ = (2,76 + 2 \cdot 2,82) \cdot 10^{-3} = 8,4 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$T_0 = \frac{L_0}{R_0} = \frac{8,4 \cdot 10^{-3}}{0,16} \quad \underline{T_0 = 0,0525 \text{ s}}$$

CHAPITRE III

ETUDE ET CALCUL
DU GROUPE CONVERTISSEUR
TRANSFORMATEUR

I. GENERALITES

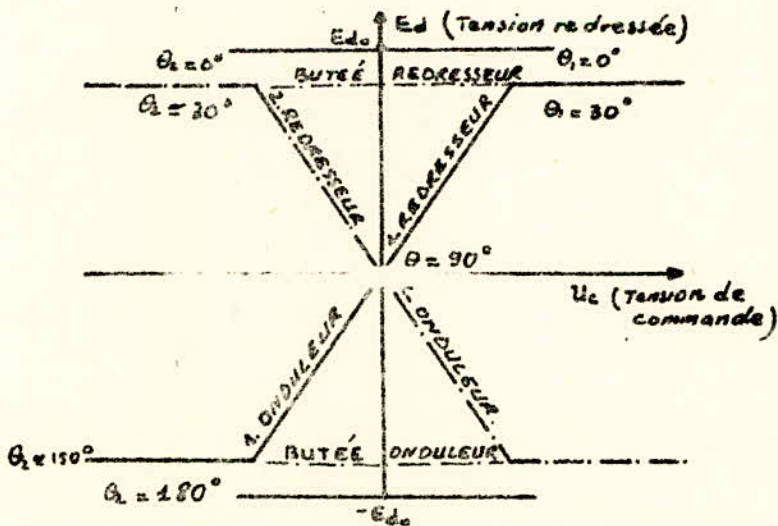
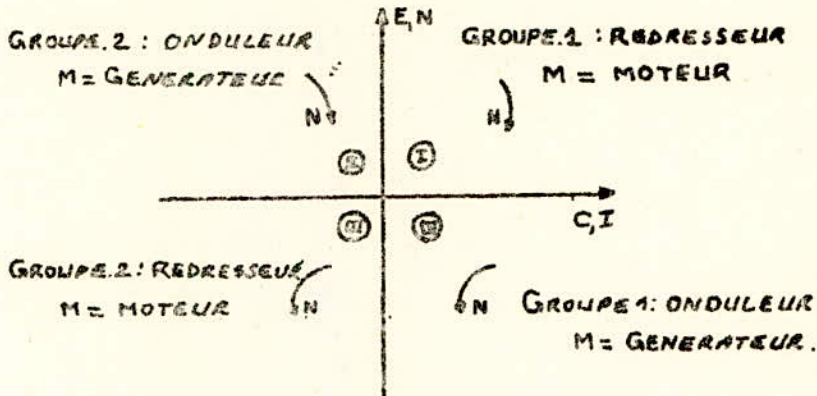
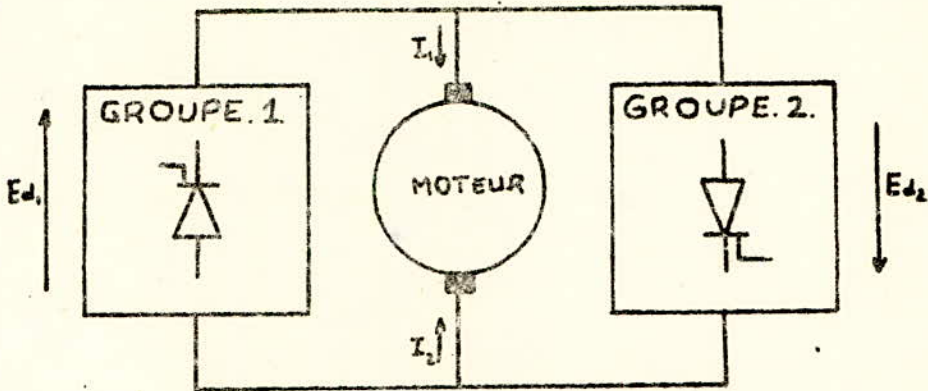
Lors de son fonctionnement le moteur d'entraînement subit diverses contraintes s'il doit assurer fréquemment des démarrages et des freinages brusques ainsi que des inversions de sens de rotation. La figure 1, représente les quatre régimes de fonctionnement du moteur. Dans les quadrants I et III il fonctionne en régime moteur avec des sens de rotations inversés l'un de l'autre. Dans les quadrants II et IV il fonctionne en régime génératrice-frein. Le système alimentant un tel moteur doit assurer les changements de tension et de courant qui permettent le passage d'un régime de fonctionnement à l'autre.

Si la puissance du moteur est faible, son alimentation peut être assurée directement par un groupe convertisseur à base de thyristors réversible, c'est à dire il peut fonctionner soit en redresseur soit en onduleur.

Dans notre cas, où la puissance du moteur est relativement grande, nous ne pouvons utiliser un tel mode d'alimentation, vue la limitation des performances des Thyristors.

C'est l'une des raisons qui nous impose le choix du système Générateur-Moteur. L'asservissement de la vitesse, ainsi que l'inversion du sens de rotation du moteur seront obtenus par le réglage du courant dans l'enroulement d'excitation de la génératrice. Pour cela, nous alimentons l'inducteur de la génératrice par l'intermédiaire d'un groupe convertisseur alternatif-continu réversible.

Figure 1



Caractéristiques $E_d = f(U_a)$ d'un convertisseur réversible anti-parallèle à "circulation de courant".

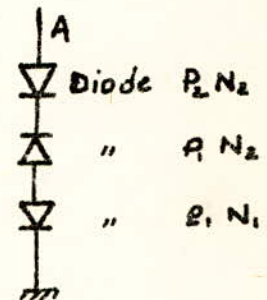
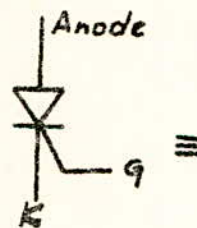
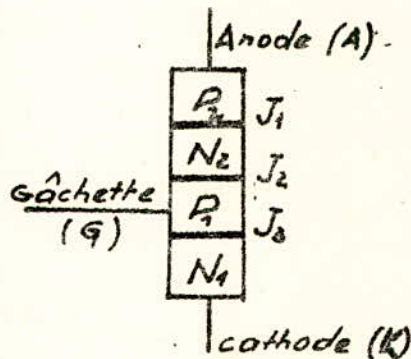
A. ETUDE DU CONVERTISSEUR REVERSIBLE ALTERNATIF - CONTINU

I. LES THYRISTORS.

Commutateur presque idéal, redresseur et Amplificateur tout à la fois, le Thyristor constitue un composant de choix pour l'électronique de puissance. Il s'impose dans beaucoup de domaines et particulièrement dans les variations de vitesse des moteurs à courant continu ou à courant alternatif.

1. structure et symbole :

Le thyristor est un semi-conducteur solide au silicium à quatre couches alternativement P et N. Les trois couches forment trois jonctions J_1, J_2, J_3 .



Deux connections principales sont réalisées pour l'anode et la cathode. La conduction, dans le sens direct (courant de l'anode vers la cathode) est commandée par une électrode appelée gâchette. Le Thyristor est un dispositif unidirectionnel, il ne laisse passer le courant que dans un seul sens, après qu'un signal de commande ait été appliqué à sa gâchette.

2- Le Thyristor sous tension (état bloqué)

- Si l'anode (A) est positive, le dispositif est polarisé en direct mais la diode P_1N_2 bloque la tension.

- Si à l'inverse, l'anode est négative, les diodes P_2N_2 et P_1N_1 sont polarisées en inverse, la diode P_2N_2 limite le courant inverse de fuite.

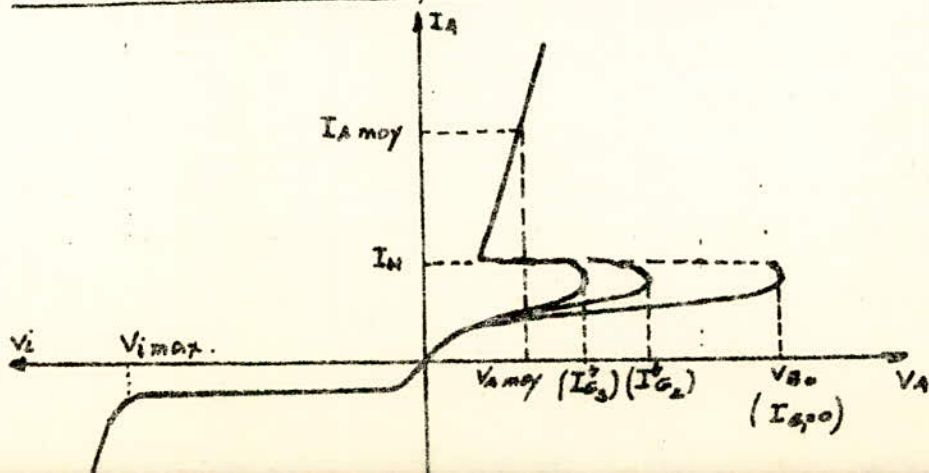
- En pratique, la tension maximale est limitée par la tension d'avalanche des diodes P_2N_2 et P_1N_2 .

3- Le Thyristor polarisé en direct:

- La tension anode-cathode est positive, les jonctions J_1 et J_3 sont polarisées en direct, la jonction J_2 est polarisée en inverse. La structure PNPN, bien que polarisée en direct, est alors bloquée et offre une forte impédance au passage du courant.

Pour amorcer le Thyristor, il faut soit augmenter la tension directe (i.e. accroissement du courant de fuite) jusqu'à une valeur V_{B0} , dite tension de retournement, soit par action sur la gâchette en injectant un courant I_g dont la polarité est positive par rapport à la cathode (K). La tension critique d'amorçage sera d'autant plus faible que le courant I_g est important.

4- courbe caractéristique du Thyristor



5. Importance de la vitesse de croissance du courant

Lors du processus d'amorçage, la zone de conduction est réduite à une portion de l'émetteur voisine de l'électrode de commande. Si lors de cette phase le circuit extérieur impose une croissance rapide de l'intensité, la densité de courant traversant la surface amorcée pourra atteindre une valeur importante parallèlement, la croissance de la tension aux bornes du dispositif, lors du passage de l'état bloqué à l'état passant, ne s'effectue pas instantanément. Par conséquent, il y aura présence simultanée du courant et de la tension.

Fonction de ces deux paramètres, la puissance instantanée peut atteindre des valeurs élevées. L'énergie dissipée dans un faible volume engendre alors un échauffement considérable, qui lorsque la limite thermique sera atteinte, détruira par fusion du silicium le domaine conducteur, c'est la destruction par di/dt .

6. Courant d'accrochage et courant de maintien

Pour s'amorcer, le Thyristor doit être parcouru par un courant suffisant dont la valeur nominale est dite courant d'accrochage (I_L).

Si l'on supprime l'impulsion de gâchette avant que la valeur I_L du courant d'anode soit atteinte, le Thyristor ne s'amorce pas. Ce courant varie avec la longueur et l'intensité de l'impulsion de commande.

Cette valeur I_L est, en général, de deux à trois fois la valeur du courant de maintien I_M qui, une fois que l'impulsion de la gâchette a disparu, suffit pour maintenir l'amorçage.

7. Désamorçage :

Le désamorçage des Thyristors se produit lorsque le courant d'anode est réduit en dessous du seuil I_H , courant de maintien, ou tout simplement lorsque le courant d'anode I_A s'annule.

8. Pente de la tension :

La vitesse excessive de croissance de la tension appliquée entre anode et la cathode (Le dV/dt) risque de provoquer l'amorçage du Thyristor bloqué en l'absence du signal de gâchette. Ce phénomène est dû à la capacité interne du Thyristor, laquelle se charge à un courant $i = C dV/dt$ qui peut être suffisant, si dV/dt est grand pour déclencher l'amorçage du Thyristor.

9. Régime de conduction directe :

En régime de conduction directe un Thyristor provoque une chute de tension relativement réduite (de 1 à 3V) cette tension est fonction du niveau de courant qui le traverse. Mais en général, on néglige une telle variation et on prend cette chute de tension directe égale à 1,5 pour tout les Thyristors.

II. MODE DE FONCTIONNEMENT D'UN

CONVERTISSEUR REVERSIBLE SUR INDUCTEUR

Les convertisseurs alternatif-continu réversibles sont utilisés essentiellement pour la commande des moteurs à courant continu par induit ou par inducteur, devant opérer des inversions de marche ou des freinages et démarrages contrôlés. Dans le cas d'une commande par induit il y a inversion du courant d'induit pendant le freinage et inversion de rotation avec récupération d'énergie sur groupe onduleur.

Dans le cas d'une commande par inducteur, la récupération d'énergie électromagnétique emmagasinée dans l'inducteur se fait sur groupe onduleur mais sans inversion du courant d'induit.

La récupération se fait donc sans basculement, sur le même groupe que celui utilisé primitivement pour la marche en redresseur, ceci jusqu'à obtention du courant nul. L'inversion du courant s'effectue par la mise en oeuvre du second groupe qui opère alors en redresseur (fig 2)

La séquence de commande des alimentations réversibles d'inducteurs reste la même que celle d'induits. Toute fois certaines fonctions doivent être adaptées. Les difficultés viennent du fait que la conduction discontinue du courant n'est atteinte qu'à de très faibles intensités.

Le niveau de courant à la limite discontinu-continu de la conduction est du même ordre de grandeur que la sensibilité du détecteur de courant nul et que le courant de maintien I_H des Thyristors.

Souvent il est nécessaire de placer une résistance en parallèle avec l'inducteur, pour assurer un courant discontinu. En effet, si l'on suppose que le courant est encore en conduction continu, lorsqu'on atteint le courant de maintien I_H du Thyristor celui-ci se désamorce et coupe le courant inducteur d'où une surtension importante, ($U = L \frac{di}{dt}$) limitée uniquement par la résistance en parallèle. Cette surtension peut provoquer la défaillance des Thyristors. Pour éviter ce phénomène nous utiliserons des impulsions larges (ou train d'impulsions) pour la commande des Thyristors. Ainsi les Thyristors ne se désamorcent pas pour I_H (fonctionnement en transistors) et l'on peut atteindre sans difficulté le courant discontinu et le seuil qui autorisera une inversion en règle.

figure 2

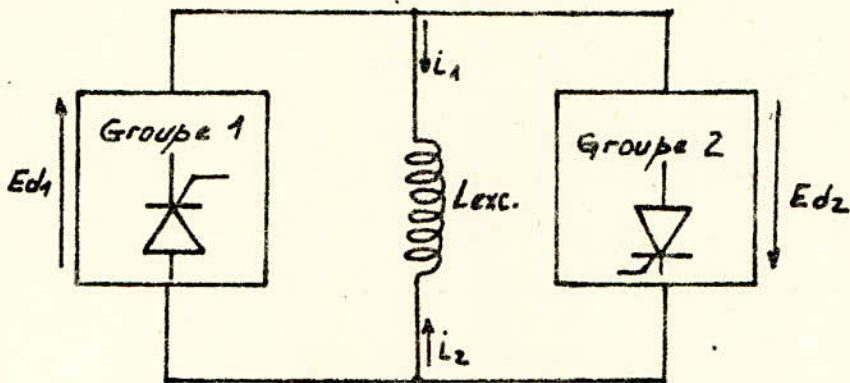
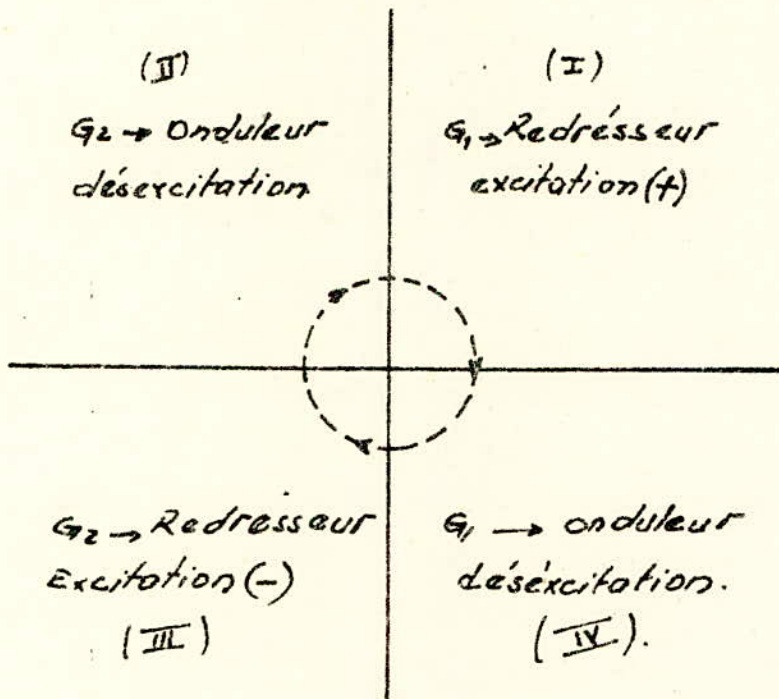


schéma simplifié d'une commande réversible
d'un moteur à courant continu par les inducteurs



III. REGLAGE DE PHASE

1. Definitions:

Nous rappelons qu'un thyristor est une soupape munie d'une électrode de commande: la gâchette.

- En l'absence du courant de commande dans la gâchette le thyristor est bloqué.

- Lorsque l'anode est positive par rapport à la cathode, un courant de gâchette déclenche le thyristor (amorçage).

- Le thyristor ne peut être bloqué par sa gâchette, il est bloqué par l'interruption ou l'inversion de la tension d'anode. Nous signalons qu'ils existent des thyristors spéciaux à blocage par la gâchette.

Dans notre étude nous ne considérons que des tensions d'alimentation alternatives, les convertisseurs alternatif continu partent directement de la tension du réseau par l'intermédiaire d'un transformateur.

- Le réglage de phase est un procédé pour faire varier l'instant de la période à partir de laquelle conduit un redresseur à électrode de commande.

- L'angle de retard θ est l'intervalle de temps, exprimé en unité d'angle électrique, pendant lequel le point de départ de la commutation est retardé par le réglage de phase.

- Le coefficient de réglage est le rapport de la tension continue, pour un angle de retard donné, à la tension continue, pour un angle de retard nul, en supposant nulles toutes les chutes de tension.

Il s'agit de la tension redressée moyenne notée U_c pour l'angle de retard θ , et U_{c0} pour $\theta = 0$

$$\text{Coefficient de réglage} \quad K_p = \frac{U_c}{U_{c0}}$$

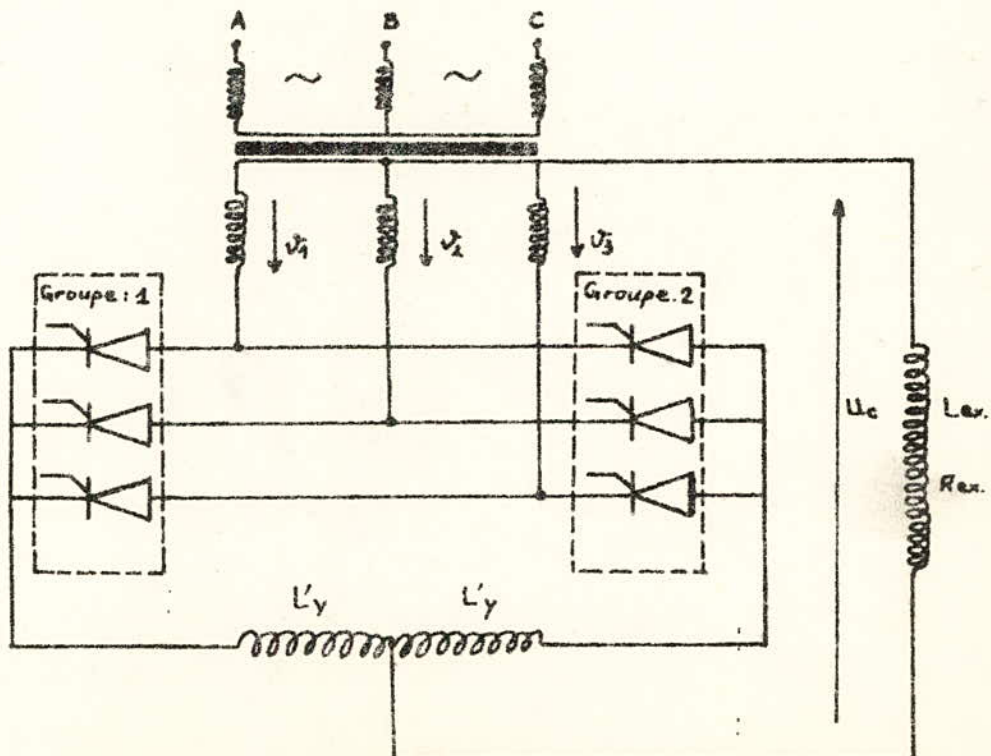
- La tension, le courant et la puissance fournis par une soupape à réglage de phase diminuent lorsqu'on augmente l'angle de retard θ .

b. Avantage du réglage de phase:

Il consomme une faible puissance, et peut être réalisé automatiquement par un courant faible, procédé permettant la régulation et l'asservissement à diverses grandeurs physiques. De plus il est simple et rapide avec un bon rendement.

IV. CHOIX DU SYSTEME CONVERTISSEUR:

Nous avons choisi le système composé de deux montages triphasés simple voie montés en antiparallèle. la figure 3 représente un tel système.



Les deux montages triphasés montés en parallèle sont identiques, mais l'un fonctionne en redresseur alors que l'autre fonctionne en onduleur. Dans ce cas les angles de retard à l'amorçage doivent être supplémentaires pour que les tensions redressées aux bornes des deux montages soient égales en valeur absolue. ($\theta_1 + \theta_2 = \pi$).

Aux chutes de tension près, la tension redressée aux bornes d'un des deux montages est donnée par la relation:

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

Pour le fonctionnement en redresseur on doit avoir

$$0^\circ < \theta < 90^\circ$$

Pour le fonctionnement en onduleur

$$90^\circ < \theta < 180^\circ$$

Nous avons deux possibilités pour commander un tel système, soit utiliser une commande normale, soit utiliser une commande sélective.

Avec une commande normale, c'est à dire les deux groupes fonctionnant simultanément, l'un en onduleur l'autre en redresseur, il apparaît un courant de circulation I_y qui parcourt le circuit fermé, formé par les deux montages triphasés. Il est nécessaire dans ce cas d'insérer dans ce circuit une inductance L_y qui limitera ce courant de circulation.

