

13/87
2 ex

وزارة التعليم والبحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

CALCUL DES PARAMETRES DE LA STRUCTURE A DOUBLE
BOUCLE DE REGULATION ASSERVIE DU COURANT
ET DE LA VITESSE DES MOTEURS ELECTRIQUES
POUR LES MECANISMES DES MANIPULATEURS DE COMMANDE

Proposée par :

G. G. MAMEDOV

Etudié par :

BRAHAMI

LATRACHE

Dirigé par :

G. G. MAMEDOV

PROMOTION : JUIN 1987

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

CALCUL DES PARAMETRES DE LA STRUCTURE A DOUBLE
BOUCLE DE REGULATION ASSERVIE DU COURANT
ET DE LA VITESSE DES MOTEURS ELECTRIQUES
POUR LES MECANISMES DES MANIPULATEURS DE COMMANDE

Proposée par :

G. G. MAMEDOV

Etudié par :

BRAHAMI

LATRACHE

Dirigé par :

G. G. MAMEDOV

PROMOTION : JUIN 1987

المدرسة الوطنية المتعددة الفتيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Nous sommes en présence
d'une idée folle;
reste à savoir si elle l'est
assez pour être juste.
NIELS BOHR.

A tous nos proches qui nous encouragé;

A tous ceux qui nous ont encadré
et particulièrement M. G.G. MAMEDOV.

SOMMAIRE



pages

Introduction

I

CHAPITRE I. PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT DES MECANISMES
DES MANIPULATEURS DE COMMANDE

2

I.1. Particularités du Statisme et du Dynamisme

I.2. Spécifications générales et Structures typiques
des Entraînements électriques des
Manipulateurs de commande

5

I.3. Etude théorique de la formation des Processus
transitoires dans les entraînements à service
intermittent périodique

6

CHAPITRE II. COMPARAISON DES SYSTEMES D'ENTRAINEMENT

II.1. Entraînements réglés à base de Moteur Asynchrone

9

II.2. Entraînements réglés à base de Moteur Synchrone

11

II.3. Entraînements réglés à base de Moteur à
Courant Continu

12

CHAPITRE III. CONVERSION DE COURANT.
Système WARD - LEONARD

15

Convertisseur à Thyristors

16

III.1. Le Thyristor

16

III.2. Pertes dans le Thyristor

18

III.3. Applications du thyristor

19

3.1. Montage simple voie (P 3)

19

3.2. Montage double voie (PD 3)

22

3.3. Montage série

23

3.4. Comparaison des systèmes redresseurs

24

3.5. Précautions d'emploi des thyristors

25

3.6. Convertisseurs réversibles

28

3.7. Courant de circulation

30

3.8 Transformateurs

34

3.9 Dispositifs de commande

36

CHAPITRE IV. ETUDE THEORIQUE DE LA CORRECTION SERIE

IV.1. Correction des systèmes asservis

39

1.1. Spécifications

39

1.2. Fonctions de transfert approchées

40

1.3. Correcteurs	41
1.4. Correction fréquentielle	49
1.5. Correcteurs auxiliaires	53
1.6. Correction par placement des pôles	54
1.7. Régulateurs adaptatifs	55
1.8. Correcteurs prédictifs	56
IV.2 Etude théorique de la compensation dans les boucles de régulation	57
IV.3. La correction série de la boucle de régulation de vitesse dans le système Convertisseur / Moteur	61
3.1. Comportement statique et dynamique du M.C.C. alimenté par un convertisseur réversible	66
3.2. Etude du schéma de structure de régulation de la vitesse à boucle de réaction asservie du courant	66
CHAPITRE V. CALCUL DES PARAMETRES DE LA STRUCTURE UNIVERSELLE DE LA REGULATION ASSERVIE DES COURANTS ET DE LA VITESSE.	
V.1. Calcul des paramètres des régulateurs	69
V.2. Calcul des paramètres du convertisseur	78
CONCLUSIONS	

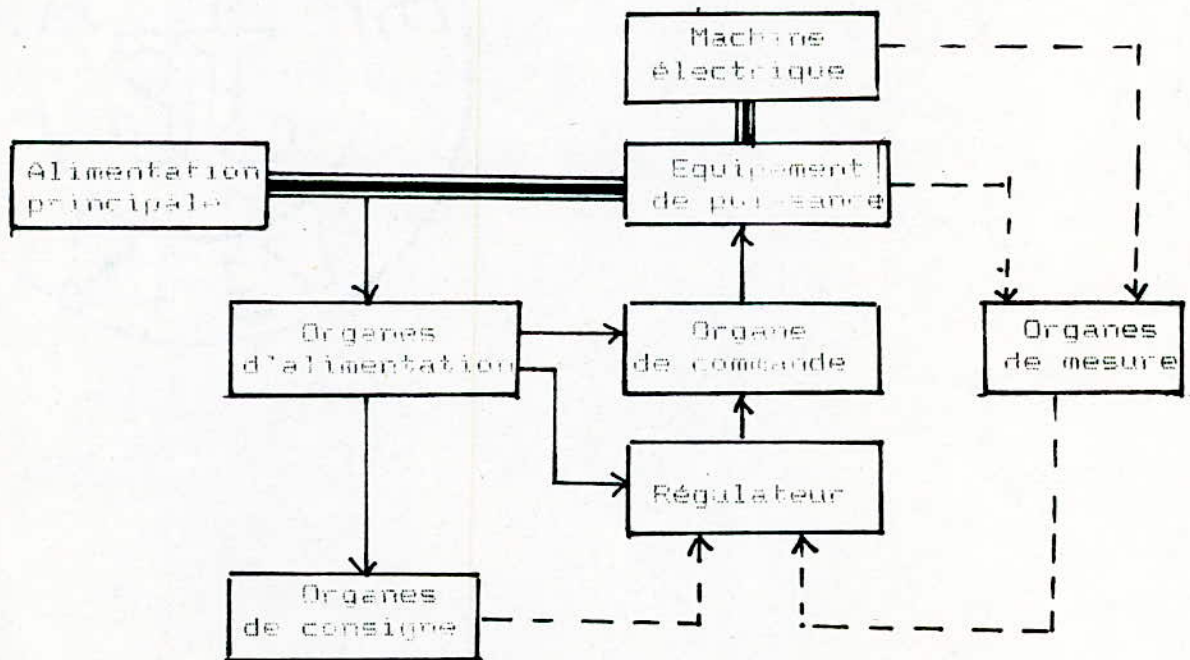


INTRODUCTION

Les équipements industriels utilisent de plus en plus d'entraînements électriques réglés, à vitesse variable ou, plutôt pilotable. Ceci est dû, en partie, au souci de donner au dispositif entraîné la vitesse optimale pour chacune des phases d'un processus. Mais c'est surtout dû au progrès de l'automatisation qui nécessite l'asservissement des paramètres, en particulier de la vitesse, de chacun des moteurs qui agissent aux divers points d'un même ensemble.

Les entraînements réglés constituent l'application la plus importante de l'électronique industrielle. On y fait appel non seulement à l'électronique de puissance, mais aussi à l'électronique de réglage et de commande.

La figure ci-dessous montre une représentation schématique d'une installation basée sur la fonction, remplie par les différentes parties constituant l'entraînement réglé.



On y distingue des organes de consigne, des organes de mesure ainsi que des régulateurs et des organes de commande. Le but de notre étude est le calcul de la structure double de la régulation asservie du courant et de la vitesse des moteurs électriques. Ceci constitue une partie de l'installation décrite ci-dessus

Notre étude se divise en cinq chapitres:

- le premier traite des particularités du statisme et du dynamisme des manipulateurs et des spécifications qui leurs sont exigées. On y montre les différents régimes de fonctionnement et des conditions mécaniques qui les soutendent.

- le deuxième traite des différents entraînements électriques ainsi que des possibilités de leurs réglages.

A l'issue de ce chapitre, nous marquons notre choix pour le Moteur à courant continu à Excitation séparée.

- le troisième traite des Convertisseurs à thyristors en concluant sur les convertisseurs réversibles à courant de circulation.

- dans le quatrième, nous étudions la Correction des systèmes asservis en l'abordant sous l'angle de la Correction temporelle (P., P.I., P.I.D.) et fréquentielle (Avance, Retard et Avance- Retard de phase) et son application à un système à double asservissement de vitesse et de courant.

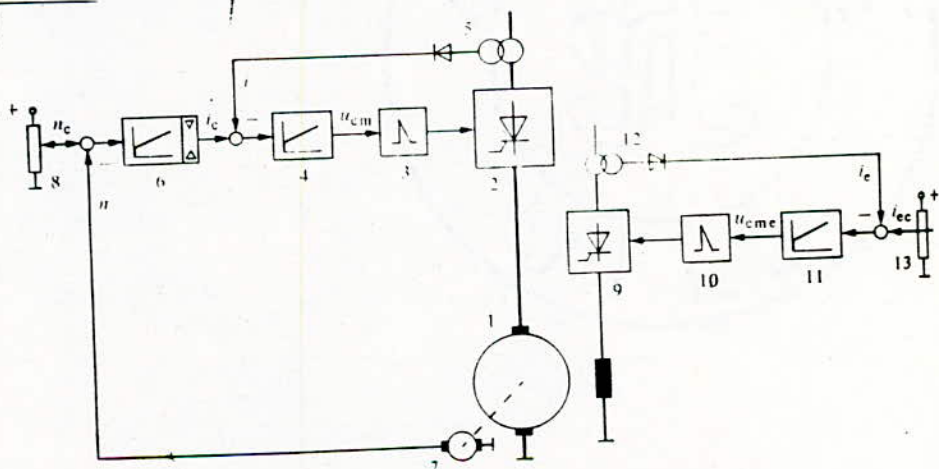


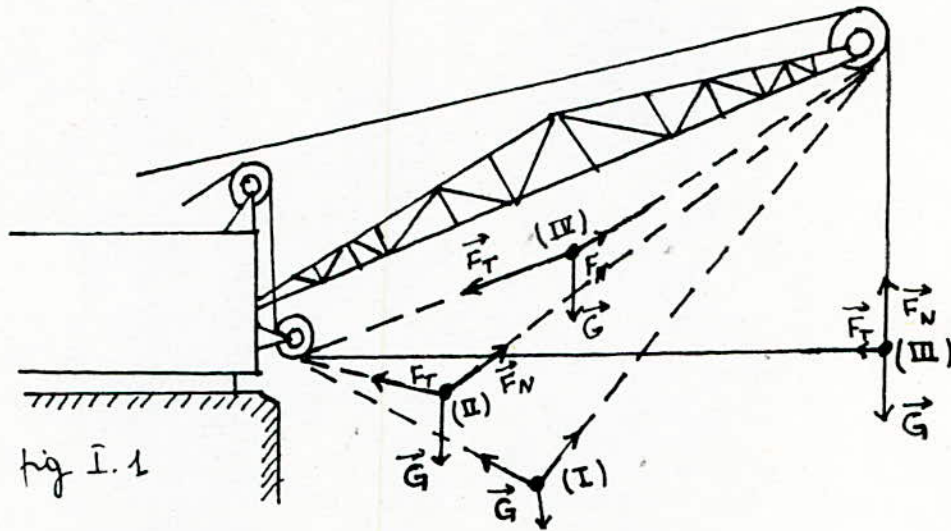
Schéma de principe d'un entraînement réglé avec moteur à courant continu.