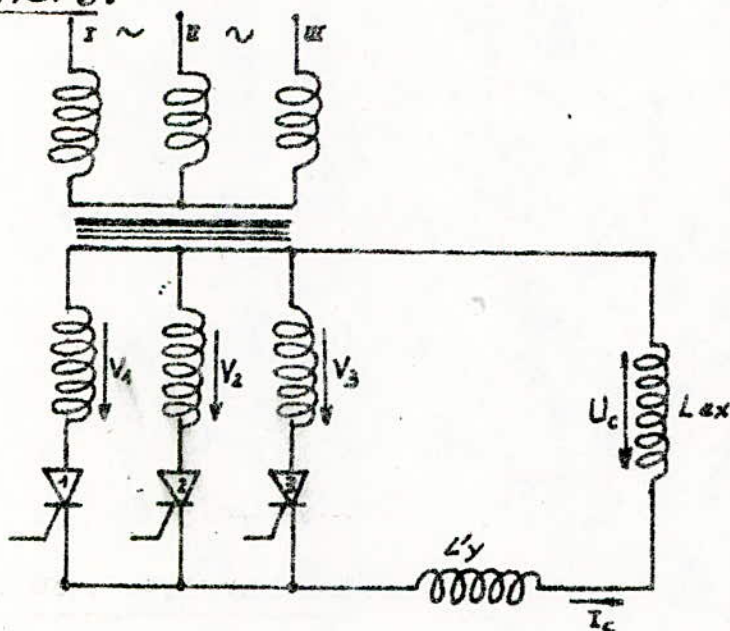
Avec la commande sélective, le courant de circulation est éliminé. En effet avec ce type de commande, si l'un des groupes fonctionne soit en onduleur, soit en redresseur l'autre reste bloqué. Il n'y a donc pas de circuit fermé.

Pour des raisons de simplicité et d'économie, nous utiliserons la commande normale. Vu que le courant de circulation est très faible, avec une inductance L_y de limitation de courant de circulation telle que: $L_y = 2L_y$.

V - TENSION REDRESSEE

L'étude du système composé de deux montages triphasés simple voie peut être faite sur un seul des montages.

a. schéma de montage d'un système triphasé simple voie équilibré:



b. forme de la tension aux bornes du circuit continu:

Les tensions simples au secondaire du transformateur:

$$v_1 = V_m \cos \omega t$$

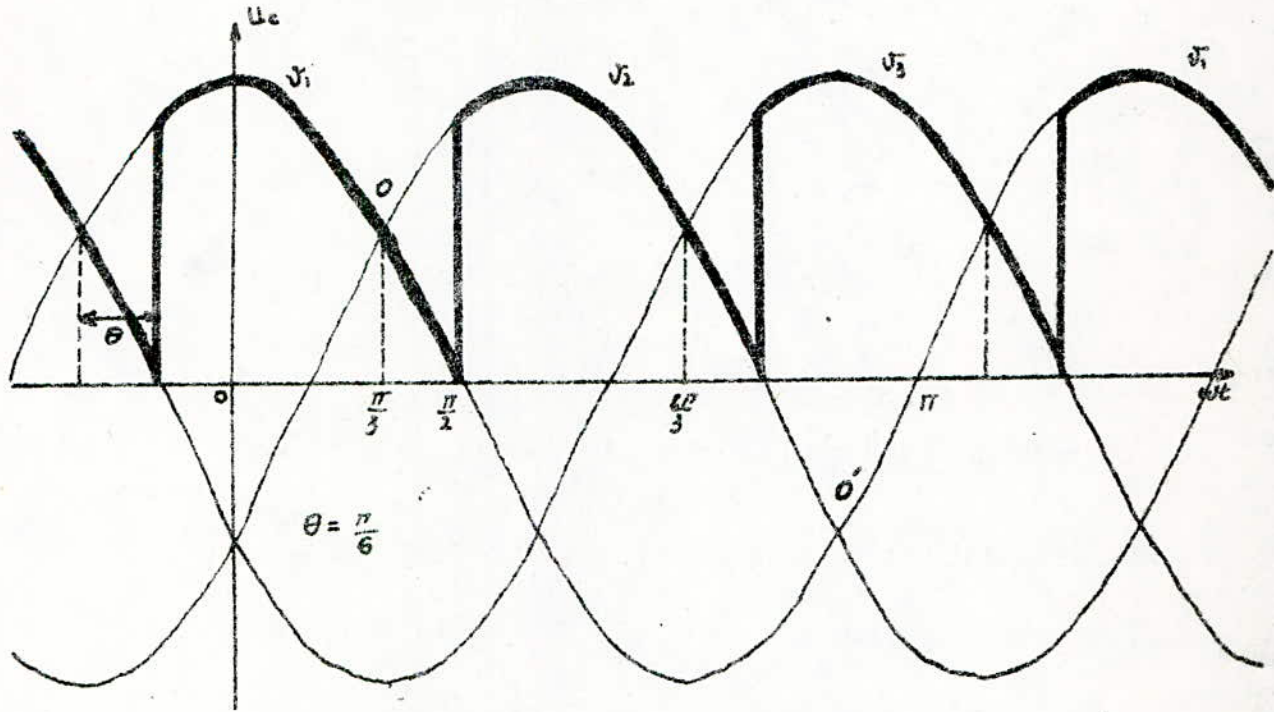
$$v_2 = V_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

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

$$\Rightarrow \begin{cases} v_1 = V_m \cos x \\ v_2 = V_m \cos \left(x - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_3 = V_m \cos \left(x - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases}$$

V_m : Amplitude maximale de la tension simple dans un phase

Nous représentons sur la figure (5) les courbes de v_1, v_2, v_3 ainsi que la tension redressée U_c dans le circuit continu, la déphasage entre les tensions simples étant de $\frac{2\pi}{3}$



Les courbes de v_1 et v_2 se coupent en O et O' . L'intervalle OO' est égale à π , dans cette intervalle la valeur instantanée de v_2 est supérieure à v_1 .

Supposons qu'avant l'instant de commande du Thyristor (2), en retard de θ sur le point d'intersection O , le thyristor (2) soit bloqué et que le courant continu i_c passe par le thyristor (1). La tension continue U_c est alors égale à v_1 si la Thyristor est parfait. La commutation de thyristor (1) au thyristor (2) est possible tant que $0 < \theta < 180^\circ$, si la commutation est instantanée, le courant i_c se trouve transféré sur le thyristor (2) et la tension U_c se confond alors avec v_2 .

Supposons que l'on répète la commutation pour tous les couples de phases successives, avec la même valeur de l'angle de retard à l'amorçage θ . On voit alors que la tension instantanée U_c aux bornes du circuit continu est formée d'une

succession d'arcs de sinusoides tous identiques et qui se succèdent à des intervalles de $\frac{2\pi}{3}$.

Le passage d'un arc au suivant se fait par une discontinuité en retard d'un angle θ sur le point d'égalité des deux courbes considérées.

c. Valeur moyenne de la tension aux bornes du circuit:

Dans l'intervalle $-\frac{\pi}{3} + \theta$ et $\frac{\pi}{3} + \theta$ la tension instantanée u_c est égale à v_1 .

$$u_c = v_1 = V_m \cos x \quad \text{avec } x = \omega t.$$

Dans cette intervalle la valeur moyenne de la tension redressée est:

$$U_c = \frac{1}{T} \int_{\theta - \frac{\pi}{3}}^{\theta + \frac{\pi}{3}} V_m \cos x \, dx \quad \text{avec } T = \frac{2\pi}{3}$$

d'où

$$U_c = \frac{3}{2\pi} \int_{\theta - \frac{\pi}{3}}^{\theta + \frac{\pi}{3}} V_m \cos x \, dx = \frac{3}{2\pi} V_m \left[\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \right]$$

$$U_c = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \theta = 0,827 V_m \cos \theta$$

U_c est fonction de l'angle de retard à l'amorçage θ
 si $\cos \theta > 0 \Rightarrow U_c > 0$: le montage fonctionne en redresseur
 si $\cos \theta < 0 \Rightarrow U_c < 0$: le montage fonctionne en onduleur
 si $\cos \theta = 1 \Rightarrow U_{c0} = 0,827 V_m$ c'est le cas d'une commutation naturelle ($\theta = 0$). La tension moyenne redressée a la plus grande valeur possible. On peut donc écrire :

$$U_c = U_{c0} \cdot \cos \theta \quad \text{avec } U_{c0} = 0,827 V_m.$$

Lorsqu'on fait varier θ de 0 à $\frac{\pi}{2}$, la tension moyenne redressée est réduite dans le rapport $\cos \theta$. Nous avons ainsi un redresseur à réglage de phase de la tension par retard à la commutation. Comme ce retard θ peut être d'une manière quelconque par des dispositifs

consommant peu d'énergie. Nous avons ainsi un moyen de réglage très simple et très souple. Ce réglage se fait sans perte d'énergie active, mais avec une consommation d'énergie réactive, car le facteur de puissance alternatif est de l'ordre de $\cos \theta$

d. Harmoniques de la tension du circuit continu.

Le développement en série de Fourier de la tension redressée instantanée u_c montre qu'elle est la somme de sinusoides de fréquences égales à k fois celle de u_c qui est elle-même trois fois celle du réseau.

La tension continue aux bornes du convertisseur à trois phases renferme donc les harmoniques de tous les rangs multiples de trois de la fréquence du réseau.

$$u_c = U_c + A_1 \sin 3y + B_1 \cos 3y + A_2 \sin 6y + B_2 \cos 6y + \dots + A_k \sin 3ky + B_k \cos 3ky + \dots$$

où $y = x - \theta$ obtenu en faisant un changement d'axe pour faciliter les intégrations.

entre $y = -\frac{\pi}{3}$ et $y = \frac{\pi}{3} \Rightarrow u_c = V_m \cos(y + \theta)$

$$A_k = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} u_c \sin 3ky \, dy \quad \text{et} \quad B_k = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{+\frac{\pi}{3}} u_c \cos 3ky \, dy$$

Le calcul de A_k et de B_k nous donne :

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

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

En remplaçant A_k et B_k par leurs expressions dans le développement de u_c on obtient.

$$u_c = U_{c0} \left[\cos \theta + \frac{2}{9k^2-1} (\cos \theta \cos 3x - 3 \sin \theta \sin 3x) \right. \\ \left. - \frac{2}{9k^2-1} (\cos \theta \cos 6x - 6 \sin \theta \sin 6x) + \dots + \dots \right. \\ \left. - (-1)^k \frac{2}{9k^2-1} (\cos \theta \cos 3kx - 3k \sin \theta \sin 3kx + \dots) \right]$$

* Augmentation de l'amplitude des harmoniques.

Calculons le rapport $\frac{U_{k0}}{U_{k0}}$ en fonction du rang $n=3k$ pour le réseau et de θ .

L'amplitude U_{k0} d'ordre k de u_c est:

$$U_{k0} = \sqrt{A_k^2 + B_k^2} = U_{c0} \frac{2}{9k^2-1} \sqrt{9k^2 \sin^2 \theta + \cos^2 \theta}$$

pour $\theta = 0$ on a: $U_{k0} = U_{c0} \frac{2}{9k^2-1}$

d'où

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

On remarque donc qu'à tension d'alimentation constante, le réglage de phase multiplie par $\sqrt{9k^2 \sin^2 \theta + \cos^2 \theta}$ l'amplitude des harmoniques.

Exprimons la relation de U_{k0} en fonction de $U_c = U_{c0} \cos \theta$

$$U_{k0} = U_c \frac{2}{9k^2-1} \sqrt{9k^2 \tan^2 \theta + 1}$$

On remarque que pour une même tension U_c le réglage de phase multiplie l'amplitude des harmoniques par $\sqrt{9k^2 \tan^2 \theta + 1}$

Remarque :

Les harmoniques de la tension continue ne se répercutent pas sur la tension primaire du transformateur qui est imposée par le réseau, donc sinusoïdale.

- Dans l'approximation des courants rectangulaires, l'amorçage retardé déphase en arrière le courant primaire mais ne le déforme pas, et n'augmente pas les harmoniques du courant dans le réseau d'alimentation.

VI COURANT CONTINU D'UN MONTAGE TRIPHASE SIMPLE VOIE AVEC COMMUTATION INSTANTANÉE

Pour traiter le problème de la valeur et de la forme du courant dans le circuit continu, en régime permanent, nous utiliserons les expressions de la tension continue entre ses bornes obtenues précédemment qui demeurent valables tant que le courant continu demeure ininterrompu.

Nous traiterons le cas où le circuit continu renferme une résistance R , une inductance L_d qui est la somme de L_y (inductance de limitation du courant de circulation), de L_s (inductance de lissage du courant continu) et de L_{exc} (inductance de l'enroulement d'excitation de la génératrice).

a - Composante continue du courant continu.

La valeur moyenne du courant continu ou la composante continue a pour expression.

$$I_c = \frac{U_c}{R}$$

$$I_c = \frac{U_{c0} \cos \theta}{R}$$

b. La composante alternative du courant continu:

La composante alternative du courant continu est donnée par la composante alternative de la tension continue débitant sur L_d et R . Dans le cas de l'enroulement inducteur, R est négligeable devant $3L_d\omega$, où 3ω est la pulsation de la 1^{ère} harmonique régulière de la tension continue. Donc toutes les harmoniques du courant sont indépendantes de R . La composante alternative globale du courant continu ne dépendra que de L_d .

La composante alternative de la tension continue U_c sera:

$$U_{ca} = U_c - U_c = U_c - U_{co} \cos \theta$$

Dans l'intervalle $\theta - \frac{\pi}{3}$ et $\theta + \frac{\pi}{3}$ on a.

$$U_c = V_m \cos x = \frac{2\pi}{3} U_{co} \cos x \quad \text{avec } x = \omega t$$

d'où

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

L'équation de la composante alternative i_{ca} du courant continu est, dans l'intervalle $\theta - \frac{\pi}{3}$ à $\theta + \frac{\pi}{3}$:

$$U_{ca} = \omega L_d \frac{di_{ca}}{dt} = U_{co} \left[\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cos x - \cos \theta \right]$$

on déduit:

$$i_{ca} = \frac{U_{co}}{\omega L_d} \left[\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \sin \omega t - \omega t \cos \theta \right] + C$$

La constante d'intégration C est obtenue en exprimant que la valeur moyenne de la composante alternative du courant continu i_{ca} est nulle dans l'intervalle $\theta - \frac{\pi}{3}$ et $\theta + \frac{\pi}{3}$ qui est sa période.

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

En intégrant l'équation précédente on obtient

$$I_{ca} = \frac{U_{co}}{\omega Ld} [\sin \theta - \theta \cos \theta + C] = 0$$

d'où $C = \frac{U_{co}}{\omega Ld} (\theta \cos \theta - \sin \theta)$

L'expression de la composante i_{ca} sera :

$$i_{ca} = \frac{U_{co}}{\omega Ld} \left[\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \sin x - (\theta - x) \cos \theta - \sin \theta \right]$$

avec $x = \omega t$.

Pour connaître le taux d'ondulation du courant continu et pour pouvoir calculer l'inductance de lissage, il faut calculer le maximum et le minimum de la composante alternative du courant continu.

i_{ca} passe par un maximum ou un minimum pour $\frac{di_{ca}}{dt} = 0$
ou $U_{ca} = 0$

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

or $x = \theta - \frac{\pi}{3}$

U_{ca} sera nulle pour $\theta = \theta_0$ soit $x = \theta_0 - \frac{\pi}{3}$ (minimum)
ce qui nous donne :

$$\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \cos \left(\theta_0 - \frac{\pi}{3} \right) - \cos \theta_0 = 0$$

or on a :

$$\cos \left(\theta_0 - \frac{\pi}{3} \right) = \cos \theta_0 \cos \frac{\pi}{3} + \sin \theta_0 \sin \frac{\pi}{3}$$

$$\Rightarrow \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \left[\frac{1}{2} \cos \theta_0 + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_0 \right] - \cos \theta_0 = 0$$

ou $\left(1 - \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \right) \cos \theta_0 = \frac{\pi}{3} \sin \theta_0$

soit :

$$\operatorname{tg} \theta_0 = \frac{\sin \theta_0}{\cos \theta_0} = \frac{3\sqrt{3} - \pi}{\pi\sqrt{3}} = 0,37758$$

d'où : $\theta_0 = \operatorname{arctg}(0,37758) = 20^\circ 68'$

$\theta_0 = 20^\circ 68'$

θ_0 : est l'angle de retard minimum pour lequel il y a possibilité de redressement.

Pour $\theta > \theta_0$, U_{ca} s'annule seulement au point correspondant au maximum du courant.

Les minimums de courant se produisent alors aux extrémités de l'intervalle et correspondent à des points anguleux, voir fig (6). Ceux-ci proviennent des discontinuités de tension qui donne une variation brusque de $\frac{dica}{dt}$.

Désignons par i_{com} et i_{com} le maximum et le minimum de la composante alternative du courant continu.

L'abscisse du maximum qu'on désigne par α_M comprise dans l'intervalle de 0 à $\frac{\pi}{2}$ est donnée par la relation :

$$\cos \alpha_M = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos \theta \Rightarrow \alpha_M = \operatorname{Arc} \cos \left[\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos \theta \right]$$

L'abscisse du minimum qu'on désigne par α_m est :

$$\alpha_m = \theta - \frac{\pi}{3}$$

Les valeurs maximale et minimale de la composante alternative du courant continu s'obtiennent en remplaçant respectivement α par α_M et α par α_m .

$$+ i_{com} = \frac{U_{co}}{\omega L d} \left[\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \sin \alpha_M + (\theta - \alpha_M) \cos \theta - \sin \theta \right]$$

$$+ i_{com} = \frac{U_{co}}{\omega L d} \left[\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) + \left(\theta - \theta + \frac{\pi}{3} \right) \cos \theta - \sin \theta \right]$$

$$i_{com} = - \frac{U_{co}}{\omega L d} \left[1 - \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \right] \sin \theta = - 0,3954 \frac{U_{co}}{\omega L d} \sin \theta$$

Le courant continu instantané est la somme de la composante continue I_c et de la composante alternative i_{ca}

Le débit de courant se fera de façon ininterrompue si on a:

$$I_c > -i_{cam}$$

posons $I_{ck} = -i_{cam}$ la valeur du courant critique.

$$\Rightarrow I_c > I_{ck}$$

$$\text{avec } I_{ck} = 0,3954 \frac{U_{ca} \sin \theta}{\omega L_d}$$

si on désigne par taux d'ondulation négative le rapport $-\frac{i_{cam}}{I_c}$, on peut calculer l'inductance L_d .

$$\text{En général on prend } -\frac{i_{cam}}{I_c} = 1\% \Rightarrow -i_{cam} = 0,01 I_c$$

$$\text{soit } 0,01 I_c = 0,3954 \frac{U_{ca} \sin \theta}{\omega L_d}$$

$$\text{d'où } L_d = \frac{0,3954 U_{ca} \sin \theta}{0,01 \omega I_c}$$

VII DETERMINATION DE L'ANGLE DE COMMUTATION α

Jusqu'à maintenant nous avons considéré que lorsqu'un Thyristor s'amorçait, le redresseur précédent se désamorçait instantanément. Mais il y a toujours des inductances dans le circuit qui ne permettent pas de variations aussi rapides du courant.

Étudions le cas simple d'un montage monophasé avec "point milieu" fig 7. Le raisonnement sera analogue pour le montage triphasé.

Représentons l'ensemble des inductances par deux inductances égales placées chacune en série avec un Thyristor.

Figure. 6

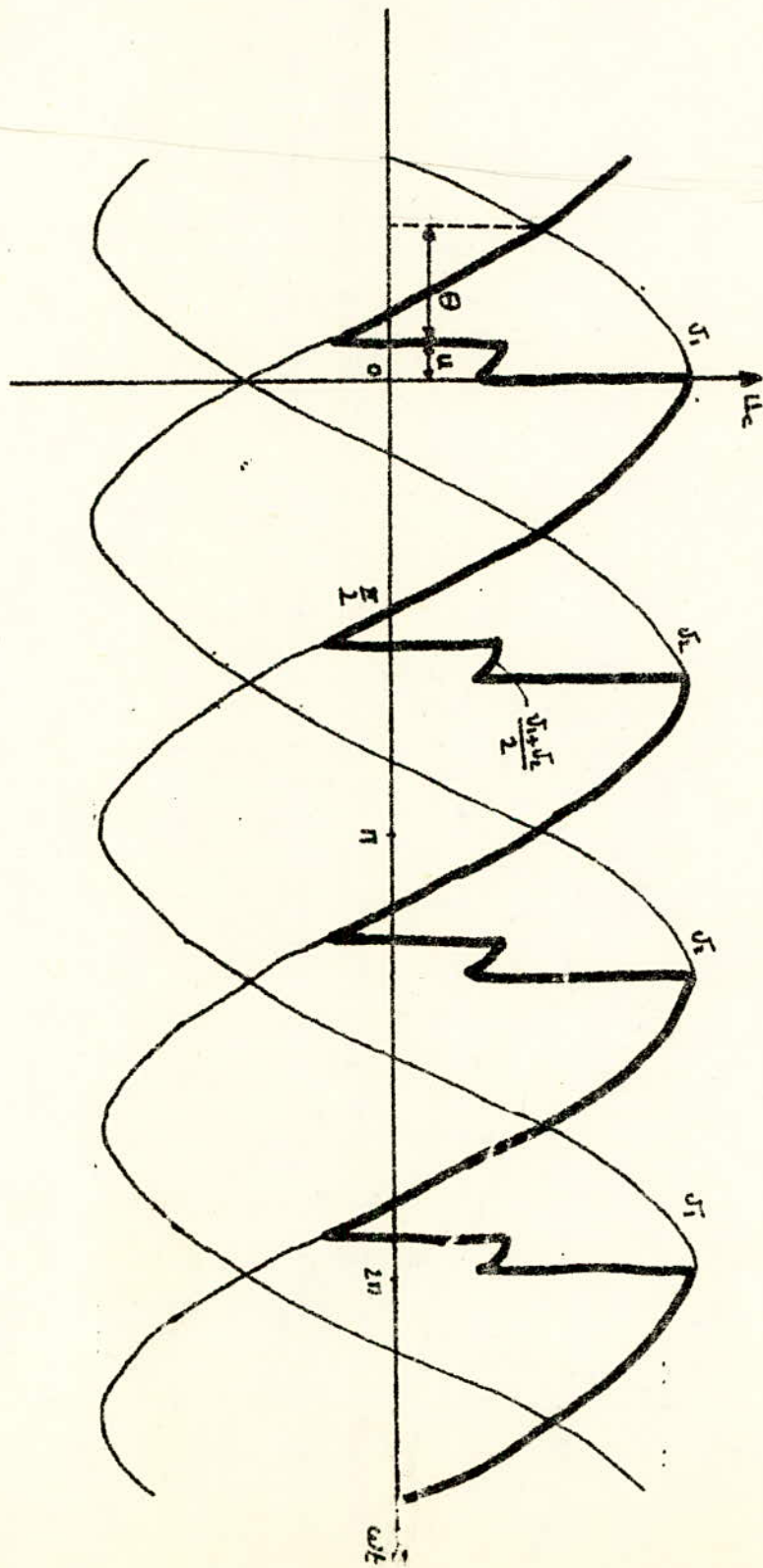
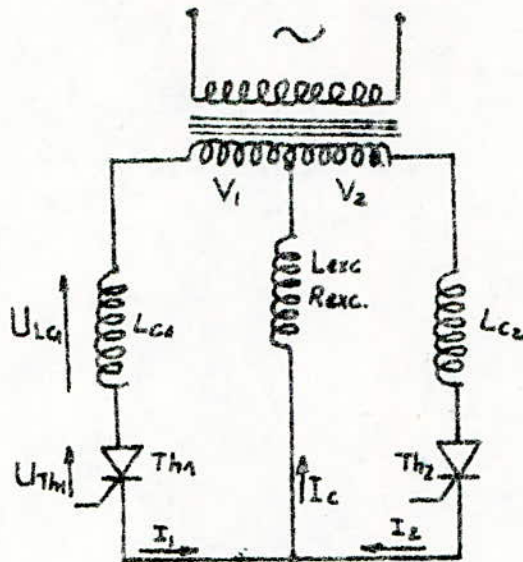


fig 7 :



Supposons que la Thyristor Th_1 soit conducteur et qu'à l'instant t_0 on amorce Th_2 , son courant ne peut augmenter instantanément jusqu'à la valeur du courant I_d dans le circuit continu. L'inductance L_{c1} provoque une augmentation de tension, alors que l'inductance L_{c2} provoque une diminution de tension, de sorte que les deux Thyristors 1 et 2 conduisent simultanément jusqu'à ce que I_1 soit nul et que I_2 soit égal au courant I_d , à l'instant t_1 on a :

$$I_1 + I_2 = I_d.$$

Pendant que les deux Thyristors conduisent simultanément, il y a un court-circuit sur la source de tension.