- le cinquième voit les calculs des paramètres du Convertisseur.

Les courbes de Bode illustrent la stabilité du système retenu

CHAPITRE I : PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT DES MECANISMES DES
MANIPULATEURS DE COMMANDE.

Considérons le fonctionnement d'un manipulateur de commande, comme par exemple une dragline :



- (I) : godet rempli juste avant de se détacher du sol: $F_N \neq F_T$

- (II) : godet rempli juste détaché du sol

$$(F_N)_{II} > (F_N)_I \text{ et } (F_T)_{II} > (F_T)_I$$

- (III) : levée/déscente du godet.

F_T est faible, mais indispensable pour maintenir le godet et éviter l'emballement et une décharge intempestive.

$$F_N \gg F_T \text{ et } F_N \neq G$$

- (IV) : F_N maintient le godet pour éviter qu'il ne heurte la flèche.

On voit que pour ces différentes positions, si les forces de traction et de levage n'ont pas les valeurs adéquates, telles que

$$\bar{F}_N + \bar{F}_T = \bar{G}$$

le fonctionnement correct de la dragline n'est pas assuré ; elle peut même être endommagée.

Le déplacement du godet sur les trajectoires voulues demande donc un fonctionnement harmonisé des entraînements de levage et de traction.

Si nous introduisons en outre le pivotement de la plateforme, un troisième entraînement devra être accordé avec les deux autres. Les différents entraînements devront fournir des forces de caractéristiques voulues et en temps voulu.

Cet exemple est un cas-type de fonctionnement intermittent.

On peut établir que la valeur du moment d'inertie J_{Σ} , lors du fonctionnement des trois entraînements, varie continuellement: le moment d'inertie du godet rempli, ramené à l'arbre du moteur ne constituant qu'une faible part du moment d'inertie total J_{Σ} .

I-1. PARTICULARITES DU STATISME ET DU DYNAMISME

L'exemple de la dragline n'est qu'un cas particulier d'un groupe très large de manipulateurs industriels de commande, à fonctionnement intermittent, cyclique ou pas.

Nous distinguerons les exigences imposées pour un fonctionnement à vitesse constante et celles pour un fonctionnement à vitesse variable :

a) à vitesse constante, on impose au réglage (i.e. l'entraînement réglé) une valeur de consigne Ω_c pour la vitesse.

Le réglage doit maintenir une vitesse Ω constante et égale à la valeur de consigne, indépendamment des variations de la

charge de la machine. Le réglage doit ramener la vitesse le plus rapidement possible à la valeur de consigne, sans qu'il se produise d'oscillations.

Soit par ex. le phénomène transitoire suivant :

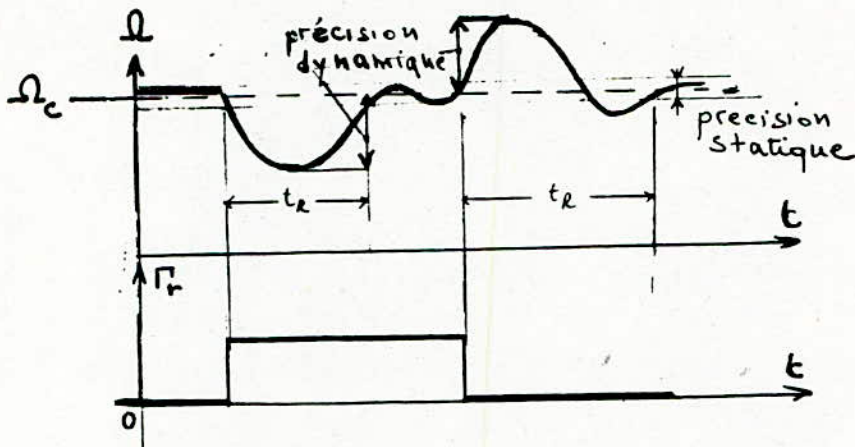


fig I.2. Variation brusque de la charge.

On y trouve la définition de la précision statique et dynamique ainsi que celle du temps de réponse (réglage).

t_r qui est égal au temps qui s'écoule entre la variation de la charge et le retour définitif de la vitesse dans la bande de précision statique.

b) à vitesse variable, on s'intéresse surtout aux intervalles d'accélération et de décélération lors d'un changement de la valeur de consigne Ω_c . Le réglage doit intervenir de sorte que le couple électro-magnétique Γ_{em} du moteur ne dépasse pas la valeur maximale admissible. Cette exigence peut être remplie par une limitation du courant d'induit dans le cas d'un moteur à courant continu, ou du courant statorique dans le cas d'un moteur asynchrone ou synchrone.

Soit par ex. les deux types de régimes transitoires sui-

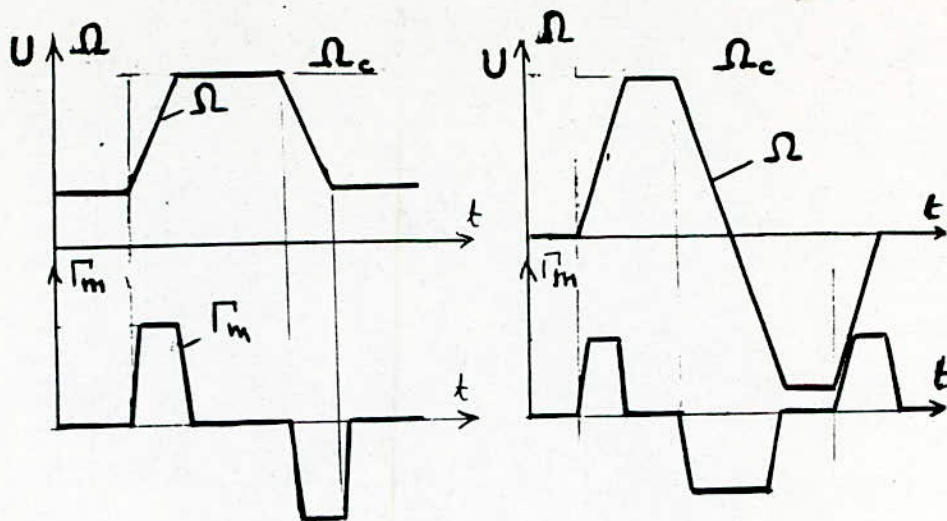


fig 1.3 a/ sans inversion
du sens de rotation

b/ avec inversion
du sens de rotation

- * La vitesse doit atteindre la nouvelle valeur sans grandes oscillations de dépassement. Pendant la période de décélération, le couple Γ_{em} doit être négatif.
- * Le temps minimal d'accélération ou de décélération dépend du couple maximal admissible du moteur, du couple résistant de la machine entraînée et du moment d'inertie total des masses tournantes. Ce temps minimal est indépendant du réglage. Ce dernier doit intervenir rapidement lors du passage de l'intervalle d'accélération ou de décélération au fonctionnement à vitesse constante, afin d'éviter des phénomènes transitoires supplémentaires peuvent prolonger les temps de transition.

Lorsqu'on exige des temps d'accélération ou de décélération extrêmement petits, comme c'est le cas pour les entraînements réversibles, il est indispensable, lors du dimensionnement du moteur et de son alimentation de faire en sorte d'obtenir un couple maximal admissible élevé et un moment d'inertie faible.

1.2. SPECIFICATIONS GENERALES ET STRUCTURES TYPIQUES DES ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES DES MANIPULATEURS DE COMMANDE.

Le processus de travail consiste en un déplacement d'organes sur des trajectoires et avec des vitesses imposées, de même que l'arrêt - et donc des décélérations - en des positions déterminées par le processus technologique.

Les particularités des manipulateurs industriels à fonctionnement intermittent et cyclique, nous permettent de formuler les spécifications générales de la commande asservie des entraînements électriques.

Nous noterons que nous conservons la présence d'un opérateur humain pour assurer le contrôle du pilotage automatique (ou semi-automatique) du manipulateur. A partir des informations (vitesses et positions) qu'il reçoit, il peut suppléer aux éventuelles défaillances du système de commande du manipulateur.

Les spécifications générales sont les suivantes:

- a) une grande rapidité de réponse alliée à et une grande précision ;
- b) une variation de la vitesse dans des limites fixées ;
- c) des variations des couples et courants dans des limites fixées en régime établi ou de surcharge, et en régime transitoire (freinage, démarrage) .
- d) une limitation de la charge dynamique par des coupleurs non rigides, en vue de la protection des installations et

des organes mécaniques et électriques.