Les tensions apparaissant aux bornes des inductances de commutations sont égales et opposées puisque :

$$U_{Lc1} = L_c \frac{dI_1}{dt} \quad \text{et} \quad U_{Lc2} = L_c \frac{dI_2}{dt}$$

$$\frac{dI_1}{dt} = - \frac{dI_2}{dt}$$

Les deux Thyristors ont leur cathode au même potentiel U_p . La vitesse de variation du courant (du courant) dans les Thyristors durant la commutation est :

$$U_p = v_1 - L_c \frac{dI_1}{dt} = v_2 + L_c \frac{dI_2}{dt}$$

$$\text{ou } 2L_c \frac{dI_2}{dt} = -2L_c \frac{dI_1}{dt} = v_2 - v_1$$

$$\text{soit } \frac{dI_2}{dt} = \frac{1}{2L_c} (v_2 - v_1)$$

soit τ la durée de la commutation correspondant à l'angle de commutation ou d'empiètement α , ($\alpha = \omega \tau$) c'est le temps nécessaire pour amener I_2 à I_c

$$\int_0^{\tau} (v_1 - v_2) dt = 2L_c \int_0^{I_c} I_2 dt = 2L_c I_c$$

$$\text{or } v_1 - v_2 = \sqrt{3} V_m \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$$

si on prend comme origine l'instant du début de la commutation naturelle où $v_1 = v_2$, on aura :

$$\int_0^{\theta + \alpha} \sqrt{3} V_m \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) dx = \int_0^{\theta + \alpha} \sqrt{3} V_m \sin x dx \quad \begin{cases} x = \alpha + \frac{\pi}{3} \\ x = \omega t \end{cases}$$

soit après intégration :

$$2L_c I_c = \frac{\sqrt{3} V_m}{\omega} [-\cos(\theta + \alpha) + \cos \theta]$$

d'où

$$\cos \theta - \cos(\theta + \alpha) = \frac{2L_c \omega I_c}{\sqrt{3} V_m} = \frac{2X_c I_c}{\sqrt{3} V_m}$$

Pour un angle de retard nul ($\theta = 0$) on a :

$$1 - \cos \alpha = \frac{2X_c I_c}{\sqrt{3} V_m} \quad \text{avec } \begin{cases} X_c = L_c \omega \\ \omega = 2\pi f. \end{cases}$$

VIII CHUTE DE TENSION INDUCTIVE DUE A LA COMMUTATION:

Pendant la commutation, les Thyristors Th_1 et Th_2 conduisent simultanément, donc la tension redressée se confond avec la moyenne $\frac{v_1 + v_2}{2}$. La chute de tension due à la commutation entre Th_1 et Th_2 est donc:

$$U_x = \frac{3}{2\pi} \int_{\theta}^{\theta+2\pi} \left(v_1 - \frac{v_1 + v_2}{2} \right) dx = \frac{3}{2\pi} \int_{\theta}^{\theta+2\pi} \frac{v_1 - v_2}{2} dx$$

si on prend comme origine le point d'égalité entre v_1 et v_2 :

$$v_1 = V_m \cos\left(x + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$v_2 = V_m \cos\left(x - \frac{\pi}{3}\right)$$

d'où

$$\frac{v_1 - v_2}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_m \sin x.$$

$$U_x = \frac{3}{2\pi} \frac{\sqrt{3} V_m}{2} \int_{\theta}^{\theta+2\pi} \sin x dx = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} V_m [\cos \theta - \cos(\theta+2\pi)]$$

or $V_m = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} U_{co}$

$$U_x = \frac{U_{co}}{2} [\cos \theta - \cos(\theta+2\pi)]$$

Comme on a:

$$\cos \theta - \cos(\theta+2\pi) = \frac{2 X_c I_c}{\sqrt{3} V_m} = \frac{3 X_c I_c}{\pi U_{co}}$$

on obtient finalement pour un montage triphasé.

$$U_x = \frac{3}{2\pi} X_c I_c.$$

La chute de tension relative est:

$$\Delta U_x = \frac{U_x}{U_{co}} = \frac{3}{2\pi} \frac{X_c I_c}{U_{co}}.$$

Remarque :

La réactance du réseau alternatif peut entraîner une chute de tension inductive supplémentaire. Mais dans notre cas, celle-ci est négligeable vu que l'on peut considérer la puissance du réseau comme infinie devant celle demandée par l'inducteur de la génératrice.

IX TENSION ET COURANT DANS LES THYRISTORS :

a- Tension aux bornes des Thyristors :

- Lorsque le Thyristor Th_1 débite seul ou en commutation avec un autre, sa tension entre Anode et Cathode est égale à sa chute de tension interne η .

$$u_1 = \eta \Rightarrow u_1 - \eta = 0$$

- Lorsque le Thyristor Th_1 ne débite plus (état bloqué), sa tension anodique est v_1 et sa tension cathodique est donnée par le ou les Thyristors en conduction.

* Le Thyristor Th_2 conduit seul

$$u_1 = v_1 - (v_2 - \eta) \Rightarrow u_1 - \eta = v_1 - v_2$$

* Le Thyristor Th_2 conduit en commutation avec Th_3

$$u_1 = v_1 - \left(\frac{v_1 + v_2}{2} \right) + \eta \Rightarrow u_1 - \eta = \frac{(v_1 - v_2) + (v_1 - v_2)}{2}$$

comme on peut le voir d'après la fig 8, le Thyristor subit à ses bornes une tension inverse de crête : $\hat{U}_i = V_m \sqrt{3}$

b- courant dans les Thyristors :

Le courant instantané débité par le groupe est i_c . dans l'hypothèse simplificatrice de la commutation instantanée, chaque Thyristor conduit pendant un tiers de la période du réseau.

- Valeur moyenne du courant dans un Thyristor

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_c}{3}$$

- Valeur efficace du courant dans un Thyristor

$$I_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{c eff}}}{\sqrt{3}}$$

si on suppose le courant continu parfaitement lissé on a :

$$I_{\text{c eff}} = I_c \quad \text{et} \quad I_{\text{eff}} = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

- Valeur de crête du courant dans un Thyristor :

La valeur de crête limite du courant que doit supporter un thyristor est celle qui peut être atteinte lors d'un court-circuit continu.

Lorsque les commutations ne sont pas instantanées, les formules précédentes relatives au courant moyen des Thyristors, ainsi qu'au courant de crête en régime permanent restent valables. Celles relatives aux courants efficaces restent suffisamment approchées tant que l'angle de commutation conserve les valeurs correspondantes aux charges nominales.

B. ETUDE DU TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

Dans le processus de la conversion, le transformateur d'alimentation remplit les fonctions suivantes :

- Adaptation de la tension du réseau à celle demandée par le redresseur
- Séparation entre le circuit continu et le réseau alternatif pour éviter qu'une composante continue ne passe dans le réseau et le perturbe.
- Amortissement des courants de court-circuit du côté continu.
- Il permet d'avoir le nombre de phases nécessaires pour l'obtention de la tension redressée désirée

Pour calculer les différents paramètres du transformateur, on est amené à faire plusieurs hypothèses simplificatrices.

- Les enroulements secondaires seront parcourus par le courant continu que l'on admettra parfaitement lissé, on considèrera donc la réactance du circuit d'utilisation comme étant infinie.
- Le courant dans ces enroulements secondaires sera un courant alternatif, quoiqu'assez éloigné de la forme sinusoïdale.

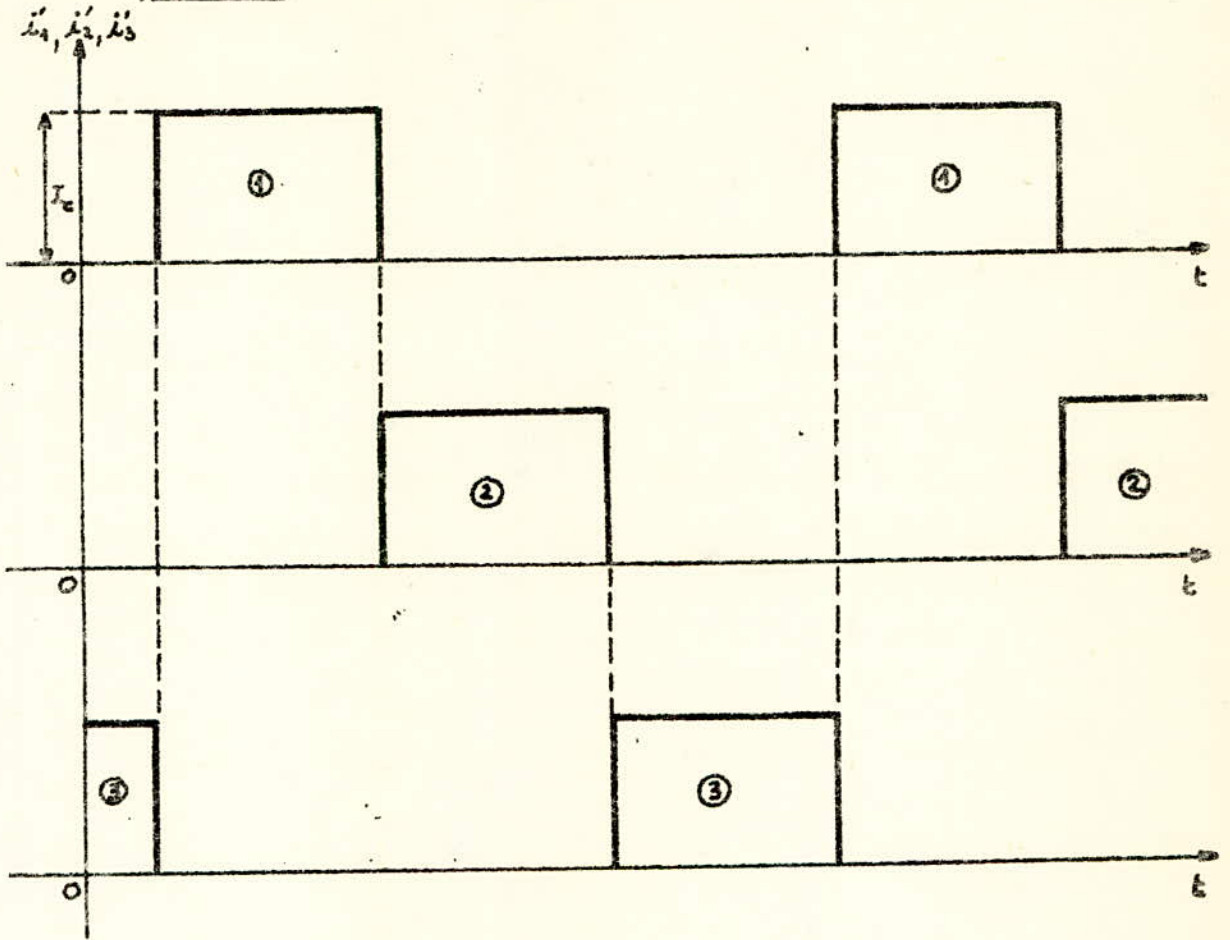
I. Forme et valeurs des courants du secondaire du Transformateur:

Nous choisissons un enroulement secondaire en étoile avec neutre accessible, donc les courants dans le secondaire sont les mêmes que ceux qui circulent dans les thyristors.

- Valeur maximale du courant dans une phase du secondaire sera : $I_M = I_c$

- La forme du courant dans une phase du secondaire est donnée par la fig(9) ceci dans l'hypothèse de commutation instantanées.

figura (9)



II - FORME ET VALEURS DES COURANTS DANS L'ENROULEMENT PRIMAIRE DU TRANSFORMATEUR.

- La puissance instantanée fournie par le transformateur est identique à la puissance absorbée par le circuit continu.

- Pour un réseau triphasé, la tension instantanée entre phase et neutre du primaire sont:

$$v_1' = V_m \cos x$$

$$v_2' = V_m \cos \left(x - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$v_3' = V_m \cos \left(x - \frac{4\pi}{3} \right)$$

avec $x = \omega t$

Egalisons les puissances instantanées des deux côtés du transformateur.

$V_m i_1 \cos x + V_m i'_2 \cos(x - \frac{2\pi}{3}) + V_m i'_3 \cos(x - \frac{4\pi}{3}) = V_m i_c \cos(\varphi - x)$
 relation satisfaite quelque soit la valeur de x dans l'intervalle $(\theta - \frac{\pi}{3} + \varphi, \theta + \frac{\pi}{3} + \varphi)$. φ représente l'angle de déphasage entre la tension résultante en débit et celle de la phase (1) du primaire, c'est l'angle de couplage.

Dans notre cas nous choisissons un transformateur Y_{yn} avec un angle de couplage $\varphi = 0$.

Pour obtenir les expressions des courants primaires i'_1, i'_2, i'_3 valables dans l'intervalle précédent il suffit d'y remplacer successivement x par $\varphi, \varphi + \frac{2\pi}{3}$ et $\varphi + \frac{4\pi}{3}$ et en utilisant la propriété $i'_1 + i'_2 + i'_3 = 0$ pour un système triphasé équilibré

$$i'_1 = -(i'_2 + i'_3)$$

$$i'_1 = \frac{2}{3} \frac{V_m}{V_m} i_c \cos \varphi$$

$$i'_2 = \frac{2}{3} \frac{V_m}{V_m} i_c \cos(\varphi - \frac{2\pi}{3})$$

$$i'_3 = \frac{2}{3} \frac{V_m}{V_m} i_c \cos(\varphi - \frac{4\pi}{3})$$

La forme de ces courants primaires est représentée sur la fig(10)

Le fait que les commutations ne soient pas instantanées n'entraîne pas beaucoup de changement dans les formes des courants primaires du transformateur.

Leur forme n'est plus rectangulaire mais trapézoïdale. Cependant leurs valeurs changent. Pour cela on introduit des coefficients qui tiennent compte de la forme réelle des courants.

II - TENSION MAXIMALE D'UNE PHASE DU SECONDAIRE.

on avait $U_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$

d'où $V_m = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} U_{co}$

V - DETERMINATION DE LA PUISSANCE ACTIVE, REACTIVE ET FACTEUR DE PUISSANCE DU TRANSFORMATEUR.

Supposons que la tension en ligne est sinusoïdale, ce qui est à peu près exact. Dans ce cas, seul le terme fondamental du courant intervient dans l'expression des puissances active et réactive échangées avec le réseau.

Les valeurs algébriques des puissances active et réactive fournies par le réseau au transformateur de couplage sont:

$$P = \frac{3V'_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I'_1}{\sqrt{2}} \cdot \cos \phi_1 = U_{co} I_c \cos \phi_1$$

$$Q = \frac{3V'_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I'_1}{\sqrt{2}} \cdot \sin \phi_1 = U_{co} I_c \sin \phi_1$$

I'_1 : est la valeur maximale de l'onde fondamentale du courant primaire.

ϕ_1 : est le déphasage de l'onde fondamentale du courant primaire sur la tension.

Dans le cas d'un système triphasé on a :

$$I'_1 = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{V_m}{V'_m} \cdot I_c$$

si le courant continu est parfaitement lissé on aura $\phi_1 = \phi$ tel que :

$$\tan \phi = \frac{1}{2} \frac{2\alpha + \sin 2\theta - \sin 2(\theta + \alpha)}{\cos^2 \theta - \cos^2(\theta + \alpha)}$$

pour $\theta \neq 0$ et pour une faible valeur de α , on a : $\phi = \theta + \frac{\alpha}{2}$

Dans le cas général, il faut ajouter à ce déphasage ϕ un déphasage supplémentaire, provenant de l'ondulation du courant continu. Nous le supposons nul dans notre cas.

Pour dimensionner le primaire du transformateur de couplage, nous tiendrons compte de la puissance apparente, qui a pour expression:

$$S = \frac{3V_m}{\sqrt{2}} I'_{\text{eff}} = \frac{P}{k'}$$

où k' représente le facteur de puissance alternatif.

$$k' = \cos \phi_1 \frac{\frac{I_1}{\sqrt{2}}}{I'_{\text{eff}}} = \cos \phi_1 k'_f$$

où k'_f représente le facteur de forme du courant primaire, qui tient compte de la forme réelle du courant alternatif.

$$k'_f = \frac{\frac{I_1}{\sqrt{2}}}{I'_{\text{eff}}}$$

I'_{eff} : est la valeur efficace du courant primaire.

Dans notre cas, nous avons :

$$k'_f = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$$

$$\text{d'où : } k' = \cos \phi_1 \cdot \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos \phi \quad \text{or } \phi = \theta + \frac{\pi}{2}$$

$$\Rightarrow k' = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right)$$

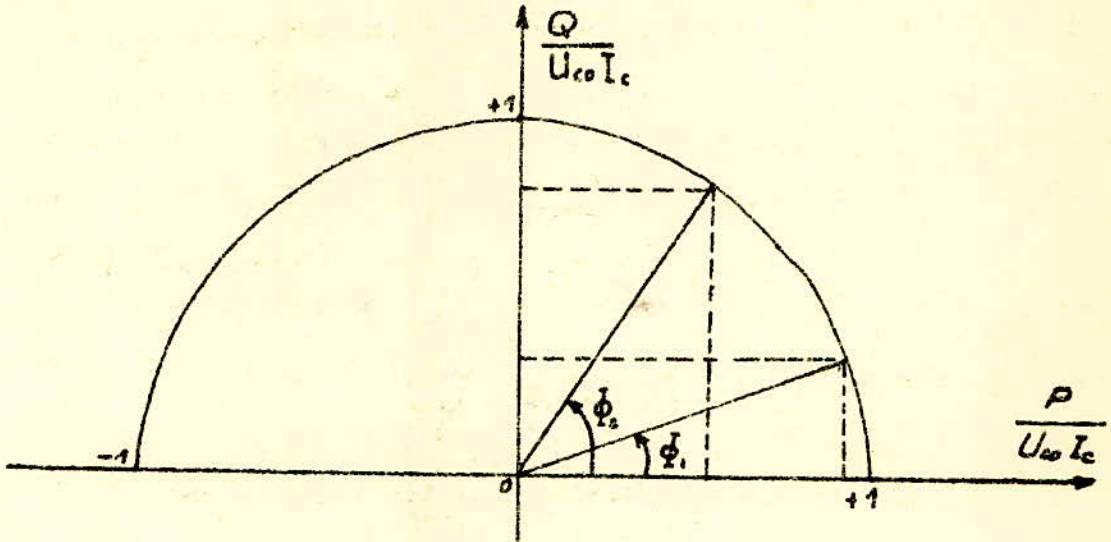
Remarque:

$$P = U_{co} I_c \cos \phi_1 \quad \longrightarrow \quad \cos \phi_1 = \frac{P}{U_{co} I_c}$$

$$Q = U_{co} I_c \sin \phi_1 \quad \longrightarrow \quad \sin \phi_1 = \frac{Q}{U_{co} I_c}$$

si nous portons sur un graphe les rapports
 $\frac{P}{U_{co} I_c}$ en abscisse et $\frac{Q}{U_{co} I_c}$ en ordonnée on obtient un

demi cercle de rayon unitaire. figure(11)



C. CALCUL DES CARACTERISTIQUES DU CONVERTISSEUR - CHOIX DU CONVERTISSEUR:

Hypothèse: Nous supposons en premier temps que les chutes de tension dans le convertisseur représentent 40% de la tension redressée maximale.

- Tension redressée moyenne :

$$U_c = U_{c0} - 0,4 U_{c0} = 0,6 U_{c0}$$

- Tension redressée maximale :

$$U_{c0} = \frac{U_{cn}}{0,6} = \frac{U_{axcn}}{0,6} = \frac{80}{0,6} = 133,3 \text{ V} \quad \underline{U_{c0} = 133 \text{ V}}$$

- Tension secondaire entre phase et neutre maximale :

$$V_m = \frac{U_{c0}}{0,827} = \frac{133,3}{0,827} = 161,2 \text{ V} \quad \underline{V_m = 161 \text{ V}}$$

- Tension inverse maximale admissible par le Thyristor

$$U_{i\max} = V_m \sqrt{3} = 161 \sqrt{3} \approx 279$$

- Valeur moyenne du courant dans un Thyristor :

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_{d\max}}{3}$$

$$\text{avec } I_{d\max} = (I_{cn} + I_y) k_i$$

$k_i = 1,25$: coefficient de sécurité en courant en cas de surcharge.

Comme $I_y = 0,1 I_{cn}$ on aura :

$$I_{d\max} = 1,1 \times 1,25 \times 20,8 = 28,6 \text{ A}$$

$$\text{d'où } I_{\text{moy}} = 28,6 : 3 = 9,5 \text{ A}$$

$$\underline{I_{\text{moy}} = 9,5 \text{ A}}$$

- Valeur efficace du courant dans un Thyristor.

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

$$\underline{I_{\text{eff}} = 16,5 \text{ A}}$$

« Selon ces résultats obtenues nous pouvons choisir le type de Thyristor standard. Celui qui se rapproche le plus de ces caractéristiques est le Thyristor, Type TΛ-III-25 selon la classification soviétique.

Détermination de l'inductance du circuit L_d :

Nous fixons le taux d'ondulation négative acceptable à 1%

$$L_d = \frac{0,3954 \cdot U_{co} \sin \theta}{0,01 \omega I_{cn}}$$

$$i_{com} = - \frac{0,3954}{\omega L_d} U_{co} \sin \theta$$

Pour avoir i_{com} maximal, donc la valeur la plus défavorable, on prend $\theta = 90^\circ$. Ainsi nous aurons :

$$L_d = \frac{0,3954 \cdot 133}{0,01 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 20,8} = 0,8 \text{ H}$$

$$\underline{L_d = 0,8 \text{ H}}$$

Détermination de l'inductance de limitation de courant de circulation:

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

avec $K_y = 0,65$ pour un montage triphasé

I_y : courant de circulation pris égal à 10% du courant nominal I_{cn} .

$$\Rightarrow L_y = \frac{161}{2\pi \cdot 50 \cdot 0,1 \cdot 20,8} \cdot 0,65 = 0,16 \text{ H}$$

$$\underline{L'_y = \frac{L_y}{2} = 0,08 \text{ H}}$$

Inductance supplémentaire de lissage du courant redressé.

L'inductance du circuit L_d se compose de la somme de l'inductance L'_y , de l'inductance du bobinage d'excitation L_{exc} et éventuellement de l'inductance de lissage.

Si la somme de L_{exc} et de L'_y n'est pas au moins égale à L_d alors nous ajoutons dans le circuit une inductance supplémentaire pour lisser parfaitement le courant redressé.

Mais dans notre cas, l'inductance d'excitation L_{exc} est bien plus grande que L_d . Ainsi il n'est pas nécessaire d'utiliser une inductance de lissage.

DETERMINATION DES CHUTES DE TENSION :

a. Chute de tension résistive dans un bras U_r :

$$U_r = R_c I_{cn} \quad \text{avec} \quad R_c = R_T + R'_y$$

R_T : résistance du transformateur ramenée au secondaire

R'_y : résistance de la demi bobine de limitation de courant de circulation.

$$R'_y \approx 0,1 \Omega$$

$$R_T = \frac{U_{acc\%} \cdot V_m}{100 \sqrt{2} I_2}$$

I_2 étant la valeur efficace du courant secondaire dans une phase

$$I_2 = I_{eff} = 16,5 \text{ A.}$$

$U_{acc\%}$: la tension de court-circuit active en %.

$$2\% < U_{acc\%} < 3\%$$

On prend $U_{acc\%} = 2,5\%$

$$R_T = \frac{2,5 \cdot 161}{100 \cdot \sqrt{2} \cdot 16,5} = 0,17 \Omega$$

$$\text{et } R_c = 0,17 + 0,1 = 0,27 \Omega$$

d'où

$$U_r = 0,27 \cdot 20,8 = 5,6 \text{ V}$$

$$U_r = 5,6 \text{ V}$$

b. Chute de tension interne directe dans le Thyristor : U_a

Nous avons supposé au début que les Thyristors étaient parfaits. En réalité une chute de tension interne existe et elle est prise égale à une valeur constante de 1,5 V.

$$U_a = 1,5 \text{ V}$$

c. chutes de tension inductives dues à la commutation : U_x

$$U_x = \frac{3}{2\pi} X_c I_{cn}$$

avec

$$X_c = \frac{U_{rcc}\% \cdot V_m}{100 \cdot \sqrt{2} \cdot I_c}$$

où $U_{rcc}\%$ est la tension de court-circuit active en %

$$U_{rcc}\% = 9,5\%$$

$$\Rightarrow X_c = \frac{9,5 \cdot 167}{100 \cdot \sqrt{2} \cdot 16,5} = 0,65 \Omega$$

d'où:
$$U_x = \frac{3 \cdot 0,65 \cdot 20,8}{2\pi} = 6,5 \text{ V}$$

$$\underline{U_x = 6,5 \text{ V}}$$

d. Chute de tension totale:

$$U_T = U_r + U_a + U_x$$

$$= 5,6 + 1,5 + 6,5 = 14,6 \text{ V}$$

$$\underline{U_T = 14,6 \text{ V}}$$

Ainsi nous aurons:

$$U_{cn} = U_{co} - U_T$$

$$U_{co} = U_{cn} + U_T = 80 + 14,6 = 94,6 \text{ V}$$

$$U_{co} = 94,6 \text{ V}$$

$$\frac{U_T}{U_{co}} = \frac{14,6}{94,6} = 15,4\%$$

Nous avons pris au début des calculs 40% comme chute de tension. La différence 24,6% sera utilisée comme marge de sécurité dans le cas de fonctionnement en régime forcé de la génératrice.

Nous conservons donc la valeur de $U_{co} = 133 \text{ V}$

e. détermination de l'équation de la courbe $U_c = f(I_c)$ pour différentes valeurs de θ .

$$U_c = U_{co} \cos \theta - R_e I_c \quad \text{avec } R_e: \text{ résistance de tout le circuit.}$$

$$R_e = R_T + R_f + \frac{3}{2\pi} X_c + \frac{U_a}{I_{cn}} = 9,7 + 0,1 + \frac{3}{2\pi} \cdot 0,65 + \frac{1,5}{20,8} = 0,65 \Omega$$

$$U_c = 133 \cos \theta - 0,65 I_c$$

f- Calcul de l'angle de retard à l'amorçage nominal: θ_n

$$U_c = U_{cn} = U_{co} \cos \theta_n - R_e I_{cn}$$

$$\cos \theta_n = \frac{U_{cn} + R_e I_{cn}}{U_{co}} = \frac{80 + 0,65 \cdot 20,8}{133} = 0,703$$

soit $\theta_n = 45^\circ$

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

Pour que la stabilité du convertisseur fonctionnant en onduleur soit assurée, il est nécessaire de ne pas dépasser une valeur limite de θ . Les Thyristors nécessitent un temps dit de recouvrement noté t_r correspondant à un angle de recouvrement δ_r .

Nous devons satisfaire la condition suivante:

$$\theta + \alpha < \pi - \delta$$

où δ est appelé angle mort se composant de l'angle δ_r et d'un angle de sécurité choisi.

$$\theta + \alpha < \pi - \delta$$

$$\cos(\theta + \alpha) < \cos(\pi - \delta) = -\cos \delta$$

or nous avons démontré que:

$$\cos \theta - \cos(\theta + \alpha) = \frac{2 U_x}{U_{co}}$$

d'où

$$\frac{2 U_x}{U_{co}} < \cos \theta + \cos \delta$$

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

selon les caractéristiques du Thyristor choisi, nous avons

$$\delta_r = 5^\circ$$

Nous prenons une marge de sécurité de 5°

$$\delta = 5^\circ + 5^\circ = 10^\circ$$

$$\Rightarrow \cos \theta > \frac{2 \cdot 6,5}{133} - \cos 10^\circ = -0,887 \quad \text{soit} \quad \theta_M = 152^\circ$$

h. Calcul de l'angle de commutation maximal: u_{max}

$$\theta_M + u < 180^\circ - \delta' = 180^\circ - 10^\circ = 170^\circ$$

d'où

$$u_{max} = 170^\circ - \theta_M = 170^\circ - 152^\circ = 18^\circ$$

$$\underline{u_{max} = 18^\circ}$$

Quant à l'angle d'amorçage minimal, nous l'avons déjà calculé: $\underline{\theta_0 = 20^\circ}$

D. DIMENSIONNEMENT DU TRANSFORMATEUR DE COUPLAGE

- Calcul de l'angle de déphasage de l'onde fondamentale du courant sur la tension pour le fonctionnement en régime nominal: $\Phi_n = \Phi$

$$\Phi = \theta_n + \frac{u_{max}}{2} = 45^\circ + \frac{18^\circ}{2} = 54^\circ \quad \underline{\Phi = 54^\circ}$$

- Courant efficace dans le secondaire du transformateur.
Nous l'avons déjà calculer:

$$I_2' = I_{eff} = 16,5 \text{ A}$$

- Courant nominal dans le primaire du transformateur:

$$I_1' = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{V_m}{V_m'} I_{cn} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{161}{\sqrt{2} \cdot 220} \cdot 20,8 = 5,934$$

- Puissance active nominale.

$$P_n = \frac{3 V_m'}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_2'}{\sqrt{2}} \cos \Phi = \frac{3 \sqrt{2} \cdot 220}{\sqrt{2}} \frac{5,93}{\sqrt{2}} \sin(54^\circ)$$

$$= \frac{3 \cdot 220 \cdot 5,93}{\sqrt{2}} \cdot 0,5877$$

$$\underline{P_n = 1,6 \text{ KW}}$$

- Puissance réactive nominale

$$Q_n = \frac{3V_m}{\sqrt{2}} \frac{I_1}{\sqrt{2}} \sin \phi$$
$$= \frac{3 \cdot 220 \cdot 5,93}{\sqrt{2}} \cdot 0,809$$

$Q_n = 2,2 \text{ KVAR} /$

- facteur de puissance Nominal de l'installation.

$$K' = \cos \phi \cdot k_f$$

avec

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

d'où

$$K' = \cos(54^\circ) \cdot 0,827$$

$K' = 0,47 /$

- Puissance apparente nominale:

$$S_n = \frac{P}{K'}$$

$$S_n = \frac{1,6}{0,47}$$

$S_n = 3,4 \text{ KVA} /$

D'après ces valeurs déterminées, nous choisissons un transformateur standard.

soit TT.5 selon la classification soviétique.

E. PROTECTION DU GROUPE CONVERTISSEUR TRANSFORMATEUR

Le Thyristor étant une pièce maîtresse dans la commande électrique, nous devons lui assurer les meilleures conditions de travail. En conséquence, nous le protégerons par des circuits auxiliaires appropriés, des contraintes auxquelles il peut être soumis lors de son fonctionnement, à l'état bloqué comme à l'état de conduction.

Les défauts des convertisseurs sont en général dus à des surintensités ou des surtensions externes ou encore à des défaillances de composants qui peuvent se traduire par des surintensités.

Les Thyristors peuvent être détruits soit par des surtensions, en cas de dépassement de la tension inverse ou de la tension directe admissible, soit par des surintensités vue leur faible inertie thermique.

1. SURTENSIONS :

Nous pouvons classer les surtensions selon deux catégories

a. surtensions provenant de l'alimentation ou de l'utilisation :

- phénomènes atmosphériques.
- surtensions de manœuvre sur le réseau d'alimentation.
- Interruptions des courants de défaut par les disjoncteurs du circuit-continu.
- manœuvres de disjoncteurs sur le transformateur du groupe.

Les marges de tension, que nous avons prises lors du calcul du convertisseur, nous permettent de ne pas tenir compte des surtensions extérieures. Il n'est pas de même pour les surtensions provenant du transformateur alimentant les convertisseurs, particulièrement lorsque ceux-ci sont à vide. En effet au moment de la coupure à vide du transformateur, des

surtensions assez importantes peuvent apparaître, provoquées par l'énergie électromagnétique emmagasinée dans les inductances totales des phases du transformateur. Elles sont supprimées par des réseaux R.C. ou par des limiteurs de surtension à effet Zener. Le dimensionnement de ces circuits dépend principalement des impédances des lignes et des énergies mises en jeu lors de la coupure.

b - Surtensions de commutation:

Elles sont engendrées par l'énergie de recouvrement au moment du désamorçage. Un circuit R.C. série connecté en parallèle avec le thyristor, permet l'écartement du courant inverse et évite ainsi, au moment du blocage, des surtensions importantes. Les valeurs de R et C sont fonction du type de thyristor utilisé, les valeurs les plus couramment utilisées sont $0,5 \mu F$ et 25Ω .

2 - SURINTENSITES:

Nous pouvons classer les surintensités en deux catégories

a - les surintensités d'origine interne provoquées par la défaillance d'un thyristor, comprenant les amorçages intempêstifs, dans ce cas certains éléments seulement sont traversés par le courant de défaut.

b - les surintensités d'origine externes, provoquées par le circuit de charge, soit par le réseau d'alimentation ou encore par les circuits de commande et de régulation.

Pour éliminer ou éviter ces défauts, nous utiliserons trois modes de protections qui sont:

- les fusibles, associés à chaque thyristor, qui ne doivent fonctionner que lorsque il s'agit d'un défaut interne propre au thyristor.

- Les disjoncteurs rapides.

De plus, nous devons protéger le transformateur de couplage alimentant le groupe convertisseur par un disjoncteur. D'autres précautions particulières doivent être prises lors du montage de l'installation.

3 - les amorçages intempéstifs sont généralement dus à des impulsions parasites prenant naissance dans le câblage, il faut éviter de placer les câbles véhiculant des impulsions près des conducteurs de puissance.

4 - Une signalisation bien conçue peut également permettre de gagner beaucoup de temps dans la localisation des défauts.

5 - séquence électronique, elle intervient dans la protection de l'équipement :

- à la mise sous tension, pour éviter une surintensité anormale due au régime transitoire, elle introduit une temporisation pour le déblocage des régulateurs et des impulsions de commande de thyristors.

- Elle s'oppose à la mise sous tension de l'équipement si la rotation des phases n'est pas correcte.

- elle supprime les impulsions en cas de surintensité.

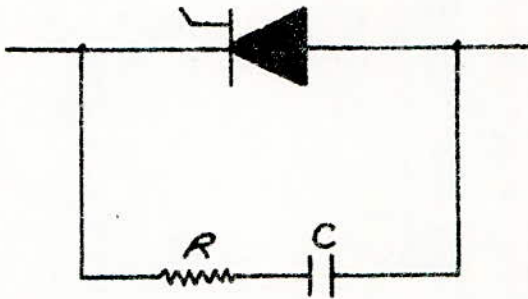
- elle court-circuite les régulateurs et supprime les impulsions en cas de coupure brève ou de disparition d'une phase.

6 - une variation trop rapide du potentiel d'Anode (du/dt) peut provoquer l'amorçage d'un thyristor, la limitation de (du/dt) s'effectue par l'action combinée d'une inductance^{et} d'un circuit R.C série connecté entre anode et cathode.

7 - une variation trop rapide du courant pendant l'amorçage (di/dt) provoque un échauffement excessif des Thyristors. On diminue (di/dt) par adjonction d'inductance saturable qui se comporte vis à vis du courant, comme un réseau retardateur.

SCHEMAS DE PROTECTION.

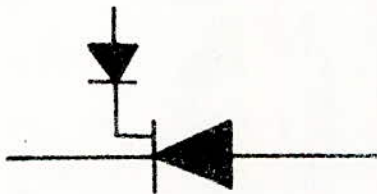
1) Protection contre les surtensions



2) Protection contre les surintensités



3) Protection de la gâchette contre la tension inverse.



F. PROCÉDES DE DECLENCHEMENT DES THYRISTORS

Il n'existe pas de circuit de commande général, capable de donner satisfaction dans tout les cas. Ils sont adaptés aux diverses catégories d'Application des Thyristors et sont très variés.

Ces circuits accomplissent des fonctions diverses : Amplification, redressement, oscillations de relaxation, déphasage réglable, production de signaux rectangulaires, triangulaires (par intégration), d'impulsion (par différentiation) ou en dent de scie.

1 - Nature des divers circuits de commande :

- Résistances, Résistances et capacités.
- Semi-Conducteurs : Diodes, Transistors ...
- circuits déphaseurs.
- éléments à circuit magnétique : inductances saturables, Amplificateurs, transformateurs d'impulsions...
- Association de deux ou plusieurs de ces circuits pour certaines commandes asservies très complexes.

2 - Nature de la tension d'alimentation du thyristor :

- Tension alternative : le Thyristor se bloque de lui même à la fin de chaque alternance positive.
- Tension continu : le circuit d'amorçage doit être complété par un circuit de blocage.

3 - Nature de la tension de commande :

- a - cette tension persiste pendant toute la période : le circuit de commande peut être complété par un dispositif qui supprime ou réduise le courant de gâchette avant et après l'amorçage afin d'éviter les pertes par effet transistor et l'échauffement de la gâchette.

b. cette tension est sous forme d'impulsions de commande.

C'est la forme la plus utilisée en raison de ses nombreux avantages.

- Faible puissance dissipée dans la gâchette, même avec des impulsions largement dimensionnées, ce qui évite aussi l'échauffement de la gâchette.

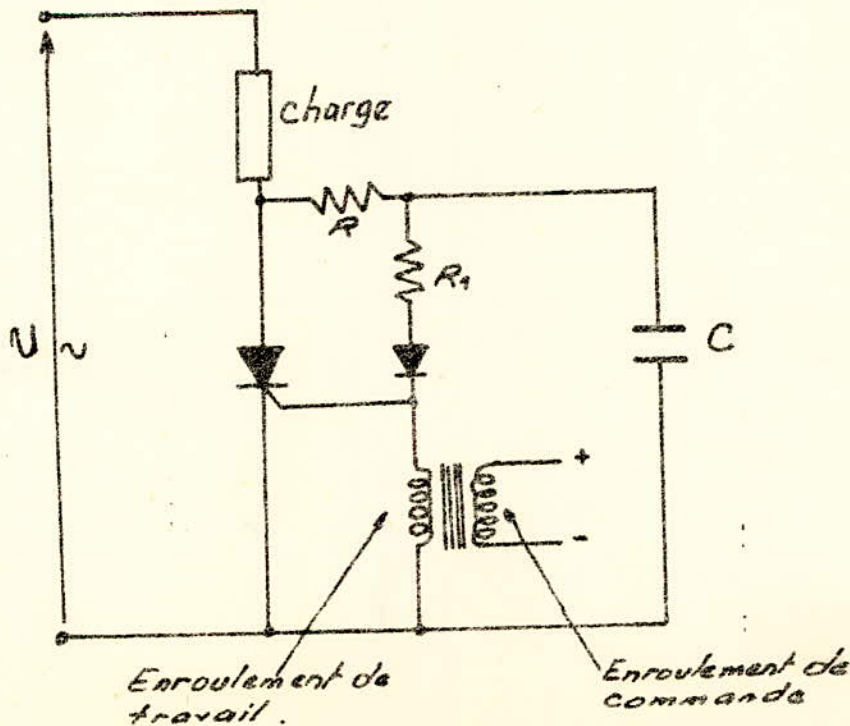
- Pas d'amorçage intempêtes, la gâchette pouvant être maintenue au potentiel de la cathode entre deux impulsions

- séparation du circuit de commande et circuit de puissance, les impulsions étant transmises à la gâchette à travers un condensateur ou un transformateur.

4. choix du mode de déclenchement:

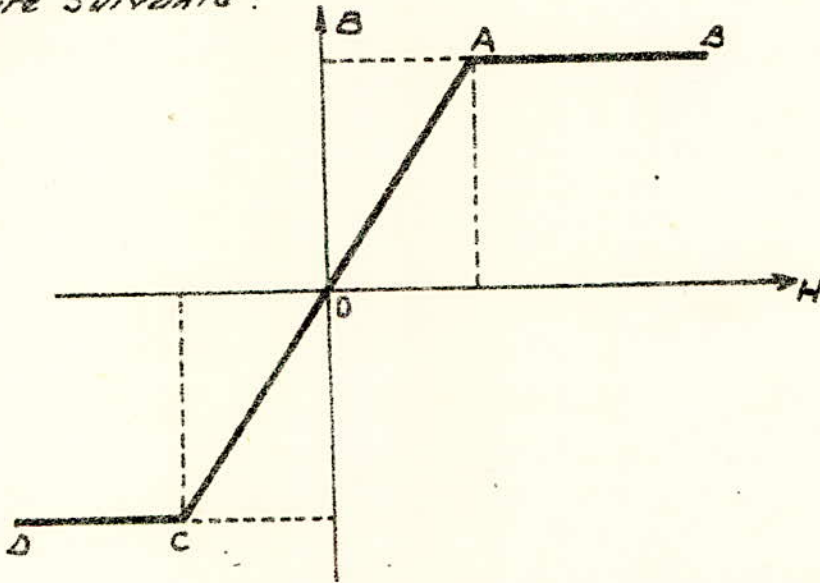
vue la diversité des procédés de commande des Thyristors, nous nous limiterons à l'étude d'un seul, l'amplificateur magnétique, que nous utiliserons dans notre cas

a. schema simplifié d'un amplificateur magnétique:



b. Constitution de l'amplificateur magnétique :

Un amplificateur magnétique comporte essentiellement un enroulement de travail et un enroulement de commande. si l'on suppose que le circuit magnétique ne comporte aucune perte, son cycle d'hystérésis peut se ramener au tracé de la figure suivante :



La relation entre la tension alternative U d'alimentation et le courant i , peut être donnée par la relation :

$$U = Ri + n \left(\frac{d\phi}{dt} \right)$$

Tant que le circuit magnétique n'est pas saturé, le point de fonctionnement se déplace sur la partie OA de la courbe, pour des alternances positives (les alternances négatives sont bloquées par la diode).

La perméabilité μ du circuit magnétique est très élevée, car $\frac{dB}{dH}$ est très grand, donc l'impédance offerte par le bobinage est très élevée.

Si un courant continu produisant des ampères tours positifs parcourt l'enroulement de commande, le circuit magnétique est porté à saturation (région AB de la courbe), dans ce cas, $\frac{dB}{dH}$ tend vers zéro ainsi que $\frac{d\phi}{dt}$ et toute la tension U est appliquée aux bornes de la charge R .

CHAPITRE IV

FONCTIONNEMENT ET STABILITE DU SYSTEME

A. SCHEMA DESCRIPTIF DU SYSTEME DE COMMANDE

Le schéma synoptique complet du système d'entraînement et de commande est représenté dans la figure (1).

Le système G.M. ayant été déjà étudié nous indiquerons brièvement le principe de fonctionnement des autres blocs de commande.

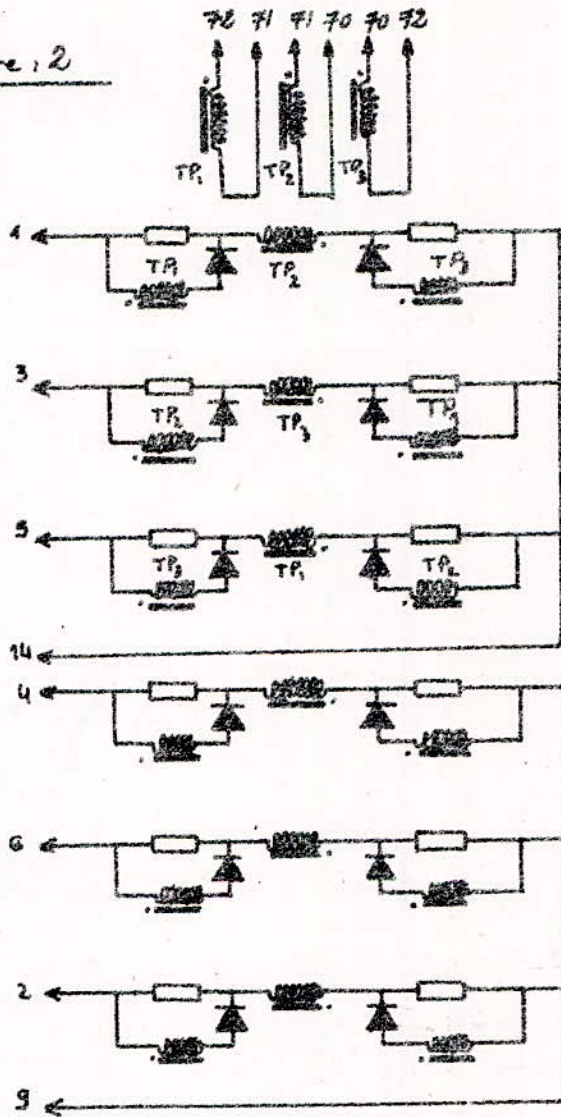
La tension alternative du réseau est appliquée par l'intermédiaire du transformateur triphasé d'alimentation (T.A.) au groupe convertisseur conformément au schéma.

La tension redressée est régulée à la sortie du convertisseur est appliquée à l'enroulement d'excitation de la Génératrice, lequel est connecté entre le point commun des inductances de limitation de courant de circulation (L_y) et le point neutre du secondaire du transformateur (T.A.)

Les six thyristors du groupe convertisseur sont commandés par deux blocs de commandes BC_1 et BC_2 , dont l'un est représenté par la figure (2). La commande de chaque thyristor est individuelle, elle est assurée par quatre transistors. A l'entrée des transistors T, la tension est périodique en forme de dents de scie. Elle est constante en amplitude et en phase. La tension continue varie en valeur et en signe proportionnellement à la valeur du signal d'entrée, c'est à dire la tension aux bornes du potentiomètre de commande P.