1.3. ETUDE THEORIQUE DE LA FORMATION DES PROCESSUS TRANSI-TOIRES DANS LES ENTRAINEMENTS A SERVICE INTERMITTENT PERIODIQUE.

D'après ce qui précède, nous pouvons fixer quelque peu les caractères du processus transitoire que subissent ces entraînements :

- * il est préférable d'avoir une durée minimum du processus transitoire ;
- * cependant, pour des raisons de tenue mécanique de l'installation, il est, tout aussi préférable de limiter le couple dynamique maximum et la durée de ses variations.

Ces deux exigences contradictoires sont éclairées par l'étude du processus transitoire représenté ci-après :

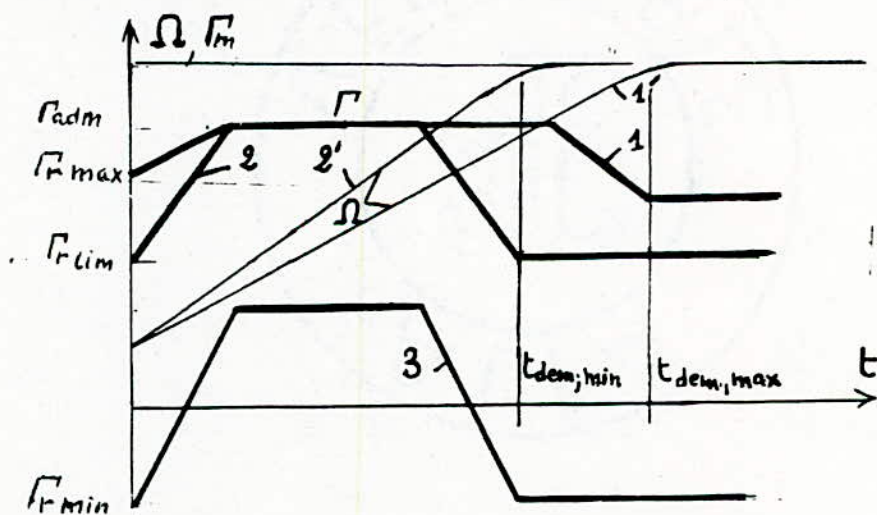


fig I.4 Variations du couple (1, 2) et de la vitesse (1' et 2') et (3) variation du couple avec limitation d'accélération.

Les courbes (1) et (1') correspondent au démarrage avec un couple résistant maximum sur l'arbre du moteur $\Gamma_{st, max} = cte.$

Dans la partie où le couple varie, la durée minimum de démarrage est obtenue avec la condition $\frac{d\Gamma}{dt} = \left(\frac{d\Gamma}{dt}\right)_{adm} = cte.$

et pour la partie où le couple ne varie pas, par : $\Gamma = \Gamma_{adm} = cte$

Lors de la diminution de la charge, l'accélération maximale d'entraînement augmente, mais la durée du processus transitoire diminue, ce qui est favorable au cycle de travail.

CHAPITRE II - COMPARAISON DES SYSTEMES D'ENTRAINEMENT.

Le diagramme de charge des manipulateurs de commande montre un régime de fonctionnement intermittent dû au déplacement séquentiel des organes de travail sur des trajectoires imposées, c'est-à-dire avec des variations de vitesse dans des plages fixées.

Ceci impose l'utilisation d'entraînements électriques à vitesse variable.

Les conditions industrielles imposent par ailleurs, pour des raisons de rendements économiques, des gammes de vitesse et d'accélération optimales pour chacune des phases de travail. D'où la nécessité de variateurs de vitesse appliqués aux moteurs électriques.

Nous éliminons d'emblée les réducteurs : la régulation des vitesses se fait par sauts ou échelons de vitesses dont l'amplitude dépend du nombre d'étages du réducteur; l'encombrement des réducteurs à plusieurs étages, nécessaires pour obtenir de faibles échelons de vitesses, n'est pas envisagé dans l'installation projetée.

Nous traiterons successivement chacun des types de moteurs, Asynchrone, Synchrone et à Courant Continu.

II.1. ENTRAINEMENTS REGLES A BASE DE MOTEUR ASYNCHRONE.

Dans un moteur asynchrone, les courants statoriques créent un flux tournant à la fréquence du réseau qui induit dans le rotor en court-circuit des f.e.m. et des courants rotoriques. L'action de ce flux statorique sur les courants rotoriques crée le couple qui fait tourner le rotor avec une vitesse

$$\Omega_r \text{ telle que } \Omega_r = (1-g)\Omega_s \quad \text{ou} \quad g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$$

où g est le glissement, Ω_s , la vitesse du synchronisme et Ω_r la vitesse rotorique.

Le bilan de puissance est :

$$P_a = P_{em} + p_{JFS} = (P_{mec} + p_{JR}) + P_{JFA}$$

D'où $P_{mec} = (1-g) \cdot P_{em} = P_u + p_{mec}$ avec $p_{JR} \neq g P_{em}$.

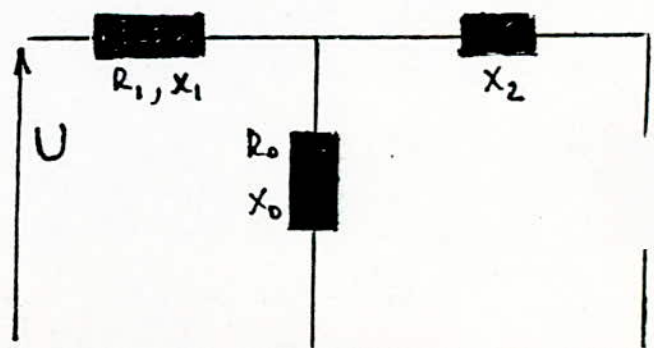
La puissance absorbée est transformée en puissance électromagnétique P_{em} et pertes statoriques p_{JFS} . P_{em} est transformée en puissance mécanique P_{mec} et en pertes Joule rotoriques p_{JR} .

En déduisant les pertes mécaniques p_{mec} , on obtient la puissance utile P_u disponible sur l'arbre du moteur. Le couple moteur Γ_m est $\Gamma_m \neq P_u / \Omega_r$

A partir du schéma équivalent en "T" ou en "Γ",

On montre que le couple électromagnétique est

$$\Gamma_m \neq \Gamma_{em} = \frac{3 U^2 R'_2}{g \Omega_s \left[(R + c' R'_2/g)^2 + (X + c'' R'_2/g)^2 \right]}$$



R'_2/g

$$\text{où } c = c' + jc'' = (Z_0 + Z_1) / Z_0$$

$$R = R_1 - c''X'^2 \quad \text{et} \quad X = X_1 + c'X'^2$$

Le couple est donc une fonction non linéaire du glissement qu'on peut approximer par :

$$\text{avec } c' \neq 1 \text{ et } c'' \neq 0 \quad \Gamma_m = \frac{3 U^2 R'_2}{g \Omega_s [(R + R'_2/g)^2 + X^2]}$$

Le réglage de la vitesse, de la puissance et du couple se fait alors, soit :

* par baisse de la tension U ; or, $\Gamma_m = K U^2$ et $g = f(p_{jr})$. le couple diminue et le glissement augmente. En baissant la tension d'alimentation l'on réduit les performances du moteur.

* par variation de la résistance secondaire (adjonction d'un rhéostat de réglage) : l'augmentation du glissement se fait au détriment du rendement par augmentation des pertes au secondaire.

Des deux types d'action n'ont aucune influence sur la vitesse à vide qui est à peu près celle du synchronisme.

* par récupération de puissance au secondaire : la difficulté provient du fait que les tensions (très variables) au niveau des bagues ont des fréquences proportionnelles au glissement ; la réinjection de la puissance récupérée dans le réseau devra faire intervenir des groupes Redresseur/onduleur (cyclo convertisseur.)

* par variation de la fréquence d'alimentation :

$$g = (\Omega_s - \Omega_r) / \Omega_s = f_r / f_s \quad \text{donc } f = gf. \text{ Cette solution}$$

nécessite aussi l'emploi de cyclo-convertisseur ou Redresseur/onduleur à fréquence variable qui permet de faire travailler le moteur asynchrone au voisinage du synchronisme de façon économique puisque le rendement est $\eta_{max} \neq 1-g$.

Ces deux dernières solutions nécessitent l'emploi de dispositifs de réglage à base de cyclo-convertisseur dont le coût relatif n'est justifiable que pour de grandes puissances.

II.2. ENTRAINEMENTS REGLES A BASE DE MOTEUR SYNCHRONE.

La vitesse de rotation de ce moteur est $\Omega_p = 2\pi f/p$
où p est le nombre de pôles.

La puissance et le couple sont :

$$P = 3VE \sin \theta / X \quad \text{et} \quad \Gamma_m \neq 3VE \sin \theta / X \Omega_p$$

où θ est l'angle de décalage interne et X la réactance synchrone.

Pour $\theta > \pi/2$ le moteur décroche.

Le réglage de la vitesse, de la puissance et du couple se fait alors, soit par :

- * la tension d'alimentation U et la fréquence f_s , donc avec l'emploi d'un cyclo-convertisseur comme pour un moteur asynchrone.

- * une alimentation auto-pilotée par la machine elle-même : l'auto-pilotage a été conçu en s'inspirant du rôle du collecteur et des balais dans un M.C.C. : un groupe Redresseur/Onduleur alimente l'inducteur tournant à une fréquence variable : l'auto-pilotage est réalisé par un retour avec un capteur de position des pôles inducteurs qui commande le

débloquage de chacun de thyristors, déblocage asservi alors rigidement à la vitesse.

II.3. ENTRAINEMENTS REGLES A BASE DE MOTEUR A COURANT CONTINU

Le M.C.C. est un moteur synchrone travaillant à fréquence variable: quand les bornes du collecteur entre lesquelles est branchée une bobine de l'induit passe sous un balai, le courant dans cette bobine s'inverse. Plus le moteur tourne vite, plus la fréquence f des courants rotoriques est élevée, f étant automatiquement imposée par la vitesse. Aussi, le M.C.C. est-il très utilisé en raison de la facilité de réglage de sa vitesse.

La vitesse se calcule à partir de $E_{ch} = E_v - h_m = \Omega N \Phi_v - h_m = U - R_a I_a$
 d'où l'expression de la vitesse $\Omega = \frac{1}{N} \cdot \frac{U - R_a I_a + h_m}{\Phi_v}$
 elle est en particulier sensiblement proportionnelle à la tension lorsque l'excitation est constante.

* le M.C.C. série, avec $\Omega = \frac{1}{N} \cdot \frac{U - (R_a + R_A) I_a + h_m}{K_f I_a}$ et $\left. \begin{array}{l} U \gg h_m \\ U \gg (R_a + R_A) I_a \end{array} \right\}$
 ou $\Omega I_a = Cte.$

à vide ($I_a = I_0$), la vitesse devient grande: c'est le cas de l'emballement pour des charges faibles ou brusquement supprimées. Il ne permet pas d'inverser le sens de rotation sauf à permuter les connexions entre induit et inducteur. Il ralentit fortement avec la charge et son temps de réaction est assez important.

* pour le M.C.C. shunt, l'excitation varie en même temps que la tension d'alimentation

La vitesse sera alors très difficile à régler.

Le M.C.C. shunt est utilisé dans les applications où la vitesse ne doit pas dépendre de la charge.

* Par contre le M.C.C. à excitation séparée convient dans la commande des machines dont la vitesse ne doit pas dépendre beaucoup de la charge. Il peut être soumis à des efforts très variables exigeant des tensions variant dans de larges limites.

En outre, il est le seul utilisé dans le freinage avec récupération.

De manière générale, le couple et la vitesse sont donnés par :

$$\begin{aligned} \Gamma_{em} &= k I_a \Phi && \text{où } k \text{ est une Cte de construction,} \\ \epsilon &= k \Omega \Phi = U_d - R_a I_a && \Phi \text{ le flux inducteur,} \\ \Omega &= (U_d - R_a I_a) / k \Phi && \text{et } I_a \text{ le courant d'induit.} \end{aligned}$$

avec U_d la tension d'induit et R_a la résistance totale d'induit

Le couple et la vitesse peuvent alors être réglés par le courant et la tension d'induit et/ou par le flux inducteur.

- a) Alimentation sous tension d'induit variable, à Φ et $I_a = C_{tes}$.
La caractéristique électromécanique est dite à couple constant.

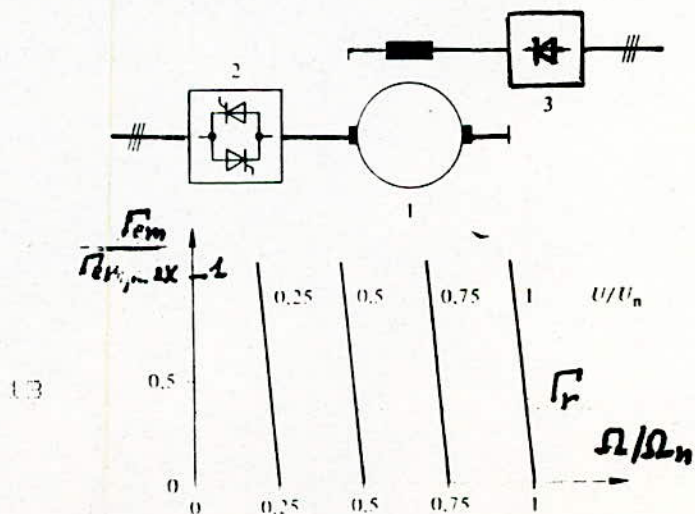
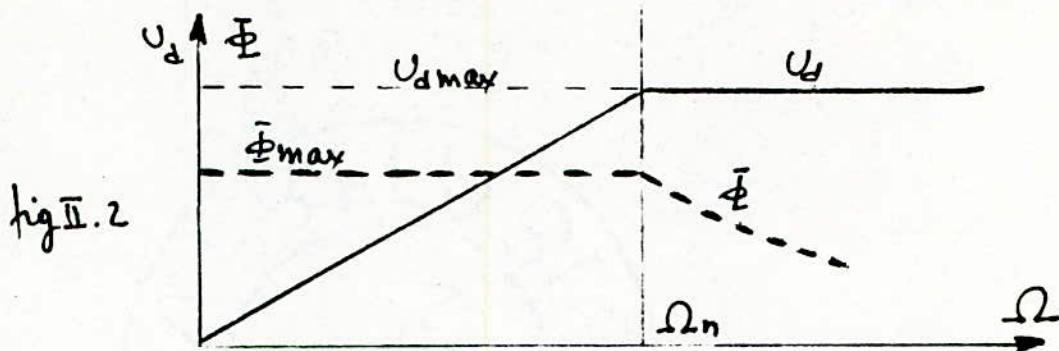


fig II.1 Variation de la vitesse d'un moteur à courant continu par la tension d'induit.

b) Alimentation sous excitation variable, à U_d et $I_a = Ctes$

Si la vitesse augmente par diminution du flux inducteur, par contre, le couple diminue: la caractéristique est dite à puissance constante.



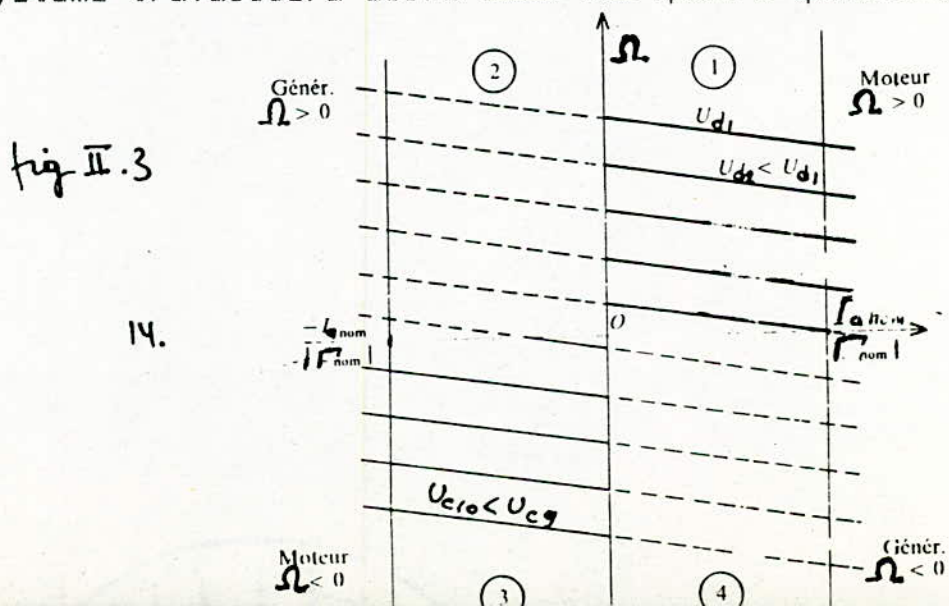
Choix de l'entraînement:

Les moteurs à courant alternatif asynchrone et synchrone sont essentiellement destinés aux grandes puissances et aux grandes vitesses. Ils nécessitent en outre des groupes cyclo-convertisseurs dont le coût relatif n'est justifié que pour de grandes puissances et installations.

Nous éliminons les M.C.C. shunt et série parce qu'ils ne répondent pas à nos exigences (facilité de réglage de la vitesse entre $+\Omega_n$ et $-\Omega_n$, absence de risques d'emballement, faibles temps de réponse.)

Nous retenons alors un M.C.C. à excitation séparée qui exige un convertisseur de courant pour l'alimenter en tension continue variable

Le système travaillera alors dans les quatre quadrants.



CHAPITRE III. CONVERSION DU COURANT

Parmi les systèmes les plus économiques d'obtention de la tension continue variable, nous citons :

- * le groupe Ward-Léonard.
- * le convertisseur à Thyristors.

et qui sont en outre les deux seuls systèmes réversibles.

SYSTEME WARD - LEONARD

Il comporte 3 machines principales, de puissance équivalente: un moteur asynchrone (ou parfois synchrone) entraîne une génératrice qui elle-même alimente le M.C.C.

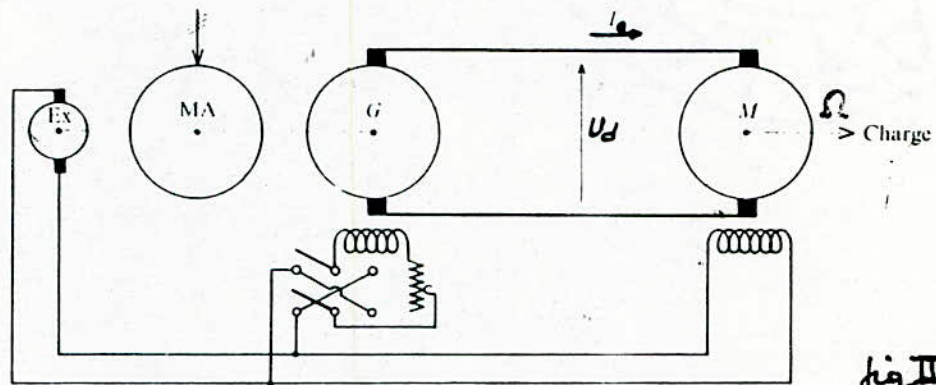


fig III. 1

Mise en équations du système:

* Génératrice: $f_{em} E = \frac{p}{a} \Omega_g m \cdot \Phi_g = k \Phi_g \quad (\Omega_g = c \frac{U}{\tau})$

* Moteur: $f_{cm} E = \frac{p}{a} \Phi_m n \Omega_m = k' \Omega_m \quad (\Phi_m = c \frac{U}{\tau})$

Par action sur l'excitation Φ_g de la génératrice, on modifie la fem. E et donc U_d , ce qui fera varier la vitesse Ω_m du moteur.