Les diodes D_1 branchées entre la base et l'émetteur des transistors T_1 empêchent que la tension d'entrée dépasse la tension de saturation de ces transistors. Les transistors travaillent T_2 travaillent en régime impulsif, ils amplifient la tension de sortie des T_1 et changent sa phase de 180° . Le signal de sortie des transistors T_2 est une dérivée de leur tension d'entrée à cause du condensateur C_1 . L'impulsion positive est shuntée par les diodes D_2 , alors que l'impulsion négative passe par la diode D_3 pour arriver à l'entrée de l'oscillateur bloqué formé par T_3 et T_4 et les transformateurs d'impulsions. Cet oscillateur génère l'impulsion de commande qui sera brève à cause du gain élevé de celui-ci. Pour la protection des transistors de sortie contre les surtensions, l'enroulement w_1 du transformateur est shunté par la chaîne de décharge (D_4 et R), un condensateur C_2 assure la protection contre les perturbations. La diode D_5 sert à la protection de la gâchette du Thyristor de la tension inverse. Le réglage de phase des signaux en dents de scie pour la commande des thyristors est obtenu par la variation de la tension prise à la sortie de l'amplificateur magnétique. La tension en dents de scie à l'entrée des blocs de commande est donnée par le générateur de tension G fig(4). Le schéma de principe du bloc d'alimentation (B.A) est donné à la fig(3). Le bloc (B.C). fig(5) assure la limitation du courant d'induit. Le bloc (B.T) assure le réglage rigide en tension, il constitue le bloc correcteur déjà étudié.

Figure 2



Générateur d'Impulsions en dents de scie.

Figure 3 BLOC ALIMENTATION

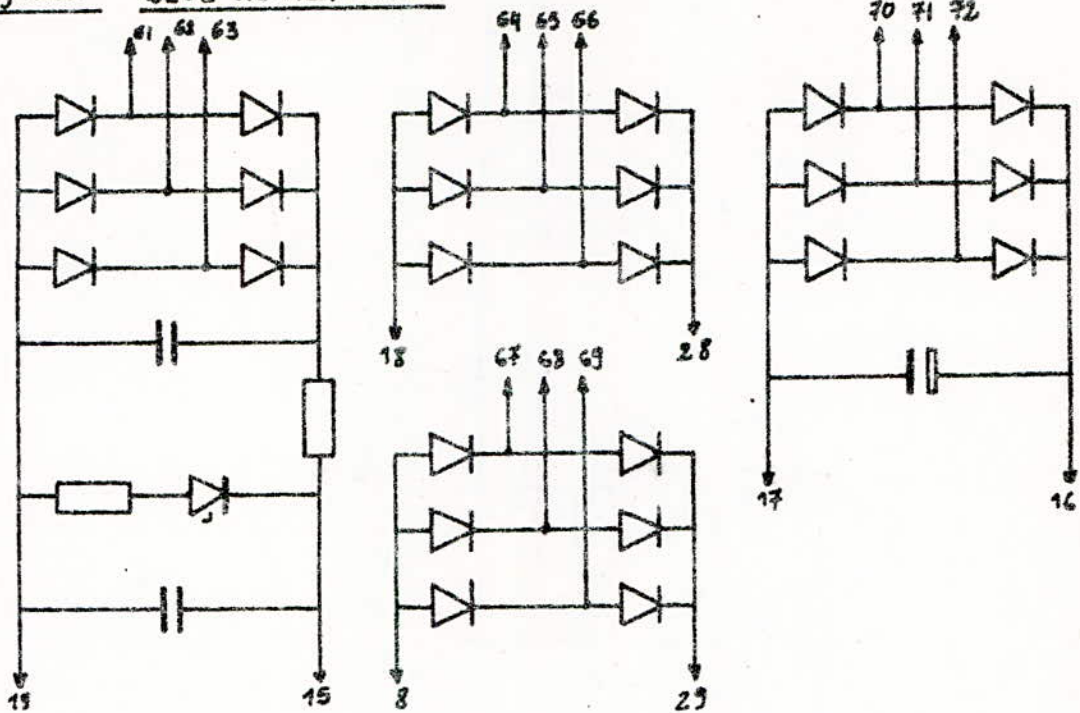


Figure 4 BLOC DE COMMANDE

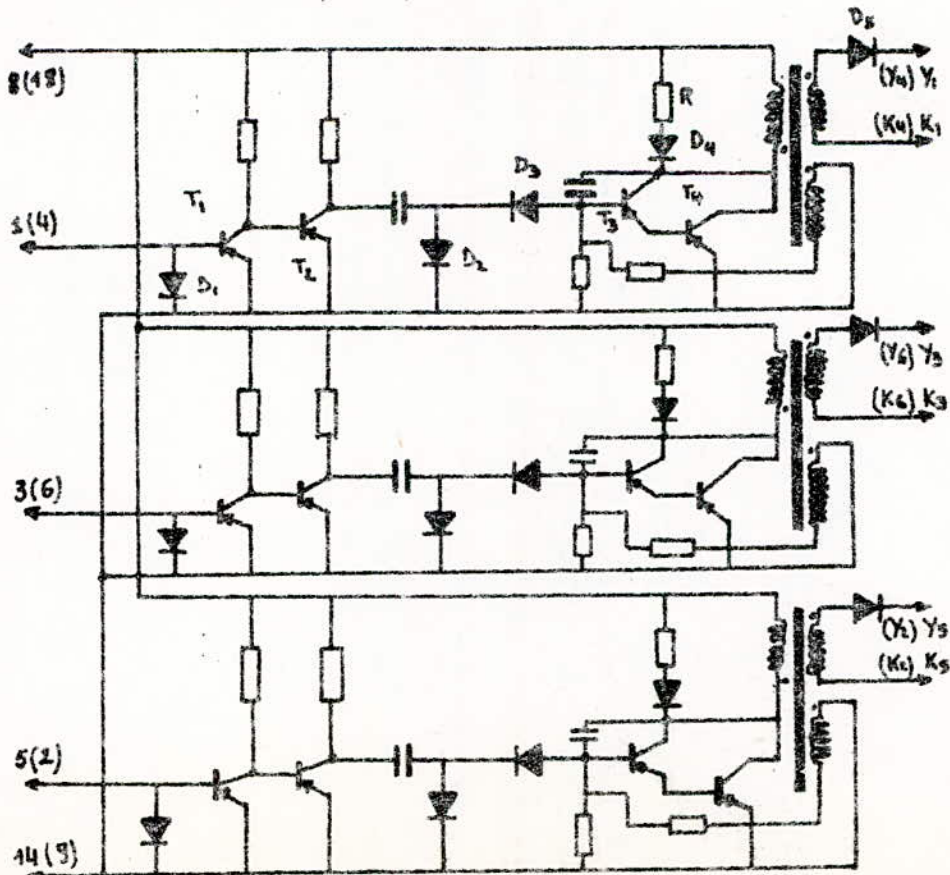
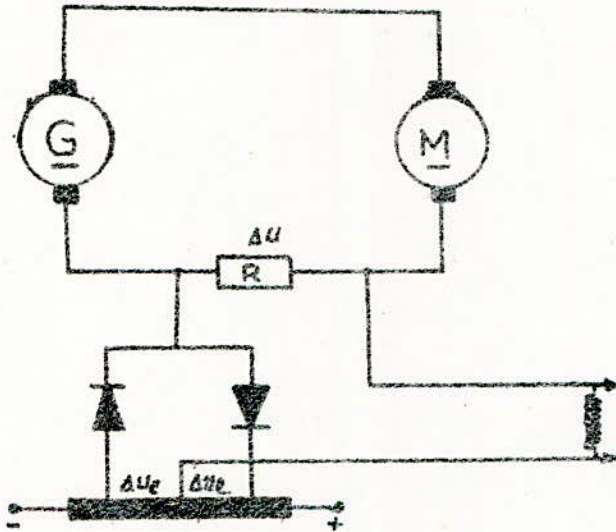


Figure 5 . Boucle de courant de limitation :



CARACTERISTIQUE DE FREINAGE

On distingue trois types de freinage :

- freinage avec récupération d'énergie.
- freinage par contre courant
- freinage dynamique.

Pour notre système de commande nous avons choisi le freinage avec récupération d'énergie sur le réseau.

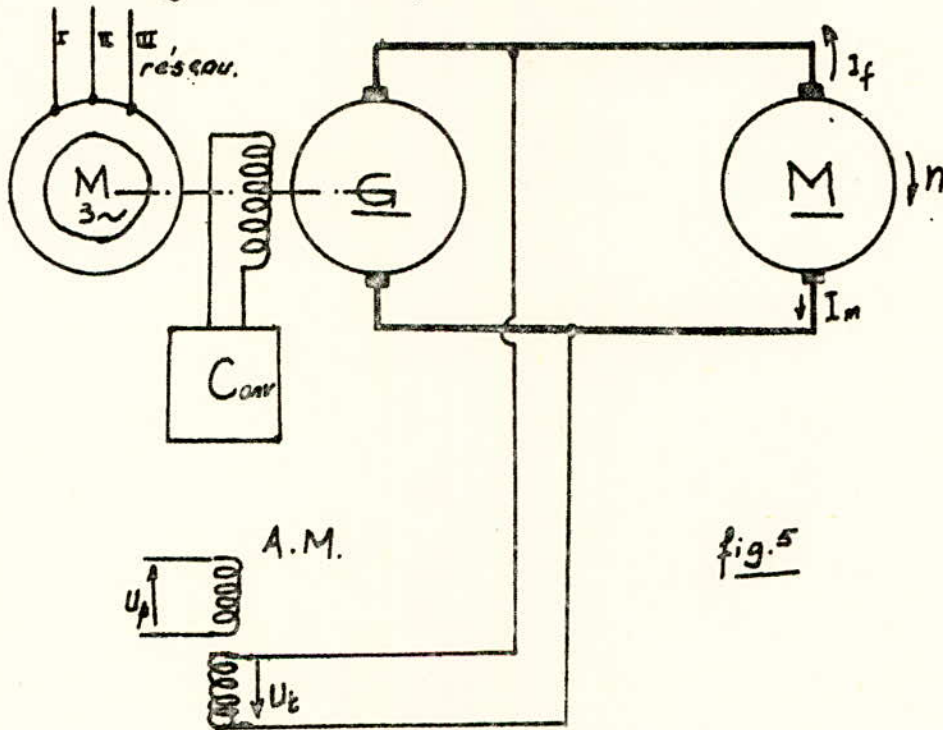


fig. 5

Lorsqu'on supprime la tension de commande (tension pilote $U_p = 0$), l'excitation de la génératrice s'annule. Le moteur continue à tourner grâce à sa vitesse d'inertie. Ainsi, le moteur devient générateur, son courant d'induit change de sens. A cet instant $I_f = \frac{e_m}{R_o}$ et signe du couple C développé par la machine change également. De même la génératrice fonctionnera en régime moteur. Comme son flux est faible, sa vitesse devient élevée $N_g = \frac{U}{k\phi}$. Cette vitesse est supérieure à la vitesse du moteur asynchrone, ce dernier fonctionnera donc en générateur asynchrone et fournira de l'énergie au réseau.

L'introduction de la boucle fermée de tension rend le freinage plus énergique. En effet par l'intermédiaire de cette boucle une f.e.m. de même sens que celle du moteur apparait aux bornes de la génératrice. Ces deux f.e.m s'ajoutent et on aura $I_f = \frac{e_m + e_g}{R_0}$ qui augmente. En même temps le couple de freinage croit jusqu'à l'arrêt total du moteur.

En plus de ce rôle, la boucle de tension assure le forçage du régime transitoire et augmente la rigidité de la caractéristique mécanique du moteur. Enfin elle permet la démagnétisation du circuit magnétique de la génératrice pendant le freinage.

LA REGULATION

I. GENERALITES :

Pour effectuer un travail avec des performances imposées, le système doit être asservi, le premier rôle d'un système de régulation est d'obliger la ou les grandeurs asservies "sortie du système" à conserver des valeurs aussi proches que possible de celle que l'on considère comme idéale.

Ces valeurs idéales sont à leur tour des fonctions des grandeurs d'entrée du système : "références" et "Perturbation". Si l'on s'arrange pour utiliser des fonctions des grandeurs de sortie comme entrées supplémentaires, on a créé une boucle fermée, ou commande à retro-action.

Il y a trois raisons de se servir de la commande à retro-action.

- C'est le moyen le plus commode de réaliser les relations désirées entrées et sorties.
- Elle permet de compenser, de façon interne les imprécisions et les dérives des caractéristiques des composants du système.
- Elle minimise les effets des perturbations qui, nées lors du système, affectent la sortie.

II. FONCTIONS D'UN REGULATEUR :

On n'érige pas seulement d'un régulateur de faire concorder la valeur de la variable primaire, exemple^{la} vitesse, avec une grandeur de référence, mais encore de remplir un certain nombre de fonctions nécessaires au bon comportement des machines :

a) Limitation des grandeurs critiques, tels que le courant ou la tension d'induit. C'est là une fonction de protection. Si la valeur limite de la variable secondaire est atteinte, le système de régulation abandonne le contrôle de la variable primaire pour se consacrer à la surveillance de la variable secondaire en la maintenant autant que de besoin à sa valeur de limitation.

b) Transfert sans à-coup d'un mode de commande à un autre.

c. Commande précise des variables de façon à éviter une rapidité excessive dans leurs évolutions (limitation du gradient courant di/dt)

d. Ajustement et optimisation aisés d'une boucle de commande indépendamment des autres.

III/ PRINCIPES DE REGULATION:

On distingue trois concepts de systèmes d'asservissement qui permettent tous, de contrôler la variable principale et de limiter les variables secondaires

a. Regulation en boucles convergentes:

Dans un système convergent, le signal de réaction venant de la variable asservie principale (vitesse) est constamment présent à l'entrée du régulateur. Celui qui provient de la variable secondaire (Courant ou tension) est comparé à un seuil. Il reste bloqué tant que la valeur de limitation n'est pas atteinte. Au delà du seuil, le dépassement ou la différence est appliquée à l'entrée du régulateur, elle combat le signal de retour de vitesse, tendant ainsi à limiter le courant dans l'induit. voir fig 1.

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

- solution bon marché, n'exigeant qu'un petit nombre de composants pour contrôler une variable et limiter une autre.
- Les caractéristiques dynamiques et statiques s'influencent mutuellement et ne peuvent être ajustées séparément.
- les réglages du régulateur résultent d'un compromis puisqu'il y a deux variables pour un régulateur.
- la mise en service n'est donc pas simple.

b. Régulation linéaire à boucles multiples (Système en cascade):

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

C'est un système très efficace pour la commande des moteurs.

On utilise ce type de régulation dans notre système.

- Il y a un régulateur séparé pour chacune des variables contrôlées. Chaque boucle peut être ainsi ajustée d'une façon optimale.

- On ajuste successivement les caractéristiques dynamiques et statique des différentes boucles en partant de la plus interne.

- On peut avoir une réponse assez lente de la boucle la plus externe si elle enveloppe trop de boucles internes, car la séparation dynamique des boucles exige un rapport minimal de 2 entre la rapidité de deux boucles adjacentes. Il peut alors apparaître des problèmes de stabilité si un régulateur interne se sature avant que le régulateur de la boucle externe n'ait atteint lui-même la saturation. fig 2.

c. Régulateur parallèle:

Comme dans la régulation en cascade, on utilise un régulateur séparé pour chaque variable contrôlée. Par contre, les sorties de ses régulateurs sont connectées, grâce à un dispositif de commutation, à une sortie commune qui est la borne d'entrée du système qui alimente le moteur. Dans un tel système un seul régulateur est en service à chaque instant. Le régulateur de vitesse seul en fonctionnement tant que le courant n'atteint pas sa valeur limite. Dès qu'elle est atteinte, le régulateur ^{de} courant prend la relève et le régulateur de vitesse est commuté hors circuit. fig 3.

Figure. 1 : Régulation convergente

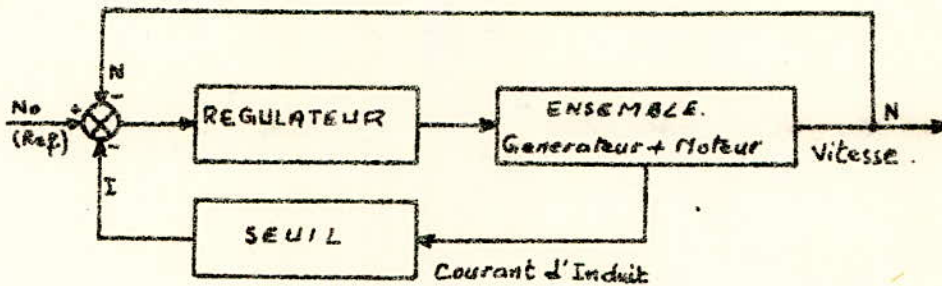


Figure. 2 - Régulation en cascade.

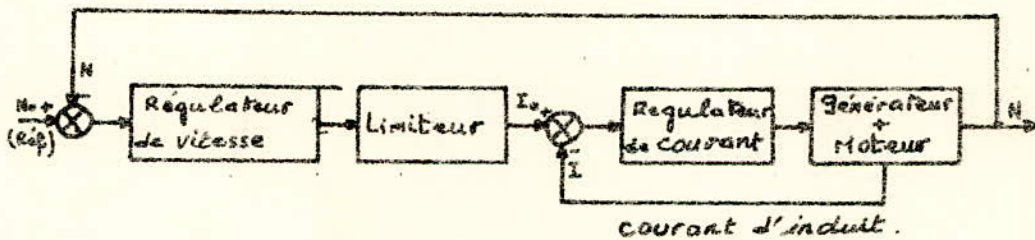
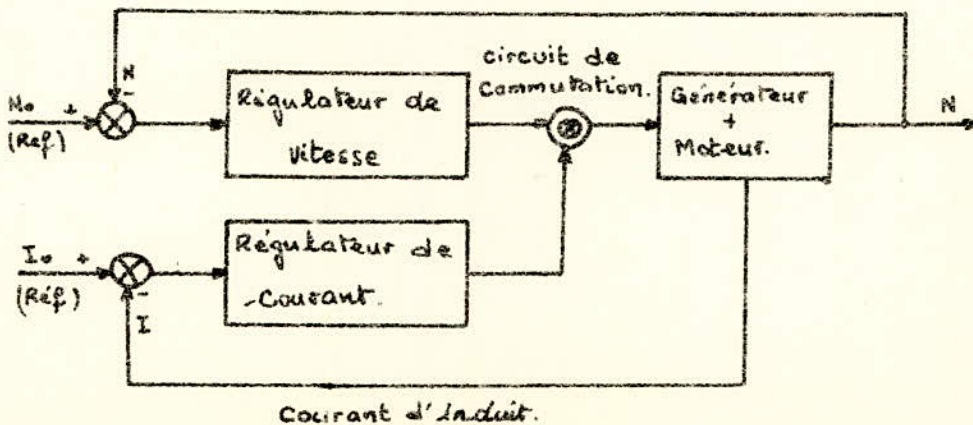


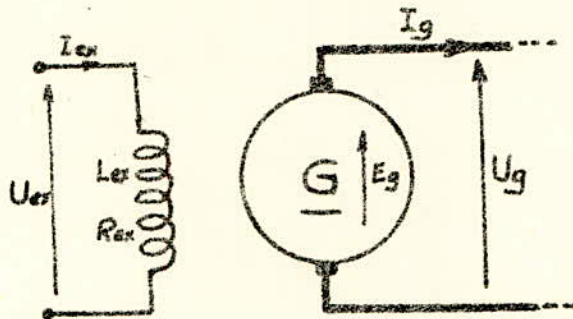
Figure. 3 : Régulation parallèle.



FONCTION DE TRANSFERT DU SYSTEME

I. FONCTION DE TRANSFERT DE LA GENERATRICE

considérant le circuit électrique de la génératrice.



L'équation électrique du circuit d'excitation est la suivante:

$$U_{ex} = R_{ex} i_{ex} + L_{ex} \frac{di_{ex}}{dt}$$

En utilisant le calcul symbolique on obtient:

$$U_{ex}(p) = R_{ex} I_{ex}(p) + L_{ex} I_{ex}(p) \cdot p$$

ou $p = j\omega$ est l'opérateur de Laplace.

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

avec $T_{ex} = \frac{L_{ex}}{R_{ex}}$ est la constante de Temps électromagnétique de l'enroulement d'excitation ($T_{ex} = 1,95$)

D'autre part, nous savons que la f.e.m de la génératrice (e_g) est proportionnelle au courant d'excitation (i_{ex})

$$e_g = k i_{ex} \quad \text{d'où} \quad i_{ex} = \frac{e_g}{k}$$

$$I_{ex}(p) = \frac{E_g(p)}{k}$$

Ainsi nous aurons:

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

d'où la fonction de transfert :

$$W_s(p) = \frac{E_g(p)}{U_{ex}(p)} = \frac{k}{R_{ex}} \cdot \frac{1}{1+T_{exp}p} = K_g \frac{1}{1+T_{exp}p}$$

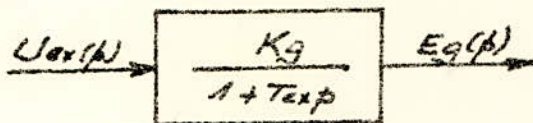
avec $K_g = \frac{k}{R_{ex}}$: gain statique de la génératrice.

En régime permanent ($p=0$) on aura :

$$K_g = \frac{E_{gn}}{U_{exn}} = \frac{600}{80}$$

$$\underline{K_g = 7,5}$$

le schéma fonctionnel à boucle ouverte sera :



II - DETERMINATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT $W'_i(p)$

$W'_i(p)$ est la fonction de transfert du système ayant comme grandeur d'entrée E_g et comme sortie n (vitesse du moteur).

a - Equation d'équilibre des tensions dans le circuit d'induit du système G. M :

$$E_g = E_m + \Delta U$$

ΔU étant la chute totale de tension dans le circuit d'induit du système G. M.

$$\Delta U = R_o I_{ind} + L_o \frac{dI_{ind}}{dt}$$

$$\Delta U(p) = R_o I_{ind}(p) + L_o p I_{ind}(p) = I_{ind}(p) R_o \left(1 + \frac{L_o}{R_o} p\right)$$

$$W'_i(p) = \frac{\Delta U(p)}{I_{ind}(p)} = R_o \left[1 + T_o p\right]$$

avec $R_o = 0,16 \Omega$

$$T_o = \frac{L_o}{R_o} = 0,0525 \text{ s.}$$

b- Equation du mouvement:

$$C_m - C_s = J \frac{dn}{dt}$$

posons:

$$C_m = \mathcal{L}_m i_{ind}$$

i_{ind} : courant d'induit.

$$C_s = \mathcal{L}_s i_s$$

i_s : courant dynamique

$$i_d = i_{ind} - i_s$$

i_s : courant statique.