En inversant l'excitation Φ_g , on inverse U_d , donc Ω_m .

Le montage est réversible: pendant les phases de freinage, le

M.C.C. fonctionne en génératrice débitant dans (G) qui elle-même entraîne le moteur asynchrone qui fonctionnera alors en génératrice asynchrone débitant dans le réseau.

Ce système n'est plus guère utilisé :

- * il nécessite l'emploi de 3 machines principales tournantes dont deux à C.C. qui requièrent beaucoup de précautions d'emploi ;
- * les temps de réponse du système sont relativement importants, de l'ordre de 1 à 5 s ;
- * son encombrement lui impose souvent une localisation fixe ;
- * son rendement sera le produit des rendements des 3 machines ; il sera donc relativement faible.

Ces trois derniers inconvénients le rendent incompatible avec les exigences d'un manipulateur de commande, d'où notre choix du convertisseur statique.

CONVERTISSEUR REVERSIBLE A THYRISTORS

Il permet de se passer du moteur asynchrone et de la génératrice à C.C. Il est statique et d'un faible encombrement.

1. Le Thyristor :

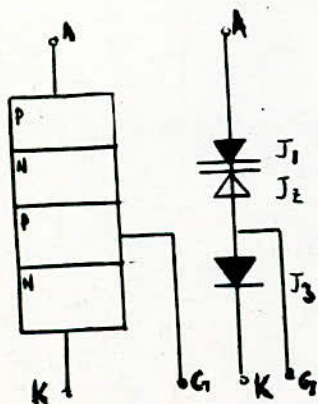


fig III. 2

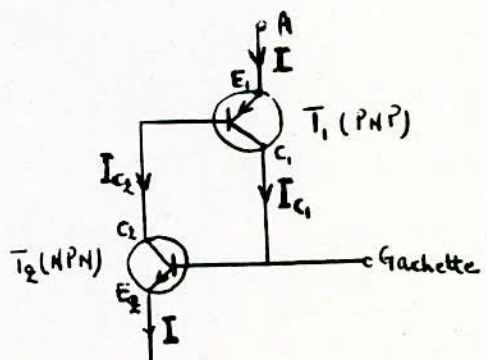


fig III. 3

C'est un semi-conducteur à quatre couches PNPN, donc à trois jonctions PN et NP actionnées par une gachette G.

A partir du schéma équivalent en transistor, nous pouvons comprendre le mode de fonctionnement du thyristor:

$$I_{c1} = a_2 I \quad \text{et} \quad I_{c2} = a_1 I$$

$$I = I_{c1} + I_{c2} + I_{c0} \text{ avec } I_{c0} \text{ courant de fuite total.}$$

$$I = I_{c0} / 1 - (a_1 + a_2)$$

Les conditions de conduction dépendent de la valeur de $(a_1 + a_2)$

* $a_1 + a_2 < 1$: I est faible ; le thyristor est bloqué et seul circule un courant de fuite très faible.

* $a_1 + a_2 = 1 - \epsilon$: I est alors très important et n'est limité que par l'impédance du circuit extérieur.

* $a_1 + a_2 > 1$: $I < 0$, c'est le courant de fuite inverse.

* $a_1 + a_2 = 1 + \epsilon$ $I < 0$, et très important; il correspond au claquage inverse du thyristor.

Ce dernier cas sera évité par un bon dimensionnement du thyristor.

$(a_1 + a_2)$ peut être rendue proche de 1 par:

* l'augmentation de la tension d'alimentation V_{ak} : c'est l'amorçage spontané, qui lui aussi, devra être évité.

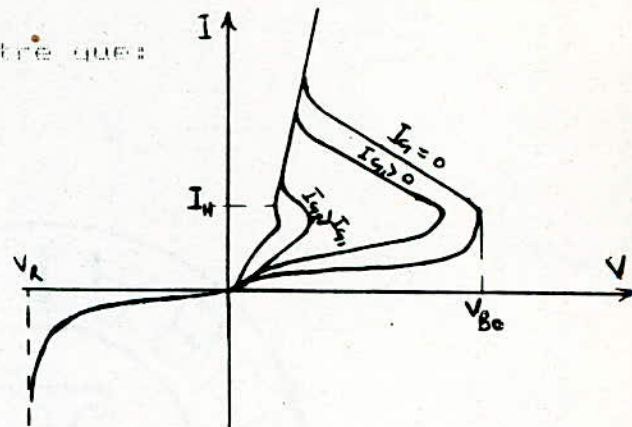
* l'augmentation du courant de gachette.

* un effet photo-électrique dans la jonction J2, dans le cas d'un photo-thyristor.

La caractéristique du thyristor montre que:

- * I_H : courant de maintien
- pour $I < I_H$ thyristor bloqué
- * $V_{ak} > V_{d,max}$, amorçage spontané du thyristor.

fig III.4



* pour $I_g > 0$, l'avalanche, et donc la conduction, se produisent pour des tensions V_{ak} de plus en plus faibles.

* pour $V_{ak} < V_R$: claquage inverse du thyristor

À partir du courant de gachette, un thyristor peut être rendu donc contrôlable.

Mais à partir de l'entrée en conduction du thyristor, la gachette sera sans action sur le courant de conduction.

Ces deux conditions poseront les problèmes de l'amorçage et du désamorçage du thyristor.

2. Pertes dans le thyristor.

Elles sont dues aux chutes de tensions et aux courants:

- * pertes apparaissant pendant la conduction du courant direct
- * pertes apparaissant pendant l'état bloqué.
- * pertes dues à la commutation de l'état bloqué à l'état conducteur et vice-versa.
- * pertes dans la jonction Anode - Cathode.

Seules les pertes pendant la conduction du courant direct ont une influence et une valeur significatives.

3. Application du thyristor .

Trois applications dérivent de son rôle d'interrupteur commandable

- Conversion Continu/Continu: c'est le montage Hacheur
- Conversion Alternatif/Alternatif: c'est le montage gradateur et cyclo-convertisseur.

Ces deux montages ne seront pas examinés.

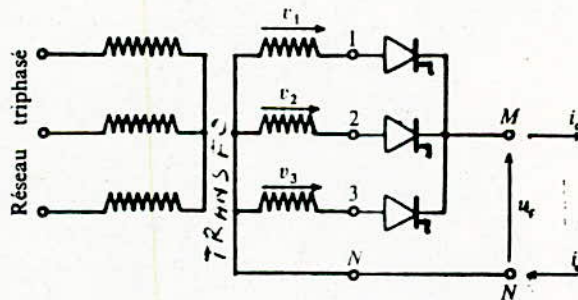
- Conversion Alternatif/Continu: c'est le montage Redresseur-Onduleur, et plus particulièrement Onduleur piloté.

Nous examinerons la Conversion Alternatif/Continu en triphasé à partir de trois montages:

- * montage triphasé simple voie (dit P 3)
- * montage triphasé double voie (dit PDS ou Pont de Graetz.
- * montage Série.

3.1. montage simple voie (P 3)

fig III.5



Le récepteur actif est supposé tel que le courant ne s'annule jamais au cours de la période: il y a toujours un redresseur en conduction.

3.1.1. Valeur moyenne de la tension :

$$U_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_m \sin \omega t \, d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha = 0,827 V_m \cos \alpha$$

Ce résultat montre que pour $\alpha < \pi/2$, le montage fonctionne en redresseur à rapport variable de transformation Alternatif/Continu, et pour $\alpha > \pi/2$, le montage fonctionne en onduleur non autonome, l'énergie passant du récepteur actif vers le réseau (l'inversion de la tension impose l'inversion de la puissance.)

La tension instantanée $u_d(t)$ est ondulée, avec un facteur d'ondulation $k = (u_{d\max}(t) - u_{d\min}(t)) / 2 U_d \alpha$

k varie de $\frac{\pi}{6\sqrt{3}}$ à l'infini quand α varie de 0 à $\pi/2$

3.1.2. Harmoniques de la tension redressée: le développement en série de la tension u_d fournit les amplitudes de la tension redressée

$$u_d(t) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha \left[1 - 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{9n^2-1} \sqrt{1+n^2 \tan^2 \alpha} \cos 3n\omega t \right]$$

pour $\alpha = \pi/2$, $U_d \alpha = 0$ et la valeur de l'amplitude du terme de pulsation $3n\omega$ est maximale et atteint $\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \frac{6n}{9n^2-1}$

3.1.3. Courants et facteurs de puissance:

pour $i_d = C\omega = I_d$; $i_{\max} = I_d$ et $i_{d\text{moy}} = I_d/3$

$$I_{a\text{eff}} = I_d / \sqrt{3}$$

chaque thyristor débite I_d pendant $2\pi/3$

Les courants secondaires efficaces du transformateur sont

$$I_s = I_d / \sqrt{3}$$

Ampère-tours primaires et secondaires dans le transformateur

(à plusieurs secondaires)

$$N_1 i_{pk} = \sum_{N_k} N_2 i_s = N_2 (I_{sk} - \frac{I_d}{3}) ; k=1, 2, 3$$

alors le facteur de puissance au primaire est f_p

$$f_p = 0,827 \cos \alpha \quad \text{quelque soit le couplage.}$$

au secondaire le facteur de puissance est $f_s = U_c I_s / 3V I_s$

$$f_s = 0,675 \cos \alpha$$

La diminution de f_p et f_s avec $\cos \alpha$, quand α varie de 0 à $\pi/2$ est due au décalage des ondes courants/tensions correspondantes et à la différence des formes de leurs ondes.

Le rendement de la transformation sera donc fonction de $\cos \alpha$

3.1.4. Chutes de tension:

a) chutes dues à l'empiètement (commutation): $\Delta_1 U_d$

l'empiètement se produit quand 2 thyristors sont en conduction simultanée, l'un en voie d'extinction, l'autre en montée en courant. Si ψ est l'angle d'empiètement et $N_2 \omega$, la réactance de fuite des bobinages et du réseau amont, ramenée au secondaire alors

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \psi) = N_2 \omega I_d / V_m \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$\text{et } \Delta_1 U_d = 3 N_2 \omega I_d / 2\pi$$

pour de fortes valeurs du courant I_d , il y a débit simultané de plusieurs thyristors, et la tension redressée tend vers 0.

b) chutes dues aux résistances: $\Delta_2 U_d$

Les pertes Joule dans le transformateur et le réseau sont:

$$P_J = 3r_2 I_A^2 + 3r_1 I_p^2 + 3r'_1 J_p^2 = R_c I_d^2$$

$$\text{primaire Etoile: } \Delta_2 U_d = \left[r_2 + \frac{2}{3}(r_1 + r'_1) \left(\frac{m_2}{m_1} \right)^2 \right] I_d$$

$$\text{primaire Triangle } \Delta_2 U_d = \left[r_2 + \left(\frac{2}{3} r_1 + 2r'_1 \right) \left(\frac{m_2}{m_1} \right)^2 \right] I_d$$

c) chutes dues aux diodes: $\Delta_3 U_d$

Ces chutes sont caractéristiques des diodes et du courant

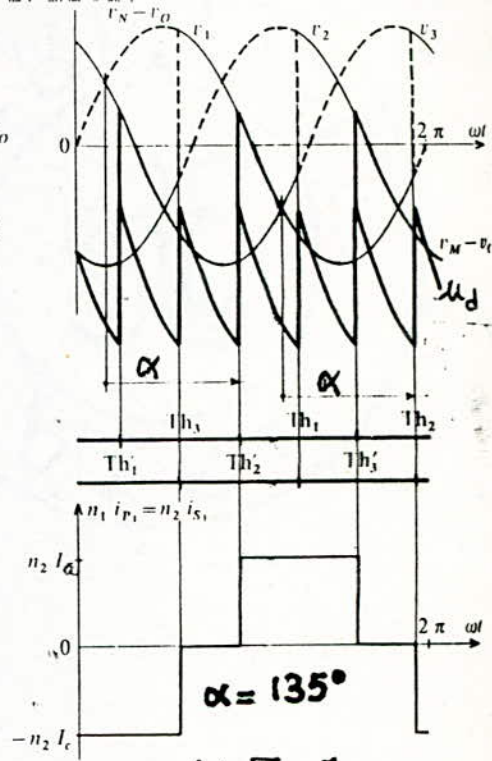
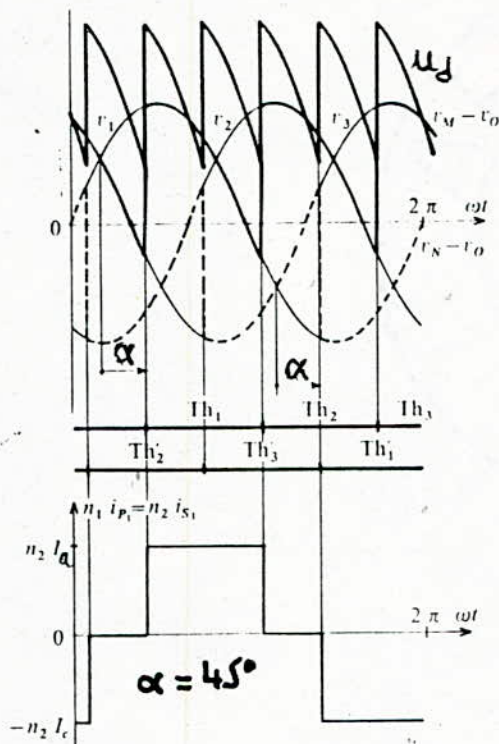
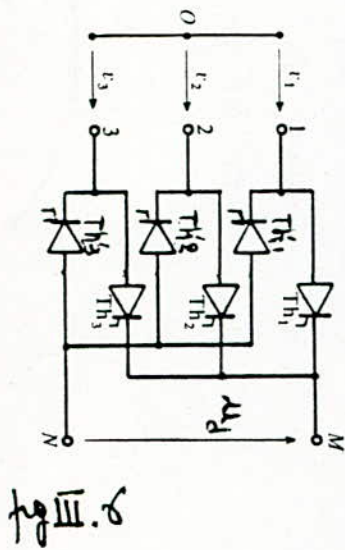
$$\Delta_3 U_d = (\mu_d) I_d$$

Ces trois pertes sont indépendantes de l'angle d'amorçage α .

Pour un régime donné, elles sont donc constantes.

Or, les puissances sont fonction de $\cos \alpha$, ce qui affectera donc les rendements

3.2. montage double voie (PD 3 ou Pont de Graetz)



3.2.1. Valeur moyenne de la tension:

$$U_{d\alpha} = 2 \cdot \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos \alpha = 1,654 V_m \cos \alpha$$

tension inverse maximale:

$$U_{i\max} = \sqrt{3} V_m$$

3.2.2. chutes de tension:

a) chutes dues à l'empiètement $\Delta_1 U_d$ avec ψ , angle d'empiètement:

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \psi) = 2 \cdot N_2 \omega I_d / \sqrt{3} V_m$$

$$\Rightarrow \Delta_1 U_d = \frac{3}{\pi} N_2 \omega I_d = 2 (\Delta_1 U_d)_{P.3}$$

b) chutes dues aux résistances amont: $\Delta_2 U_d = R_c I_d$

laire étoile: $\Delta_2 U_d = 2 [\bar{r}_2 + (r_1 + r'_1) (\frac{m_2}{m_1})^2] I_d$

laire triangle: $\Delta_2 U_d = 2 [\bar{r}_2 + (r_1 + 3r'_1) (\frac{m_2}{m_1})^2] I_d$

c) chutes dues aux diodes $\Delta_3 U_d = 2(\mu_d) I_d$

Ces chutes sont toujours indépendantes de l'angle d'amorçage

3.2.3. Fonctionnement en court-circuit: si les bornes M et N du montage sont reliées, chaque enroulement 2aire est en court-circuit, du fait de la présence de 2 thyristors qui y sont reliés: les courants secondaires en régime établi sont donc alternatifs, formés de $2.3 = 6$ portions de sinusoides

$$N_2 \frac{di_{s1}}{dt} = V_m \sin \omega t \Rightarrow i_{s1} = -\frac{V_m}{N_2 \omega} \cos \omega t \Rightarrow I_{A,cc} = \frac{V_m}{\sqrt{2} N_2 \omega}$$

$$i_{cc, moy} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_m}{N_2 \omega} \quad \text{et} \quad I_{d,cc} = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{V_m}{N_2 \omega}$$

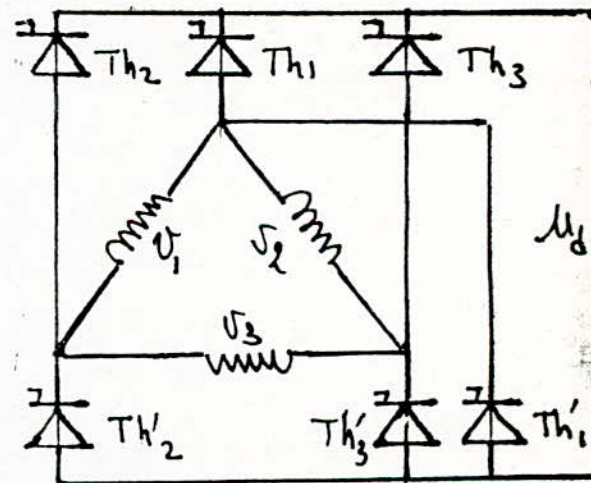
le courant de c.c théorique étant

$$I_{cc, th} = \frac{\sqrt{3} V_m}{N_2 \omega}$$

le rapport de c.c est $K_{cc} = \frac{I_{d,cc}}{I_{cc, th}} = \frac{\sqrt{3}}{\pi}$ meilleur que pour un montage P 3 qui donne

3.3. montage Série:

fig III.8



les performances des montages parallèles se dégradent quand le nombre q de phases augmente, alors que ceux à montage série sont insensibles à ce facteur.

les tensions du 2aire sont en polygone.

$$U_d = \frac{q}{\pi} V_m \cos \alpha \quad \text{et} \quad U_{i, max} = \frac{V_m}{2 \sin \pi/q}$$

au primaire, p.ex. pour 5 3 $f_p = f_s = 0,975$

pour 5 9 $f_p = (0,975 \div 0,99)$

ces facteurs gardent une bonne valeur, pour α donné, quelque soit le nombre de phase.

3.3.3. chutes de tension:

a) chutes dues à l'empiètement $\Delta_1 U_d$

$$\Delta_1 U_d = \frac{q}{2\pi} N_2 \omega I_d \left(1 - \frac{1}{q}\right) \text{ pour } q \text{ impair}$$

b) chutes résistives:

laire, étoile: $\Delta_2 U_d = \frac{2}{3} [\bar{r}_2 + (r_1 + r'_1) (m_2/m_1)^2] I_d$

- triangle: $\Delta_2 U_d = \frac{2}{3} [\bar{r}_2 + (r_1 + 3r'_1) (m_2/m_1)^2] I_d$

c) chutes dues aux diodes: $\Delta_3 U_d = 2 (u_d) I_d$

3.3.4 fonctionnement en court-circuit:

$$i_{cc, moy} = \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \cdot \frac{V_m}{N_2 \omega}$$

$$\bar{I}_d, cc = q i_{cc, moy} = \frac{2q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \frac{V_m}{N_2 \omega} \Rightarrow K_{cc} = \begin{array}{l} 0,555 \text{ pour } q = 3 \\ 0,955 \text{ " } q = 6 \\ \rightarrow 1 \quad q \rightarrow \end{array}$$

Montrant l'intérêt de ce type de montage.

3.4. Comparaison des montages redresseurs.

* L'indice d'ondulation de la tension doit être minimal pour faciliter le lissage et réduire l'influence des harmoniques.

Le taux d'harmoniques $\tau = \sqrt{\bar{I}_p^2 - \bar{I}_1^2} / \bar{I}_1 = \sqrt{1 - f_p^2} / f_p$ doit être faible.