L'équation du mouvement devient:

$$\mathcal{L}_m (i_{ind} - i_s) = J \frac{dn}{dt} = \mathcal{L}_m i_d$$

d'autre part nous avons la relation:

$$\mathcal{L}_m = \mathcal{L}_e \cdot n \Rightarrow \frac{dn}{dt} = \frac{1}{\mathcal{L}_e} \cdot \frac{d\mathcal{L}_m}{dt}$$

d'où:

$$i_d = \frac{J}{\mathcal{L}_e \mathcal{L}_m} \cdot \frac{d\mathcal{L}_m}{dt} = \frac{J R_o}{\mathcal{L}_e \mathcal{L}_m R_o} \cdot \frac{d\mathcal{L}_m}{dt} = \frac{\theta_0}{R_o} \cdot \frac{d\mathcal{L}_m}{dt}$$

soit: $I_d(p) = \frac{\theta_0}{R_o} p E_m(p) = \frac{\theta_0}{R_o} p \mathcal{L}_e n(p)$

$$W'_1(p) = \frac{I_d(p)}{n(p)} = \frac{\theta_0}{R_o} \mathcal{L}_e p$$

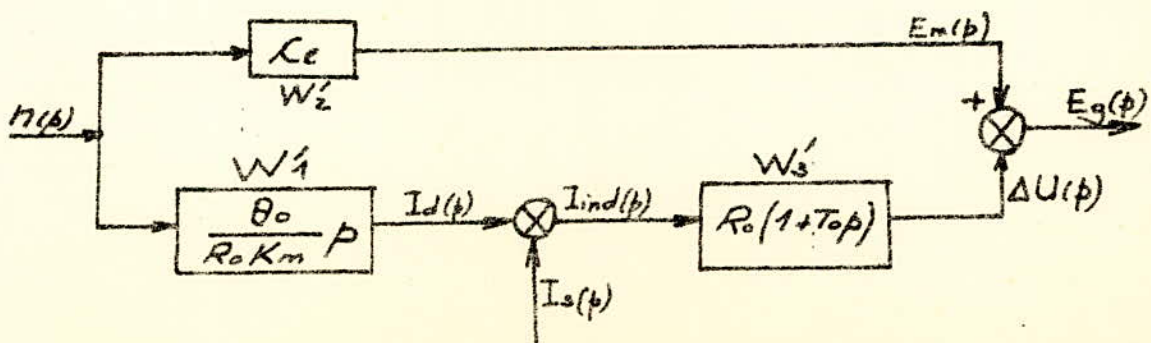
$$W'_1(p) = \frac{\theta_0}{R_o K_m} \cdot p \quad \text{avec} \quad K_m = \frac{1}{\mathcal{L}_e} = 1,287$$

$$\theta_0 = 0,5$$

la relation $\mathcal{L}_m = \mathcal{L}_e n$ nous donne

$$W'_2(p) = \frac{E_m(p)}{n(p)} = \mathcal{L}_e = \frac{1}{K_m}$$

Le schéma fonctionnel à boucle fermée de l'ensemble est:

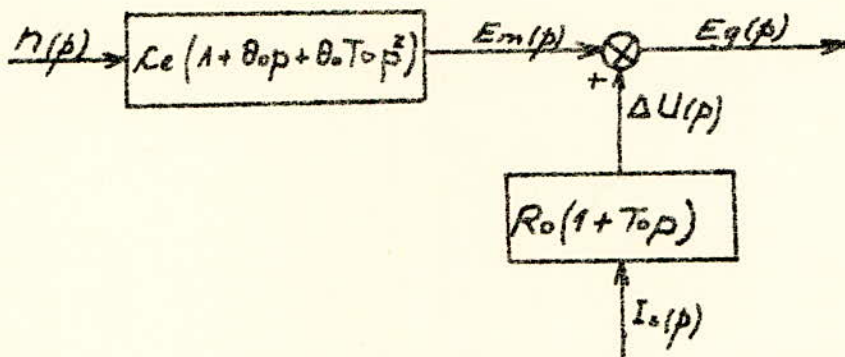


C. Détermination de la fonction de transfert $W(p) = \frac{Eg(p)}{n(p)}$

$$W(p) = W_2'(p) + (W_1' + I_s(p)) W_3'(p) = W_1'(p) + W_1'(p) W_3'(p) + I_s W_3'$$

$$= C_e [1 + \theta_0 p + \theta_0 T_0 p^2] + I_s R_0 [1 + T_0 p]$$

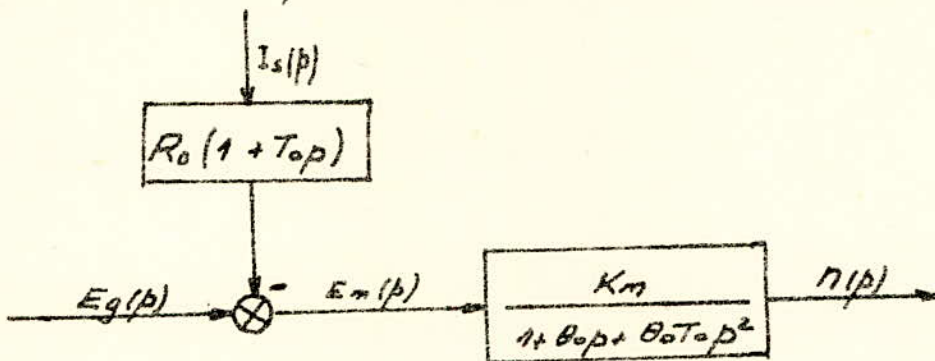
d'où le schéma fonctionnel à boucle ouverte :



La fonction de transfert ayant comme grandeur d'entrée E_g et comme sortie n sera :

$$W'(p) = \frac{1}{C_e(1 + \theta_0 p + \theta_0 T_0 p^2)} - I_s(p) R_0(1 + T_0 p)$$

et son schéma fonctionnel à boucle ouverte est :



III. FONCTION DE TRANSFERT DU MOTEUR

a) $U_g = E_m + \Delta U_m$

$$\Delta U_m = R'_m i_{ind} + L'_m \frac{di_{ind}}{dt}$$

$$\Delta U_m(p) = I_{ind}(p) \left(1 + \frac{L'_m p}{R'_m} \right) R'_m = I_{ind}(p) R'_m (1 + T_m p)$$

$$W_1''(p) = \frac{\Delta U_m(p)}{I_{ind}(p)} = R'_m (1 + T_m p) \quad \text{avec } R'_m = 0,07625 \Omega$$

$$T_m = 0,074 s$$

b. Nous avons déjà posé le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} L_m i_d = J \frac{dn}{dt} \\ e_m = c_e n \end{cases}$$

$$\text{avec } i_d = \frac{J}{c_e L_m} \frac{de_m}{dt} = \frac{J R'_m}{c_e L_m} \frac{1}{R'_m} \frac{de_m}{dt} = \frac{\theta_m}{R'_m} \frac{de_m}{dt}$$

$$\text{soit } I_d(p) = \frac{\theta_m}{R'_m} c_e n(p) \cdot p$$

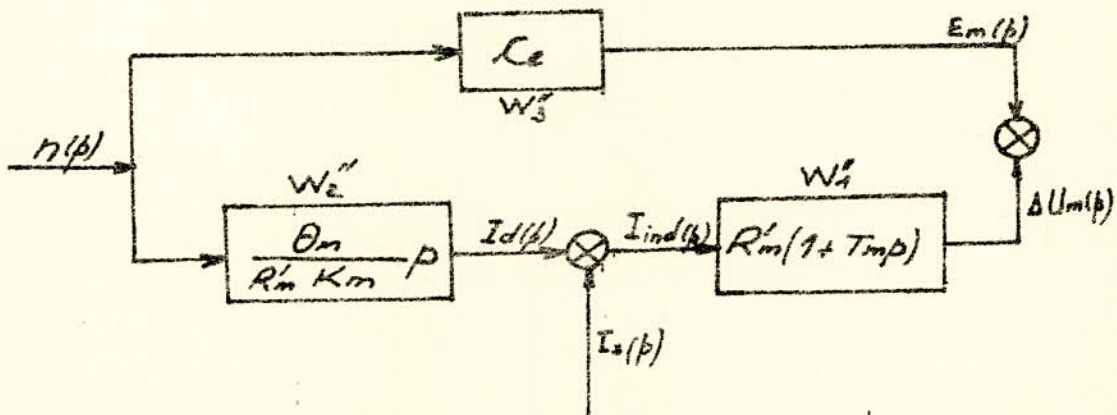
d'où l'on obtient :

$$W_2''(p) = \frac{I_d(p)}{n(p)} = \frac{\theta_m}{R'_m K_m} p$$

la deuxième relation nous donne

$$W_3''(p) = \frac{E_m(p)}{n(p)} = c_e$$

On obtient ainsi le schéma fonctionnel suivant :

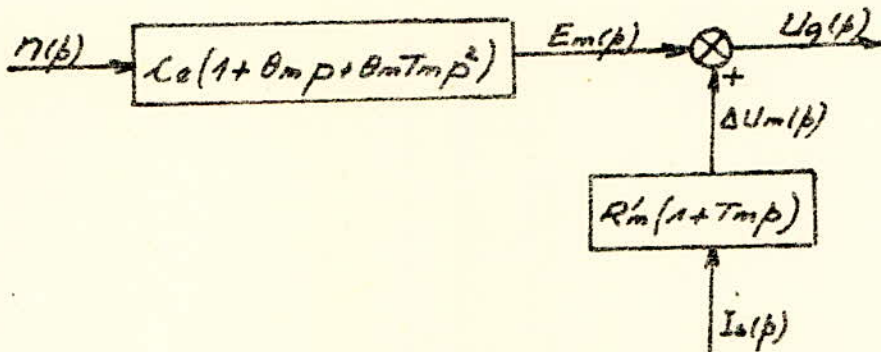


La fonction de transfert du bloc est :

$$W''(p) = W_3''(p) + (W_2''(p) + I_s(p)) W_1''(p)$$

$$= c_e + \frac{\theta_m}{R'_m} c_e p R'_m (1 + T_m p) + I_s R'_m (1 + T_m p)$$

$W''(p) = -K_c(1 + \theta_m p + \theta_m T_m p^2) + I_s R'_m(1 + T_m p)$
 le schéma fonctionnel en boucle ouverte sera donc:



IV - FONCTION DE TRANSFERT DU CONVERTISSEUR

La fonction de transfert du convertisseur choisi est donnée par la forme approximative suivante:

$$W_c(p) = \frac{K_c}{1 + T_c p}$$

avec la condition $T_c \gg \frac{2}{\omega} = \frac{2}{2\pi f} = 0,007 \mu s$

le gain statique K_c est déterminé par la relation

$$K_c = \frac{\Delta U_c}{\Delta U_{com}} = \frac{\Delta U_{ex}}{\Delta U_{com}}$$

$U_c = U_{ex}$ étant la tension redressée par le convertisseur

U_{com} : et la tension de commande de la gâchette du Thyristor

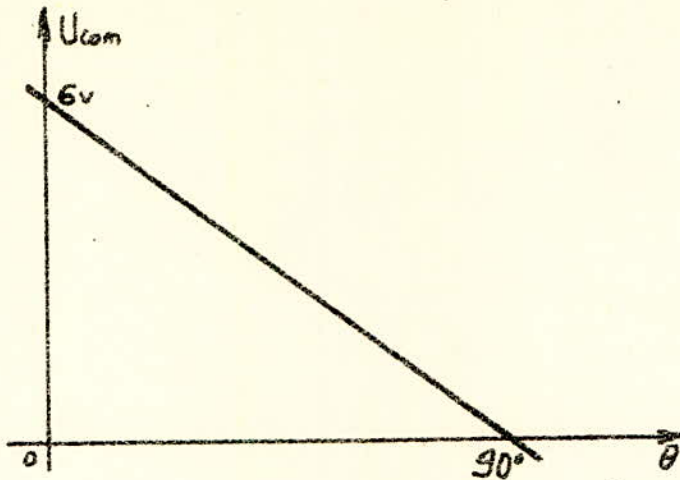
avec $U_c = U_{c0} \cos \theta - U_0$

$$U_c = 133 \cos \theta - 14,6 \text{ V}$$

La courbe de commande $U_{com} = f(\theta)$ a l'allure suivante.

pour $\theta = 0^\circ \Rightarrow U_{com} = 6 \text{ V}$

" $\theta = 90^\circ \Rightarrow U_{com} = 0 \text{ V}$.



$U_{com} = f(\theta)$ est une droite d'équation:

$$U_{com} = 6 - \frac{6}{90} \theta = 6 - \frac{\theta}{15} \approx 6 - 0,066\theta$$

Ainsi nous pouvons dresser un tableau donnant les valeurs de U_c et U_{com} pour différentes valeurs de θ

θ°	0	10	20	30	40	50	60	70	80
U_c (V)	118,4	116,4	110,4	100,6	87,3	70,9	51,9	30,8	8,5
U_{com} (V)	6	5,33	4,66	4	3,33	2,66	2	1,33	0,66

Calcul de K_c .

$$\text{pour } \theta = 30^\circ \rightarrow \begin{cases} U_c = 100,6 \text{ V} \\ U_{com} = 4 \text{ V} \end{cases} \quad \text{pour } \theta = 60^\circ \rightarrow \begin{cases} U_c = 51,9 \text{ V} \\ U_{com} = 2 \text{ V} \end{cases}$$

soit : $K_c = \frac{\Delta U_c}{\Delta U_{com}}$

$$K_c = \frac{100,6 - 51,9}{4 - 2} = \frac{48,7}{2} = 24,3$$

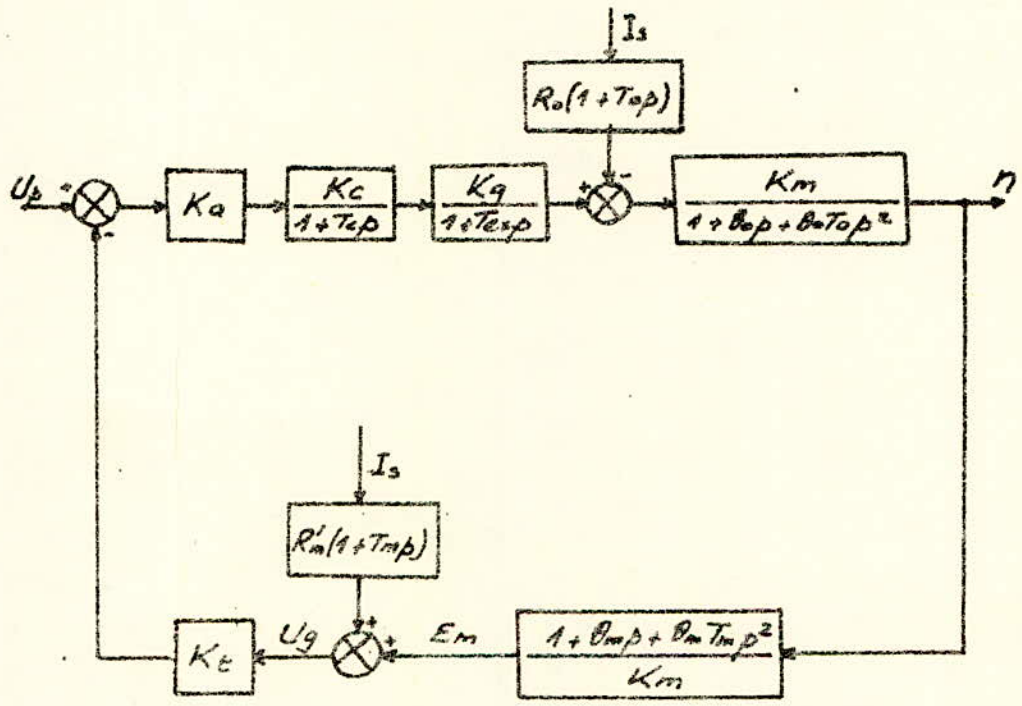
$$\underline{K_c \approx 24}$$

↳ Fonction de transfert de l'Amplificateur:

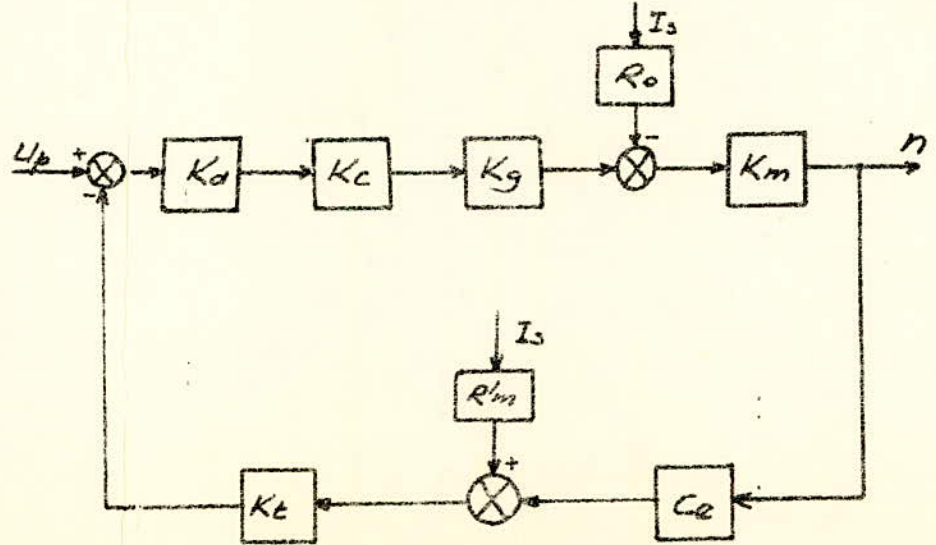
C'est le gain de l'amplificateur magnétique choisi et on le fixe à une valeur $K_a = 20$.

VI. CALCUL DU GAIN DE LA BOUCLE EN TENSION : K_E

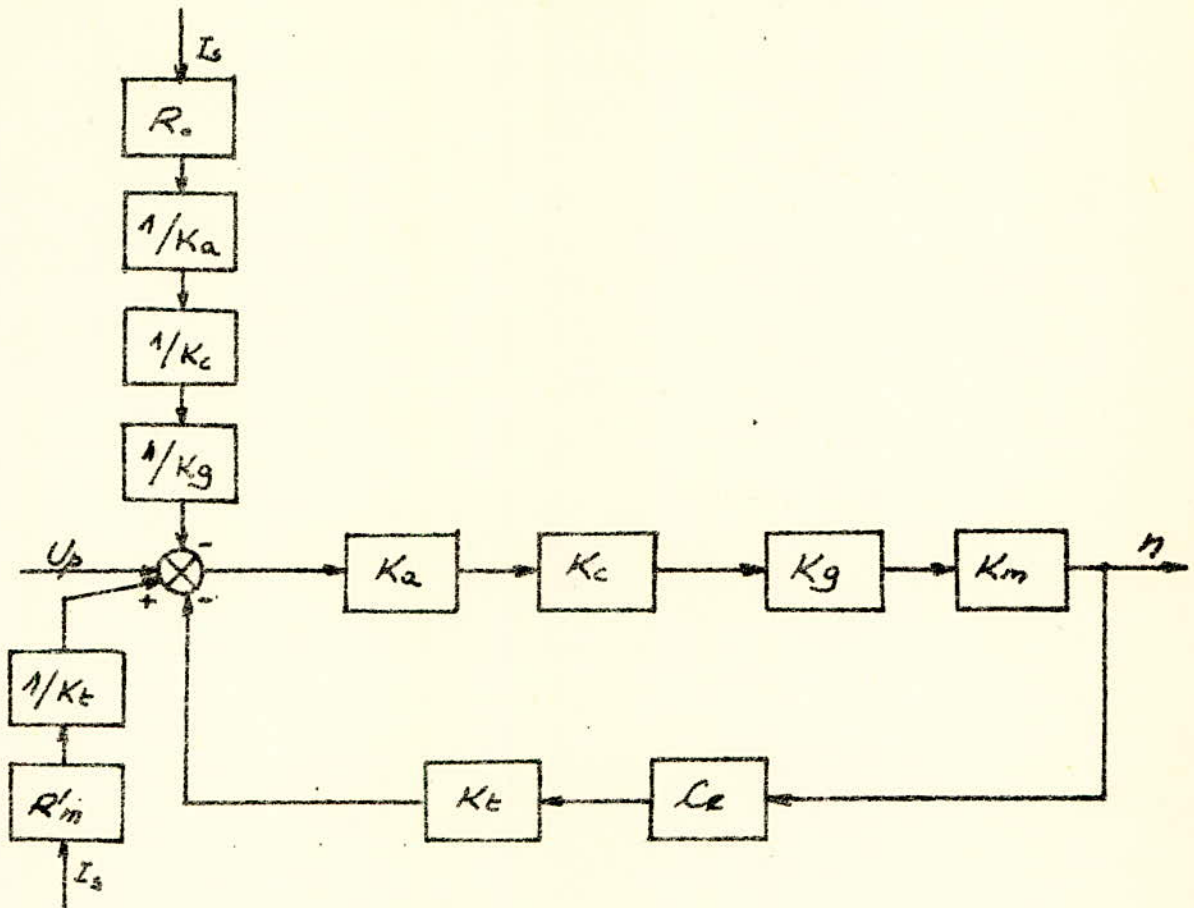
D'après le principe de fonctionnement du système et tenant compte des schémas fonctionnels partiels déjà déterminés, nous pouvons maintenant présenter le schéma-bloc avec la boucle de tension :



En régime (permanent) statique ($p=0$) le schéma du bloc devient :



soit après transformation :



la fonction de transfert de ce schéma est pour le système fermé :

$$\frac{n_f}{U_p - I_s \frac{R_o}{K_a K_c K_g} + I_s \frac{R'_m}{K_t}} = \frac{K_a K_c K_g K_m}{1 + K_a K_c K_g K_t} = \frac{K_a K_c K_g K_m}{1 + K'}$$

avec $K' = K_a K_c K_g K_t$

En régime de fonctionnement à vide idéale, le courant imposé par la charge est nul $I_s = 0$ dans ce cas on aura :

$$\frac{n_f}{U_p} = \frac{K_a K_c K_g K_m}{1 + K'}$$

$$n_f = \frac{K_a K_c K_g K_m}{1 + K'} U_p$$

la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\frac{n_{ouv}}{U_p} = K_a K_c K_g K_m \Rightarrow n_{ouv} = K_a K_c K_g K_m \cdot U_p$$

la précision pour le système ouvert est donnée par la relation :

$$\Delta n_{ouv} = R_o I_s K_m$$

$$\delta_{n_{ouv}} = \frac{\Delta n_{ouv}}{n_n} = \frac{R_o I_s K_m}{n_n}$$

Ainsi, en imposant d'avance la précision pour le système fermé soit 10% ou maximum pour les faibles vitesses, on pourra déterminer la valeur de K' et par suite celle de K_c .

si $I_s = I_n = 360 A$.

$$\Delta n_{ouv} = 0,16 \cdot 360 \cdot 1,287 = 74 \text{ tr/min}$$

d'où $\delta_{n_{ouv}} = \frac{74}{750} \approx 0,1$ soit 10%

$\delta_{n_{ouv}} = 10\%$

d'autre part, on a :

$$\delta_{n_f} = 10\%$$

la valeur de K' est donnée par la relation suivante :

$$K' = \frac{\delta_{n_{ouv}} (D - 1)}{\delta_{n_f}}$$

où D est la marge de la variation de la vitesse

$$D = \frac{n_n}{n_o} = \frac{750}{37,5} = 20$$

n_o étant la plus petite vitesse atteinte.