Le montage doit donc délivrer une tension d'ordre n élevé.

* Le facteur de puissance au secondaire f_s doit être aussi proche de 1, pour diminuer la puissance apparente du

transformateur et réduire les pertes, l'encobrement et les coûts.

* Le facteur de court-circuit K_{cc} doit être faible pour diminuer les courants de court-circuit et protéger les thyristors.

TABLEAU COMPARATIF DES CRITERES DE CHOIX DES MONTAGES

montage	n	f_s	K_{cc}	f	τ
P 3	3	0,675	1,73	0,827	0,68
P 6	6	0,55	6	0,955	0,32
2 * P 3	6	0,675	1,73	0,955	0,32
4 * P 3	12	0,675	1,73	0,989	0,15
PD 3	6	0,955	0,555	0,955	0,32
S 3	6	0,955	0,555	0,955	0,32
S 9	18	0,905	0,87	0,995	0,10
PD3 + S3	12	0,955	0,555	0,989	0,15

3.5. Précautions d'emploi des thyristors:

Elles procèdent du respect des valeurs caractéristiques:

- * Valeurs-limites des tensions (tension inverse maximale de service, tension inverse maximale non répétitive, tension directe maximale non répétitive)
- * Valeurs-limites des courants (courant moyen nominal calculé pour certaines conditions de refroidissement et l'allure du courant)
- * Valeurs-limites thermiques (température limite de jonction)
- * Vitesses-critiques de croissances des tensions et courants
- * Temps de désamorçage

* Valeurs-limites pour le circuit de gachette.

3.5.1. Angle d'amorçage et angle de déblocage:

avant le déblocage d'un thyristor,

* l'impulsion de déblocage envoyée à $\omega t = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{9} + \alpha$ trouve le thyristor avec une tension de $2 V_m \sin \frac{\pi}{9} \sin \alpha$, positive ou négative selon que $\alpha < \pi$ ou $\alpha > \pi$, et toujours assez faible.

* en outre, le temps de blocage d'un thyristor est $t_B = \frac{\pi - \alpha}{\omega}$ or t_B doit être inférieur au temps de recouvrement des thyristors pendant lequel ils doivent retrouver leur pouvoir de blocage.

pour ces deux raisons, il faut prévoir un angle de garde

$$\beta = \pi - \alpha_{\max}$$

* l'empiètement conduit à augmenter cet angle de garde.

3.5.2. Pertes de contrôle en fonctionnement onduleur:

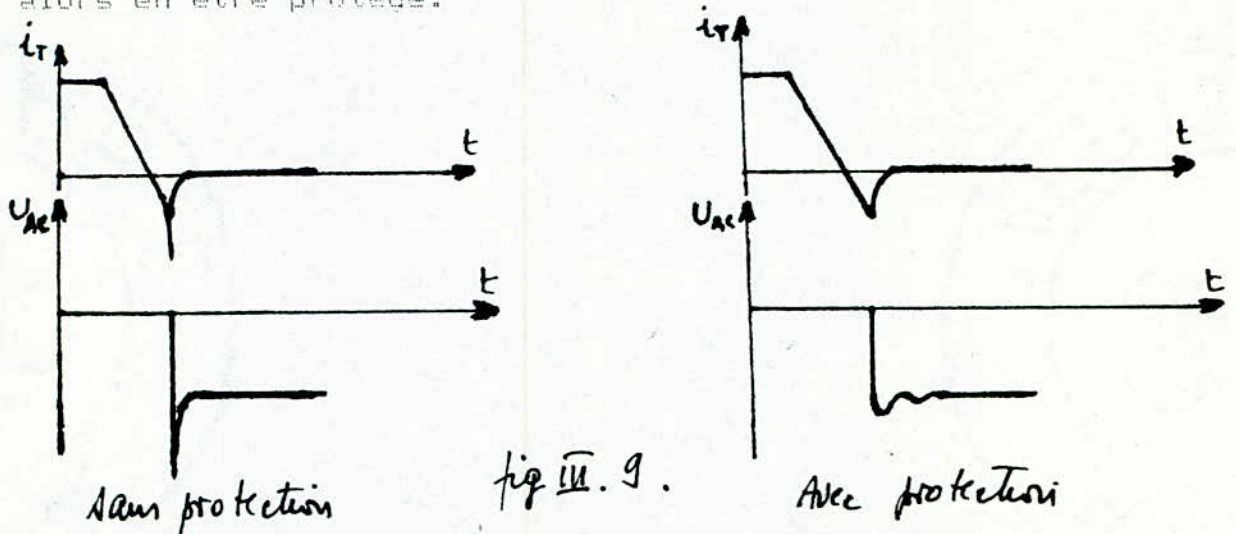
elles est plus grave que lors du fonctionnement en redresseur.

* Si on ne bloque pas un redresseur quand sa tension est positive, la tension U_d de négative devient positive, ce qui équivaud à un c.c

* inversement, si on ne déblocage pas un redresseur par une impulsion de gachette, on perd le contrôle de l'onduleur: pendant le temps que dure cette perte de contrôle, le thyristor en amont de celui qui est inopérant est alors rendu hors service.

3.5.3. Protection contre les surtensions:

Ces surtensions sont externes, véhiculées par le réseau, ou internes, dues à l'accumulation des charges dans le thyristor et apparaissent lors de la commutation du redresseur qui doit alors en être protégé.



La protection contre les surtensions internes fait intervenir un filtre (R, C) et un varistor en parallèle avec le thyristor.

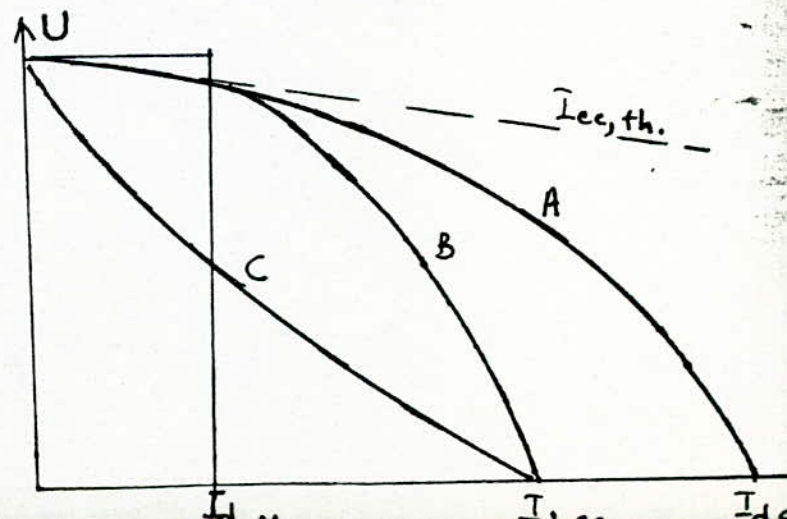
Contre les surtensions externes, des filtres (R, C) sont placés entre chaque phase et la terre. R et C sont choisis de telle manière que le circuit oscillant (R, Lc et C) ait une fréquence de résonance d'env. 1000 Hz.

La protection contre les surintensités provoquées par un c.c. aux bornes du convertisseur, ou par les surcharges fait intervenir des fusibles et des disjoncteurs rapides.

Ces protections doivent être coordonnées pour être efficaces.

3.5.4. montages corrects:

fig III. 10
Caractéristiques de quelques montages.



un bon montage doit avoir des impédances telles:

- * elles ne provoquent pas de chutes de tension entre la marche à vide et le fonctionnement en surcharge transitoirement tolérable.
- * elles entraînent une brusque chute de la courbe jusqu'à I_{cc} : il doit délivrer une caractéristique plate au début, avec une bonne limitation du courant de c.c.

⇒ Caractéristique de type (B)

3.6. CONVERTISSEURS REVERSIBLES:

Les convertisseurs de courant examinés précédemment ont un courant de sortie (courant continu) toujours de même sens; l'inversion de puissance n'est opérée que par l'inversion de la tension (continue) de sortie.

Pour divers cas d'application, spécialement pour l'alimentation des entraînements réversibles avec moteur à C.C., il est nécessaire que le courant continu puisse lui aussi changer de sens. Les entraînements travailleraient alors dans les 4 quadrants.

De tels montages sont dits réversibles.

Etude et choix des convertisseurs réversibles:

nous supposons que:

- * l'inductance de la charge est infinie
- * l'inductance L_c dans le circuit de commutation est négligeable.

Les montages existants fonctionnent, soit avec un courant de circulation, soit sans courant de circulation.

1. montages à courant de circulation:

montage anti-parallèle

$$U_{dI} = -U_{dII}$$

$$U_{dio} \cos \alpha_I = -U_{dio} \cos \alpha_{II}$$

$$\alpha_{II} = \pi - \alpha_I$$

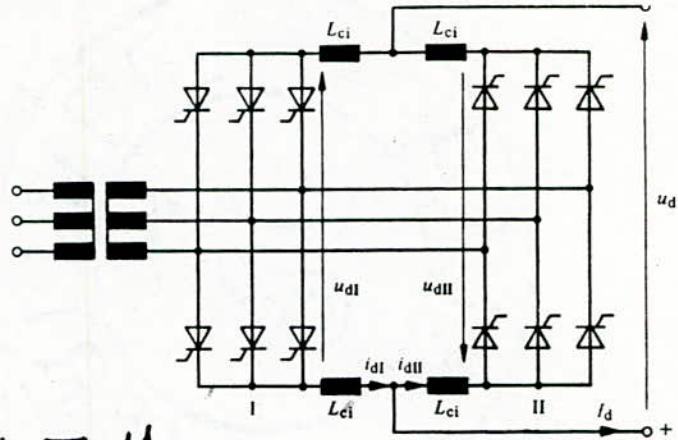


fig III. 11

: pour des chutes d'empîtement négligeables, $U_{di} \alpha = U_{dio} \cos \alpha_I$

$$\alpha_{II} < \alpha_I < \alpha_{II} \text{ limites pour l'angle } \alpha$$

ce fait limite la valeur maximale de la tension continue.

$$\bar{I}_d = i_{dI} - i_{dII}$$

selon que $i_{dI} > i_{dII}$ ou $i_{dI} < i_{dII}$, $I_d > 0$ ou $I_d < 0$

I_d peut être lisse (présence de L_∞), mais i_{dI} et i_{dII} sont ondulés.