$$K' = \frac{10}{10} (20 - 1) = 19$$

$K' = 19$

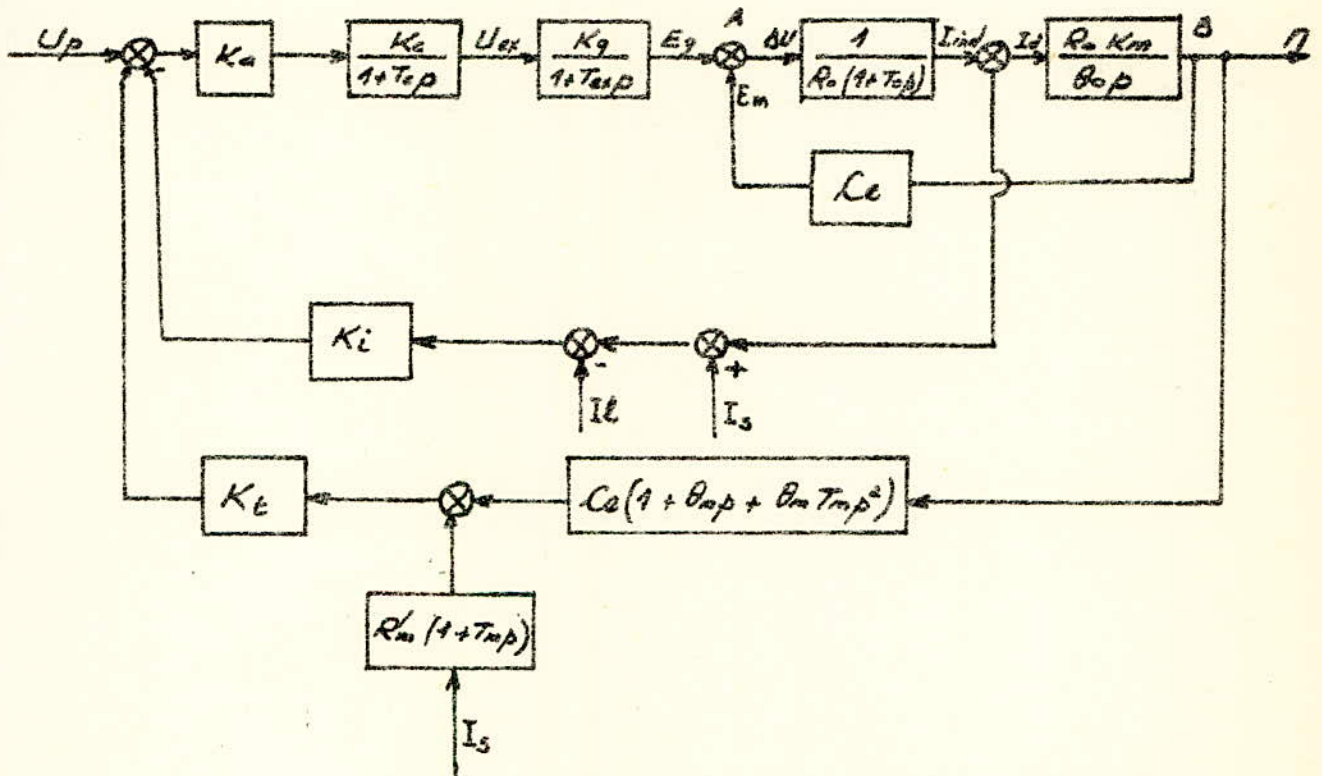
$$K' = K_a K_c K_g K_e \Rightarrow K_c = \frac{K'}{K_a K_c K_g}$$

$$K_c = \frac{19}{20 \cdot 24 \cdot 7,5} = 0,005$$

$K_c = 0,005$

VII BOUCLE DE LIMITATION DE COURANT

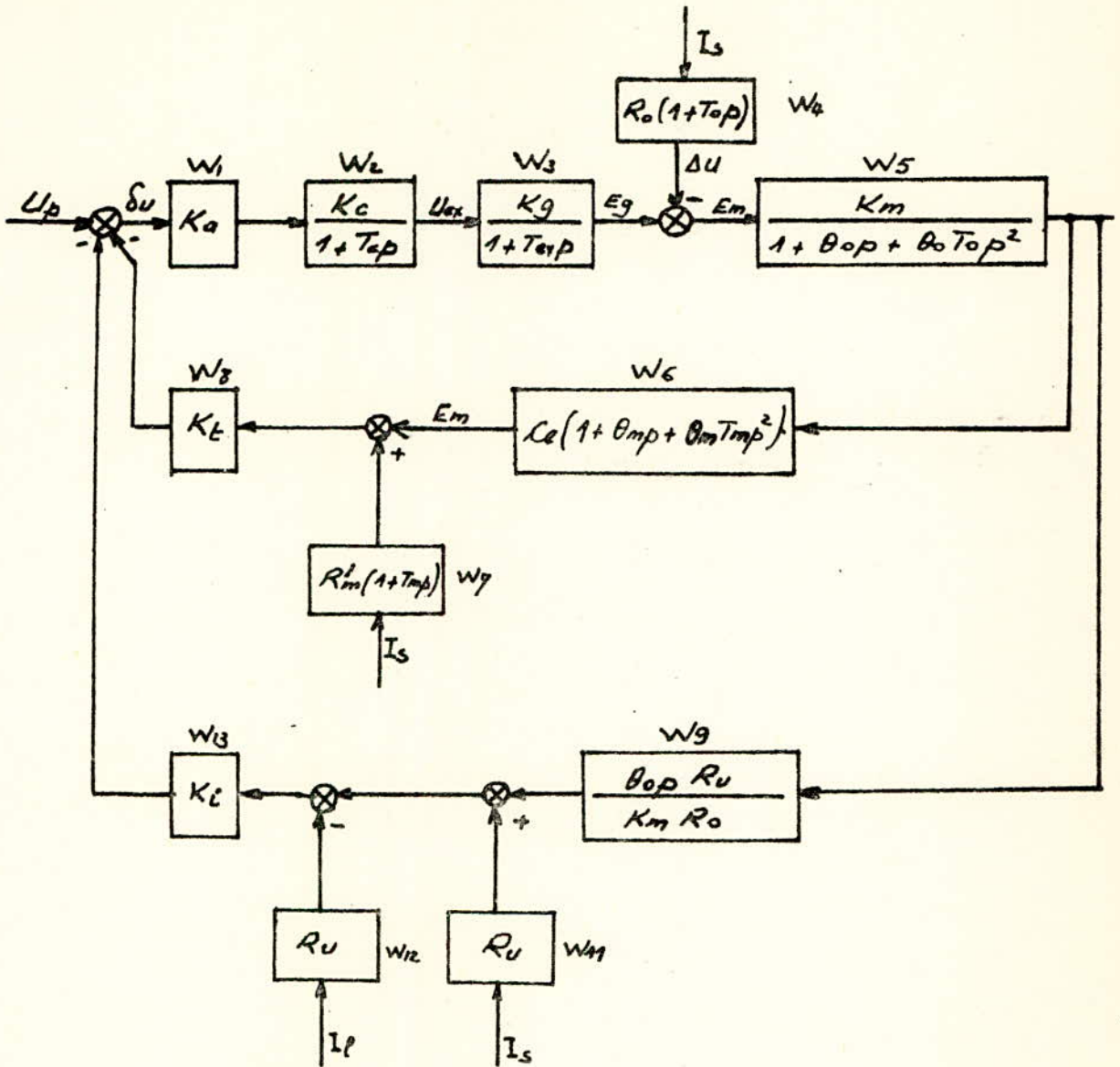
le schéma fonctionnel du système de commande fermé par la vitesse avec limitation de courant est le suivant :



Après transformation de la boucle A.B et déplacement de la boucle de courant, nous aurons un schéma-bloc plus clair et plus simple.

L'insertion de la résistance R_u dans la boucle de courant est justifiée par le fait que nous comparons la chute de tension aux bornes de R_u à la tension pilote U_p .

R_u est la résistance de mesure définie dans le chapitre II.



selon ce schéma-bloc, la relation de la vitesse est :

$$n = \left\{ \left[U_p - (n W_6 + I_s W_7) W_8 - (n W_9 + I_s W_{11} - I_c W_{12}) W_{13} \right] W_1 W_2 W_3 - I_s W_4 \right\}^{-1}$$

En régime statique ($p=0$) nous aurons pour $K_i = 0$

$$n = \left\{ \left[U_p - (n L_e + I_s R'_m) K_t \right] K_a K_c K_g - I_s R_o \right\} K_m$$

pour $I_s = I_n$

$$n = (U_p - n L_e K_t) K_a K_c K_g + I_n (R'_m K_a K_c K_g K_t K_m + R_o K_m)$$

soit :

$$U_p = \frac{U_n (1 + K_a K_c K_g K_e)}{K_a K_c K_g K_m} = \frac{U_n (1 + K')}{K_a K_c K_g K_m}$$

$$U_p = \frac{750 (1 + 19)}{20 \cdot 24 \cdot 7,5 \cdot 1,287} = 324 \text{ V}$$

$$\underline{U_p = 3,24}$$

Calcul du gain K_L :

Les conditions de fonctionnement de la boucle de limitation de courant sont :

- 1 - si $I_s \leq I_L \Rightarrow K_i = 0$
- 2 - si $I_s > I_L \Rightarrow K_i \neq 0$
- 3 - si $I_s = I_{arr} \Rightarrow \eta = 0$

Avec :

$$I_L = 1,3 I_n = 1,3 \cdot 360 = 468 \text{ A.}$$

$$I_{arr} = 1,5 I_n = 1,5 \cdot 360 = 540 \text{ A}$$

$$(I_{arr} - I_L) = 0,2 I_n = 0,2 \cdot 360 = 72 \text{ A.}$$

Pour $I_s = I_{arr} = 540 \text{ A} \Rightarrow \eta = 0$

nous aurons : ($\beta = 0$).

$$\eta = \left\{ [U_p - (\eta W_6 + I_s W_7) W_8 - (\eta W_9 + I_s W_{11} - I_L W_{12}) W_{13}] W_4 W_2 W_3 - I_s W_4 \right\} W_5$$

$$0 = \left\{ [U_p - (0 + I_{arr} R'_m) K_L - (0 + I_{arr} R_u - I_L R_u) K_i] K_a K_c K_g - I_{arr} R_o \right\} A$$

$$0 = [U_p - I_{arr} R'_m K_L - (I_{arr} - I_L) R_u K_i] K_a K_c K_g - I_{arr} R_o$$

$$0 = U_p K_a K_c K_g - I_{arr} R'_m K_L K_a K_c K_g - (I_{arr} - I_L) R_u K_i K_a K_c K_g - I_{arr} R_o$$

$$K_i = \frac{U_p K_a K_c K_g - I_{arr} R'_m K_L K_a K_c K_g - I_{arr} R_o}{(I_{arr} - I_L) R_u K_a K_c K_g}$$

d'où

$$K_i = \frac{3,25 \cdot 20 \cdot 24 \cdot 7,5 - 540 [0,16 + 0,07625 \cdot 0,005 \cdot 20 \cdot 24 \cdot 7,5]}{72 \cdot 0,0184 \cdot 20 \cdot 24 \cdot 7,5}$$

$$K_i = 2,27$$

$$K_i = 2,27$$

* Caractéristique de vitesse : $n_f = f(I_s)$ à boucle fermée :
pour tracer cette courbe il suffit de déterminer deux points : A ($I_s = 0$, $n = n_v$) et B ($I_s = I_n$, $n_f = n_n$)

- pour $I_s = 0$

$$n_v = \frac{U_p \cdot K_a K_c K_g K_m}{1 + K_i} = \frac{3,25 \cdot 20 \cdot 24 \cdot 7,5 \cdot 1,287}{1 + 19} = 753,7 \text{ tr/mn}$$

- pour $I_s = I_n$ on a $n_f = n_n = 750 \text{ tr/mn}$

soit une chute de vitesse :

$$\Delta n_f = n_v - n_n = 753,7 - 750 = 3,7 \text{ tr/mn}$$

elle correspond bien au 10% de la plus faible vitesse $n_n = 750 \text{ tr/mn}$

$$\Delta n_f = \frac{10}{100} \cdot n_n = 3,7 \text{ tr/mn}$$

* Caractéristique de vitesse $n_{ouv} = f(I_s)$ à boucle ouverte :

$$n_{ouv} = \frac{U_p \cdot K_a K_c K_g K_m - I_s R_a K_m}{1 + K_i}$$

Calculons U_p tension à appliquer pour avoir la vitesse n_v à $I_s = 0$ dans le cas de la boucle ouverte.

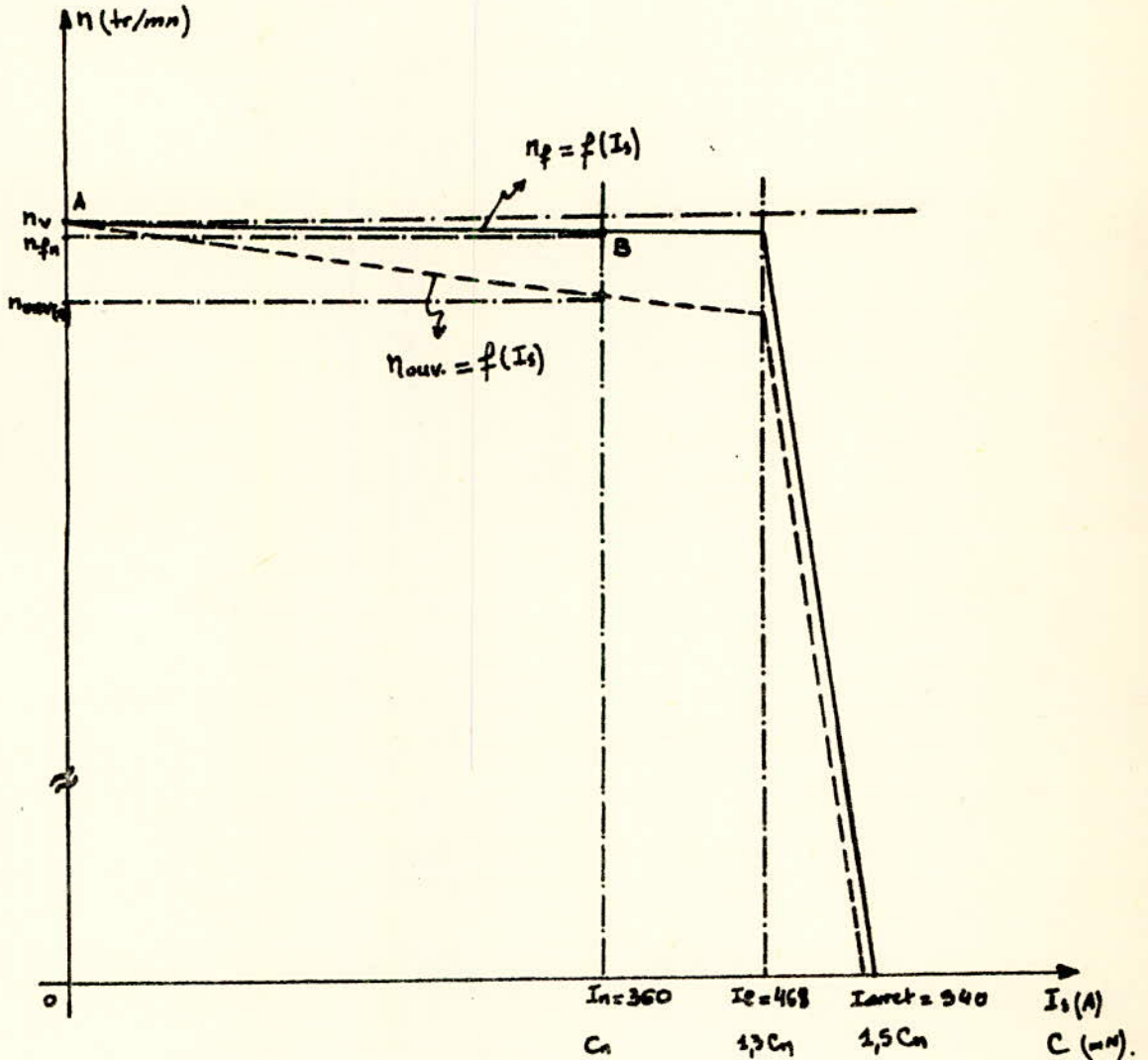
$$n_v = \frac{U_p \cdot K_a K_c K_g K_m}{1 + K_i} \Rightarrow U_p = \frac{n_v (1 + K_i)}{K_a K_c K_g K_m} = \frac{753,7}{20 \cdot 24 \cdot 7,5 \cdot 1,287} = 0,16 \text{ V}$$

à $I_s = I_n$ on aura :

$$\begin{aligned} n_{ouv} &= \frac{U_p \cdot K_a K_c K_g K_m - I_s R_a K_m}{1 + K_i} = n_v - \Delta n_{ouv} \\ &= 753,7 - 74 = 679,5 \text{ tr/mn} \end{aligned}$$

$\Delta n_{ouv} = 74 \text{ tr/mn}$: chute de vitesse au point nominal à boucle ouverte, soit 10% de la vitesse nominale comme nous l'avons déjà fixé. (voir fig. 6)

Figure: 6.



FONCTION DE TRANSFERT EN REGIME DYNAMIQUE

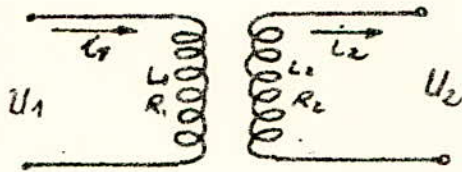
ETUDE DE LA STABILITE DU SYSTEME

I. BOUCLE DE REACTION EN TENSION SOUPLE :

Cette boucle assure la souplesse de la réponse, c'est à dire qu'elle diminue les amplitudes du régime transitoire et assure la stabilité du processus.

Cette boucle agit sur l'inducteur de la génératrice par l'intermédiaire d'un transformateur stabilisateur branché à l'un des enroulements de l'amplificateur magnétique.

La fonction de transfert d'un transformateur se détermine de la façon suivante :



ystème d'équation des tensions ramenées au primaire

$$\begin{cases} U_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} \\ U_2 = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} = M \frac{di_1}{dt} \end{cases}$$

avec $M = \sqrt{L_1 L_2}$ posons $K_s = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \frac{M}{L_1} \Rightarrow M = K_s L_1$

$$\begin{cases} U_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} \\ U_2 = K_s L_1 \frac{di_1}{dt} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{U_1}{R_1} = i_1 + \frac{L_1}{R_1} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{U_2}{R_1} = K_s \frac{L_1}{R_1} \frac{di_1}{dt} \end{cases}$$

d'où on aura :

$$\begin{cases} \frac{U_1(p)}{R_1} = I_1(p) + T_0 p I_1(p) \\ \frac{U_2(p)}{R_1} = K T_0 p I_1(p) \end{cases} \Rightarrow W_s(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{K T_0 p}{1 + T_0 p}$$

$W_s(p)$ est une fonction stabilisatrice. on prend $K_s = 0,03$
 $T_0 = 0,01$

III - FONCTION DE TRANSFERT EN BOUCLE FERMÉE :

$$n = \left[\left\{ U_p - (n W_6 + I_3 W_7) W_8 - (n W_9 + I_3 W_{11} - I_2 W_{12}) W_{13} \right\} W_0 W_3 - I_3 W_4 \right] W_5$$

d'où on a :

$$U_p W_0 W_3 W_5 - I_3 [W_7 W_8 W_0 W_3 W_5 + W_{11} W_{13} W_0 W_3 W_5 + W_4 W_8] + I_2 W_{12} W_{13} W_0 W_3 W_5 = n (1 + W_6 W_8 W_0 W_3 W_5 + W_9 W_{13} W_0 W_3 W_5)$$

Si on pose $W_{13} = K_i = 0$ et I_3 on retrouve la relation de la vitesse en régime statique.

$$n = \frac{U_p \cdot W_0 W_3 W_5}{1 + W_6 W_8 W_0 W_3 W_5} = \frac{U_p K_a K_c K_g K_m}{1 + K'} = \frac{3,24 \cdot 20 \cdot 24 \cdot 7,5 \cdot 1,287}{1 + 19}$$

$$n = 750,5 \text{ tr/mn.}$$

En régime dynamique on obtient :

$$n = \frac{U_p W_0 W_3 W_5 - I_3 [W_7 W_8 W_0 W_3 W_5 + W_{11} W_{13} W_0 W_3 W_5 + W_4 W_8] + I_2 W_{12} W_{13} W_0 W_3 W_5}{1 + W_6 W_8 W_0 W_3 W_5 + W_9 W_{13} W_0 W_3 W_5}$$

Il est difficile est sans intérêt de vouloir étudier la fonction de transfert entraînant d'oussi long calculs, certaines simplifications sont nécessaires nous sommes amenés à considérer deux hypothèses simplificatrices :

- 1° suppression de la boucle de limitation de courant : $W_{13} = K_i = 0$
 ceci est possible, vu que notre but essentiel est de contrôler la vitesse qui est la variable principale, alors que le courant n'est qu'une variable secondaire. Ainsi nous nous plaçons dans le cas le plus défavorable quand à la stabilité du système. si le système est stable sans la boucle de courant, il le sera d'autant plus avec celle-ci dont le rôle est de stabiliser le système.

- 2° suppression de la seconde variable I_3 : cette hypothèse se justifie du fait que nous nous intéressons uniquement à la vitesse en fonction du signal d'entrée U_p .

Avec ces deux hypothèses, nous obtenons une fonction de transfert plus maniable :

$$H(p) = \frac{n(p)}{U_p(p)} = \frac{W_0 W_3 W_5}{1 + W_0 W_3 W_5 W_6 W_8}$$

d'où après transformation on obtient :

$$H(p) = \frac{n(p)}{U_p(p)} = \frac{K_a K_c K_g K_m (1 + T_s p)}{[1 + (T_c + T_s + K_a K_c K_g T_s) p + T_c T_s p^2] [1 + T_m p] [1 + \theta_0 p + \theta_0 T_0 p^2] + K' (1 + T_s p) (1 + \theta_m p + \theta_m T_m p^2)}$$

• Le développement du numérateur nous donne

$$N = K_a K_c K_g K_m + K_a K_c K_g K_m T_s p$$

• Le dénominateur nous donne :

$$D = (\theta_0 T_0 T_c T_s T_m) p^5 + (\theta_0 T_c T_s T_m + \theta_0 T_0 T_c T_s + \theta_0 T_0 T_c T_m + \theta_0 T_0 T_s T_m + K_a K_c K_g \theta_0 T_c T_s T_m) p^4 + (T_c T_s T_m + \theta_0 T_c T_s + \theta_0 T_c T_m + \theta_0 T_s T_m + K_a K_c K_g \theta_0 T_c T_s + \theta_0 T_0 T_c + \theta_0 T_0 T_s + \theta_0 T_0 T_m + K_a K_c K_g \theta_0 T_0 T_s + K' T_s \theta_m T_m) p^3 + (T_c T_s + T_c T_m + T_s T_m + K_a K_c K_g T_c T_s + \theta_0 T_c + \theta_0 T_s + \theta_0 T_m + K_a K_c K_g \theta_0 T_s + \theta_0 T_0 + K' \theta_m T_m + K' T_s \theta_m) p^2 + (T_c + T_s + T_m + K_a K_c K_g T_s + \theta_0 + K' \theta_m + K' T_s) p + 1 + K'$$

avec :	$K_g = 0,03$	$K_m = 1,287$	$T_s = 0,01$
	$K_a = 20$	$T_0 = 0,0526$	$\theta_0 = 0,4$
	$K_c = 24$	$T_c = 0,007$	$\theta_m = \frac{T_c K_m}{L_c C_m} = 0,503$
	$K' = 19$	$T_m = 1,95$	
	$K_g = 7,5$	$T_m = 0,074$	

La fonction de transfert $H(p)$ peut s'écrire sous la forme :

$$H(p) = \frac{n(p)}{U_p(p)} = \frac{B_0 p + B_1}{A_0 p^5 + A_1 p^4 + A_2 p^3 + A_3 p^2 + A_4 p + A_5}$$

avec :	$B_0 = 46,332$	$A_0 = 2,866 \cdot 10^{-6}$	$A_2 = 0,19915$
	$B_1 = 4633,2$	$A_1 = 0,00665$	$A_3 = 1,982$
		$A_4 = 12,258$	$A_5 = 20$

IV STABILITE DU SYSTEME

Un système est dit stable si après disparition des forces perturbatrices, il passe avec le temps au régime permanent.

Il ya plusieurs méthodes pour vérifier la stabilité d'un système dont on connaît la fonction de transfert en boucle fermé et en boucle ouverte. Dans notre cas, nous choisissons le critère d'HURWITZ qui s'applique à la fonction de transfert en boucle fermée.

* Critère de stabilité d'HURWITZ :

Pour qu'un système asservi soit stable, c'est à dire pour que les racines de l'équation caractéristique $A_0 p^n + A_1 p^{n-1} + \dots + A_n = 0$ aient des parties réelles négatives, il faut et suffit que pour $A_0 > 0$, tous les déterminants de la diagonale de la matrice composée avec les coefficients de l'équation caractéristique soient supérieur à zéro.

* Règles de composition du déterminant d'HURWITZ.

1. On note sur la diagonale principale tous les coefficients de A_1 à A_n dans l'ordre croissant des indices
2. On complète les colonnes vers le haut depuis les coefficients de la diagonale principale en notant dans la colonne les coefficients avec des indices croissants.
3. On complète les colonnes vers le bas depuis les coefficients de la diagonale principale en inscrivant les coefficients avec des indices croissants.
4. A la place des coefficients dont les indices pourraient être supérieurs à n ou inférieurs à zéro, on inscrit des zéros.

$$\Delta_n = \begin{vmatrix} A_1 & A_3 & A_5 & \dots & 0 \\ A_0 & A_2 & A_4 & \dots & 0 \\ 0 & A_1 & A_3 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & A_n \end{vmatrix}$$

* Pour qu'un système du 1^{er} ou 2^{ème} degré soit stable, il faut et suffit que tous les coefficients de l'équation caractéristique soient positifs.

* Pour qu'un système de degré supérieur à trois soit stable, il faut et il suffit que tous les coefficients de l'équation caractéristique soient positifs et que l'avant dernier déterminant soit positif.

⇒ $\Delta_2 > 0$ pour un système du 3^{ème} degré
 $\Delta_3 > 0$ " " " du 4^{ème} degré.
 $\Delta_4 > 0$ " " " " 5^{ème} degré

* Application à notre système qui est du 5^{ème} degré.

$$\Delta_5 = \begin{vmatrix} A_1 & A_3 & A_5 & 0 & 0 \\ A_0 & A_2 & A_4 & 0 & 0 \\ 0 & A_1 & A_3 & A_5 & 0 \\ 0 & A_0 & A_2 & A_4 & 0 \\ 0 & 0 & A_1 & A_3 & A_5 \end{vmatrix}$$

$$\Delta_4 = \begin{vmatrix} A_1 & A_3 & A_5 & 0 \\ A_0 & A_2 & A_4 & 0 \\ 0 & A_1 & A_3 & A_5 \\ 0 & A_0 & A_2 & A_4 \end{vmatrix} = A_1 \begin{vmatrix} A_2 & A_4 & 0 \\ A_1 & A_3 & A_5 \\ A_0 & A_2 & A_4 \end{vmatrix} - A_0 \begin{vmatrix} A_3 & A_5 & 0 \\ A_1 & A_3 & A_5 \\ A_0 & A_2 & A_4 \end{vmatrix}$$

$$\Delta_4 = A_1 [A_2 (A_3 A_4 - A_2 A_5) - A_4 (A_1 A_4 - A_0 A_5)] - A_0 [A_3 (A_3 A_4 - A_2 A_5) - A_5 (A_1 A_4 - A_0 A_5)]$$

$$\Delta_4 = A_1 A_2 A_3 A_4 - A_1 A_2^2 A_5 - A_1^2 A_4^2 + A_0 A_1 A_4 A_5 - A_0 A_3^2 A_4 + A_0 A_2 A_3 A_5 + A_0 A_1 A_0 A_5 - A_0^2 A_5^2$$

$$\Delta_4 = 0,0177 > 0$$

tous les coefficients A_i de l'équation caractéristique sont positifs

Conclusion:

Selon le critère d'HURWITZ, notre système de réglage est stable.

V RECHERCHE DE L'ORIGINALE $n = f(t)$
(les conditions initiales étant nulles)

La fonction de transfert en boucle fermée est.

$$H(p) = \frac{B_0 p + B_1}{A_0 p^5 + A_1 p^4 + A_2 p^3 + A_3 p^2 + A_4 p + A_5}$$

Nous constatons que la valeur du coefficient A_0 est négligeable devant les autres coefficients, ainsi, pour trouver l'originale, nous pouvons négliger $A_0 p^5$ et l'équation de transfert devient:

$$H(p) = \frac{n}{Up} = \frac{B_0 p + B_1}{A_1 p^4 + A_2 p^3 + A_3 p^2 + A_4 p + A_5}$$

soit en divisant par A_1 .

$$H(p) = \frac{b_0 p + b_1}{p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + a_5}$$

avec :

$$b_0 = \frac{B_0}{A_1} = \frac{46,332}{0,00665} = 6967,22$$

$$b_1 = \frac{B_1}{A_1} = \frac{4633,2}{0,00665} = 696722$$

$$a_2 = \frac{A_2}{A_1} = \frac{0,17715}{0,00665} = 26,64$$

$$a_3 = \frac{A_3}{A_1} = \frac{1,982}{0,00665} = 298,04$$

$$a_4 = \frac{A_4}{A_1} = \frac{12,258}{0,00665} = 1843,3$$

$$a_5 = \frac{A_5}{A_1} = \frac{20}{0,00665} = 3007,52$$

Décomposons le dénominateur en un produit de facteurs.
en résolvant l'équation:

$$p^4 + 26,64p^3 + 298,04p^2 + 1843,3p + 3007,52 = 0.$$

Un calcul itératif nous deux racines réelles

$$* p_1 = -2,3578$$

$$* p_2 = -13,4235$$

il nous reste finalement à résoudre une équation du 2^e degré :

$$p^2 + 10,8587p + 95,025 = 0$$

$$\Delta = -262,18 \quad , \quad \Delta < 0.$$

on a donc deux racines complexes conjuguées

$$* p_3 = -5,42935 + j 131,09$$

$$* p_4 = -5,42935 - j 131,09.$$

Remarque : nous avons obtenu quatre racines dont deux réelles négatives et deux complexes à parties réelles négatives ceci vérifie la stabilité de notre système.

La fonction de transfert peut donc s'écrire sous la forme :

$$H(p) = \frac{6967,22p + 696722}{(p + 2,3578)(p + 13,4235)(p^2 + 10,8587p + 95,025)}$$

$$H(p) = \frac{n(p)}{U_p(p)} \Rightarrow n(p) = H(p) \cdot U_p(p)$$

pour trouver la fonction en p de la vitesse, il faut multiplier la fonction de transfert $H(p)$ par un échelon de tension

$$U_p(p) = \frac{U_p}{p} \quad \text{avec } U_p = 3,24 \text{ volts.}$$

d'où :

$$n(p) = \frac{22573,79p + 2257379}{p(p + 2,3578)(p + 13,4235)(p^2 + 10,8587p + 95,025)}$$

$$n(p) = \frac{A}{p} + \frac{B}{(p + 2,3578)} + \frac{C}{(p + 13,4235)} + \frac{Dp + E}{(p^2 + 10,8587p + 95,025)}$$

soit :

$$n(p) = \frac{750,57}{p} - \frac{1126,682}{(p+2,3578)} + \frac{101,635}{(p+13,4235)} + \frac{274,477p + 1688,76}{(p^2 + 10,8587p + 95,025)}$$

Pour trouver l'originale de n il suffit de trouver l'originale de chaque terme.

$$\frac{750,57}{p} \rightarrow 750,57$$

$$\frac{1126,682}{(p+2,3578)} \rightarrow -1126,682 e^{-2,3578t}$$

$$\frac{101,635}{(p+13,4235)} \rightarrow 101,635 e^{-13,4235t}$$

$$\frac{Dp + E}{p^2 + \alpha p + \gamma} \rightarrow e^{-\frac{\alpha}{2}t} \left[D \cos\left(\sqrt{\gamma - \left(\frac{\alpha}{2}\right)^2}t\right) + \frac{E - D\frac{\alpha}{2}}{\sqrt{\gamma - \left(\frac{\alpha}{2}\right)^2}} \sin\left(\sqrt{\gamma - \left(\frac{\alpha}{2}\right)^2}t\right) \right]$$

$$\frac{274,477p + 1688,76}{p^2 + 10,8587p + 95,025} \rightarrow e^{-5,42935t} \left[274,477 \cos 8,096t + 24,522 \sin 8,096t \right]$$

d'où on l'originale de $n(p)$.

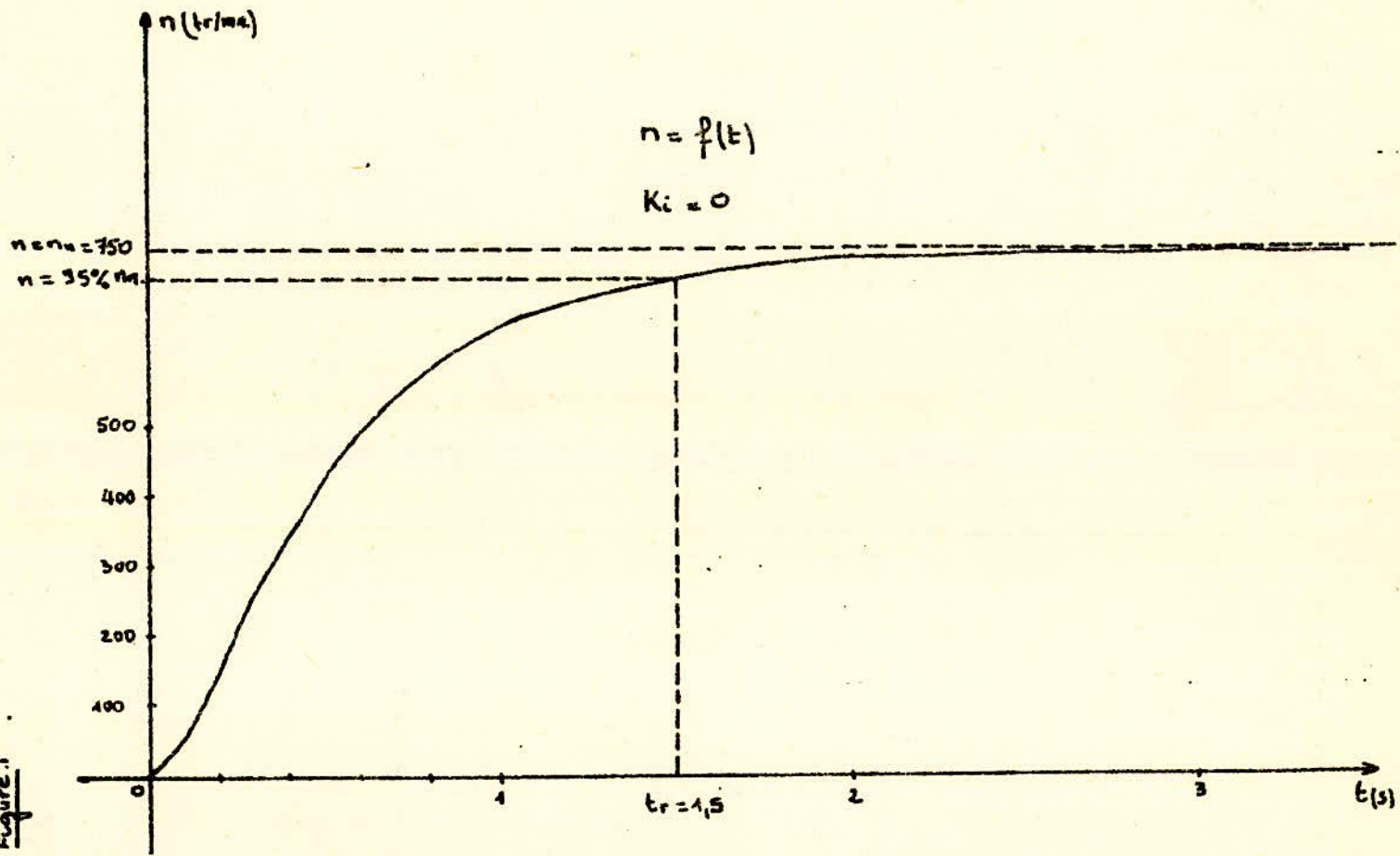
$$n(t) = 750,57 - 1126,682 e^{-2,3578t} + 101,635 e^{-13,4235t} + e^{-5,42935t} \left[274,477 \cos 8,096t + 24,522 \sin 8,096t \right]$$

pour tracer $n = f(t)$ on calcul quelques valeurs.

t (s)	0	0,1	0,5	0,7	0,9	1	2	3	5	10
n (tr/min)	0	46,75	422,31	540,4	617	645,13	740,48	749,6	750,56	750,57

voir: figure. 7.

Figure 7



VI - RECHERCHE DE L'ORIGINALE $i = f(t)$:

$$i = \frac{B_0 C_e}{R_0} \frac{dn}{dt} \quad \text{avec } B_0 = 0,4 \quad , \quad R_0 = 0,15$$

$$C_e = \frac{1}{1,287} = 0,7767$$

$$i = 1,9425 \frac{dn}{dt}$$

$$n = 750,57 - 1126,632 e^{-2,3578t} + 101,635 e^{-13,4235t} + e^{-5,42935t} [279,477 \cos 8,096t + 29,522 \sin 8,096t]$$

$$\frac{dn}{dt} = 2656,48 e^{-2,3578t} - 134,3 e^{-13,4235t} - e^{-5,435t} [1291,87 \cos 8,096t + 2355,35 \sin 8,1t]$$

d'où la relation du courant $i = f(t)$ en régime transitoire en supposons toujours $K_i = 0$: c'est-à-dire le système est sans boucle de limitation de courant.

$$i = 5160,23 e^{-2,3578t} - 2650,15 e^{-13,4235t} - e^{-5,435t} [2509,95 \cos 8,1t + 4575,19 \sin 8,1t]$$

pour $t=0$ on a $i=0$

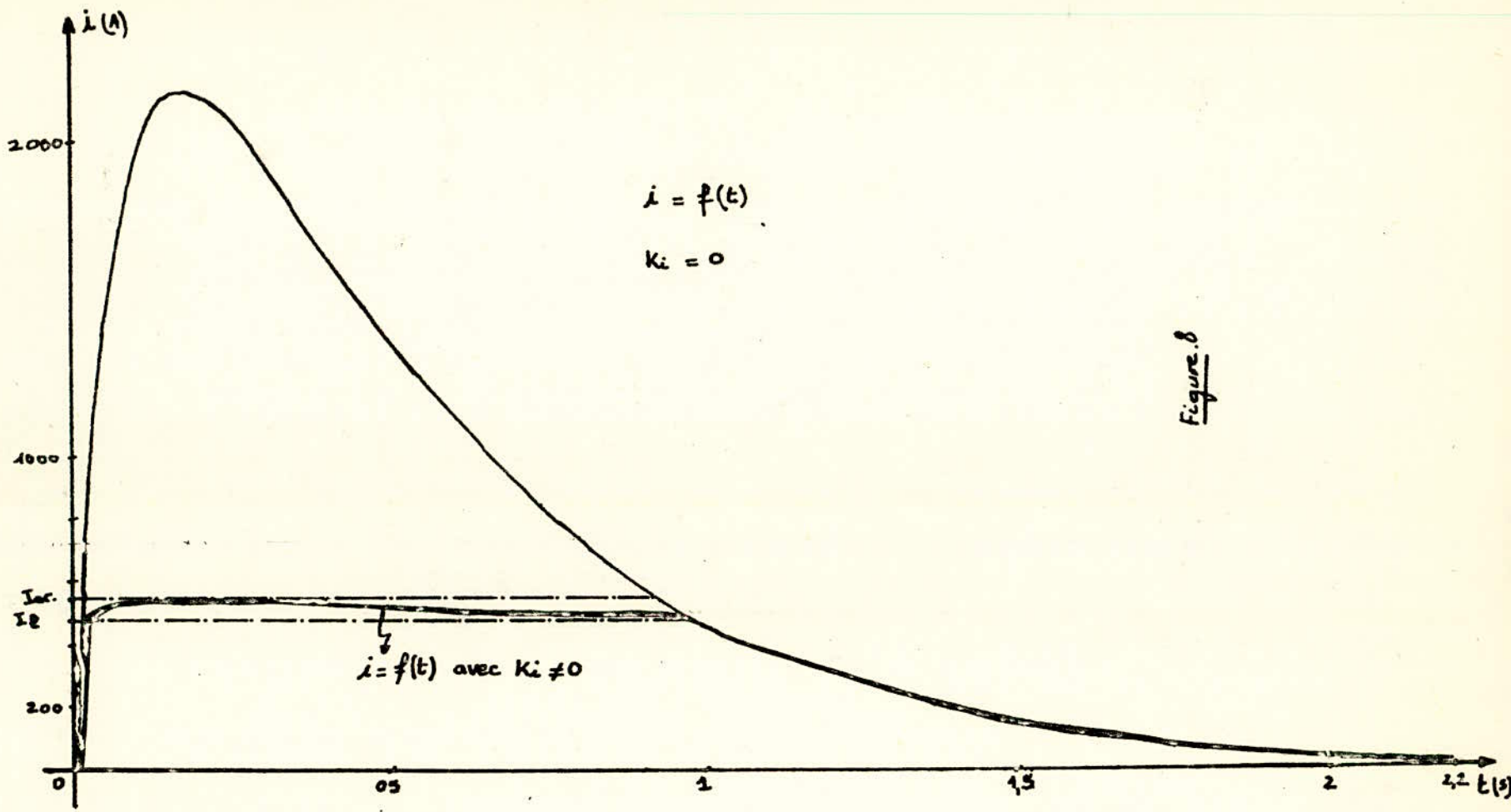
$t \rightarrow \infty$ on a $i \rightarrow \infty$

Tableau des valeurs de $i = f(t)$ (pour tracer la courbe).

$t(s)$	0	0,02	0,04	0,06	0,08	0,1	0,15	0,17	0,18	0,3	0,5	1	1,5	2
$i(A)$	0	633	1106	1755	1708	1888	2115	2165	2145	1966	1397	474,7	118,3	46

allure de $i = f(t)$ voir fig 8.

-112-



Remarque sur la caractéristique $i = f(t)$:

En observant la courbe $i = f(t)$ avec $K_i = 0$, on constate que le courant dynamique croît rapidement pour atteindre en quelques millisecondes une valeur cinq fois plus grande que le courant maximum admissible. Ceci endommagerait le système d'entraînement. Mais en réalité, dès que ce courant dépasse la valeur limite I_L , la boucle de limitation de courant (B.C) entre en fonctionnement pour le ramener à sa valeur limite. Par suite, le courant diminuera jusqu'à s'annuler lorsque la vitesse du moteur atteindra son régime nominal. voir fig. 8.

CONCLUSION

Le développement de l'électronique de puissance ouvre de larges perspectives à l'industrie moderne, notamment dans le domaine de l'entraînement électrique des divers mécanismes.

La productivité et la qualité de fabrication sont étroitement liées à la vitesse de rotation du système d'entraînement. Ce qui impose un asservissement de toutes les grandeurs agissant sur cette dernière. Afin de disposer d'une large gamme de vitesse de rotation, nous avons assuré l'alimentation du moteur par une génératrice, constituant le groupe Ward-Léonard, au lieu d'un convertisseur.

L'adjonction d'une boucle fermée souple en tension au système de commande permet l'amortissement du régime transitoire. Grâce à cette boucle, il est possible d'augmenter la rigidité de la caractéristique mécanique qui constitue une condition de bon fonctionnement du système. Cependant, on ne peut accroître le gain total du système (en choisissant d'autres coefficients) sans affecter la stabilité de celui-ci.

Avec le système en boucle fermée, la chute de vitesse au point nominal n'est que de 3,7 tr/mn alors qu'avec le système à boucle ouverte celle-ci est de 74 tr/mn. Ceci prouve que la caractéristique mécanique est très rigide, qualité qui est recherchée.

Vu le temps de réponse du système qui est assez faible (4,5 s) et la monotonie du processus transitoire ($n=f(t)$), nous pouvons affirmer en conséquence que tous les coefficients choisis sont convenables.

L'entraînement électrique est relativement onéreux. Cependant, grâce à ses performances avérées, les investissements à long terme sont largement amortis, la productivité et la qualité de fabrication sont meilleures.

BIBLIOGRAPHIE

- M. THCILIKINE : cours de commande électrique Tomes I et II
édition MIR 1972.
- P. NASLIN : Technologie et calcul pratique du système asservi
édition Dunod 1968.
- P. NASLIN : Les régime variables dans les systèmes linéaires
et non linéaires.
édition Dunod 1968.
- M. KOSTENKO
et L. PIOTROVSKI : Machines électrique tome I et II
- R. CHAUPRADE : Commande électrique des moteurs à courant
continu
édition Eyrolles 1975.
- F. MILSANT : Cours d'électronique Tme IV
édition Eyrolles 1975.
- H. LILEN : Thyristors et Triacs
édition Radio 1975.
- M. MOUNIC : Tomes I, II et III
édition Foucher 1973.
- A. GABAY et J. ZEMP: Les engins mécaniques de chantier
édition SPES Lausanne

Table des Matières

-0-0-0-0-

Introduction	2
Généralités	4
<u>Chapitre I</u>	
Caractéristiques mécaniques des systèmes de commandes électriques	6
Système Ward Léonard	12
<u>Chapitre II</u>	
Calcul du système G.M	14
I- Choix de la puissance du moteur.....	15
II- Diagramme approximatif du couples et de la vitesse pour un cycle	17
III- Méthode de courant, de couple et de puissance équivalents	18
IV- Détermination des paramètre du système G.M	20
V- Détermination du temps du cycle	22
VI- Détermination des canstantes de temps électromagnétiques.....	30
<u>Chapitre III</u>	
Etude et calcul du groupe convertisseur-transformateur....	32
A - Etude du convertisseur réversible alternatif- continu.....	34
I- Les thyristors.....	34
II- Mode de fonctionnement d'un convertisseur réversible sur inducteur.....	37
III- Règlage de phase	40
IV- Choix du système convertisseur.....	41
V- Tension redressée.....	43
VI- Courant continu d'un montage triphasé simple voie avec commutation instantanée.....	48
VII- Détermination de l'angle de commutation u	52
VIII- Chute de tension inductive due à la commutation	55
IX- Tension et courant dans les thyristors.....	56

B - Etude du transformateur d'alimentation	59
I- Forme et valeurs des courants du secondaire	59
II- Forme et valeurs des courants du primaire	60
III- Tension maximale d'une phase du secondaire	62
IV- Détermination de la puissance active, réactive et facteur de puissance du transformateur.....	62
C - Calcul des caractéristiques du convertisseur	
Choix du convertisseur	65
- Détermination des chutes de tension	67
D - Dimensionnement du transformateur.....	70
E - Protection du groupe convertisseur transformateur...	72
F - Procédés de déclenchement des thyristors	76

Chapitre IV

Fonctionnement et stabilité du système

A - Schéma descriptif du système de commande	79
B - Régulation	83
C - Fonctions de transfert du système	87
D - Fonction de transfert en régime dynamique étude de la stabilité du système	101
Conclusion	113