4 selfs de circulation sont nécessaires.

Montage Croisé

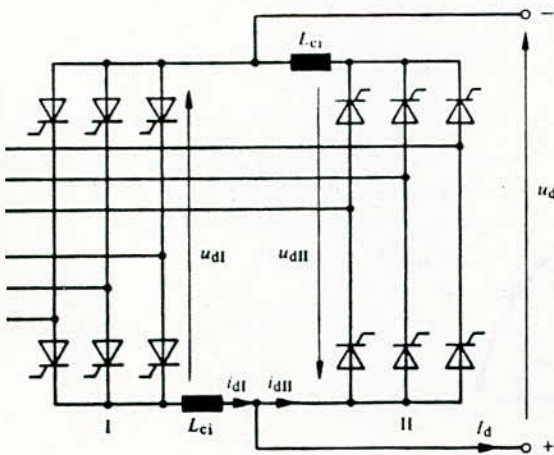


fig III. 12

2 selfs de circulation

Montage en H

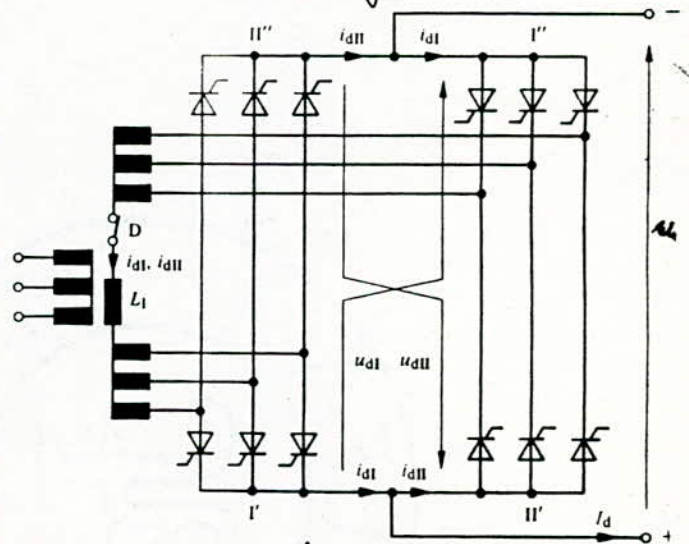
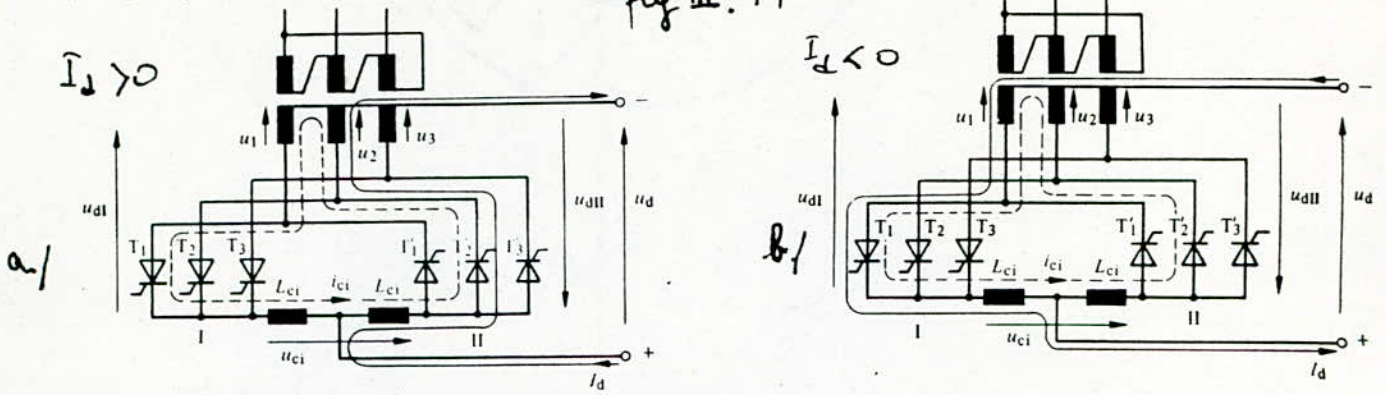


fig III. 13

1 self de circulation et de lissage.

37 Courant de circulation:

fig III. 14



u_1, u_2, u_3 : tensions d'alimentation.

u_{ci}, i_{ci} tensions et courant de circulation.

Nous voyons (en tirets) le chemin parcouru par le courant de circulation: il parcourt chaque fois les deux convertisseurs.

$$u_{ci} = u_{I} - u_{II}$$

aux bornes des deux selfs, la tension est $u_{ci} = u_{dI} + u_{dII}$

pour $\alpha_I = 45^\circ$, et $\alpha_{II} = 135^\circ$, nous avons les graphes de u_d, u_{ci} et i_{ci}

Les variations de u_d, u_{ci} et i_{ci} sont avec quelques valeurs

de α_I

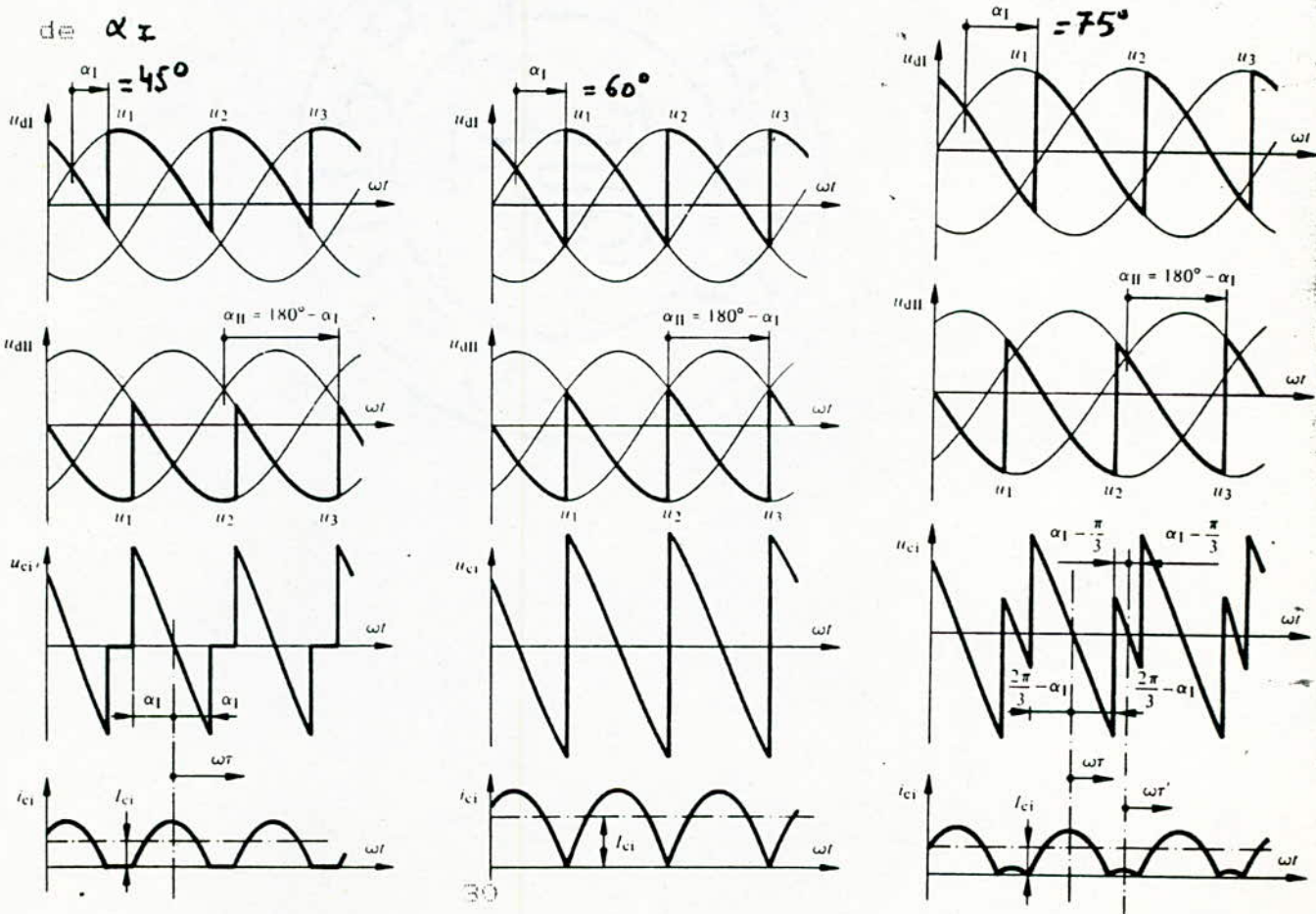


fig III. 15

La self L_{ci} sera dimensionnée pour être saturée pour I_n , elle présentera une inductance maximum pour i_{ci}

$$i_{ci} = \frac{\sqrt{2} U}{\omega L_{ct}} (\cos \omega t - \cos \alpha_I) = 0 \text{ pour } \alpha_I = \omega t$$

i_{ci} est donc intermittent, et $I_{ci} = \frac{3\sqrt{2} U}{\pi \omega L_{ct}} (\sin \alpha_I - \alpha_I \cos \alpha_I)$

Pour $\alpha_I = \frac{2\pi}{3}$, i_{ci} se trouve à la limite de la conduction intermittente.

Pour $\alpha_I > \frac{2\pi}{3}$, i_{ci} restera toujours intermittent

L_{ci} sera dimensionnée de telle manière que I_{ci} atteigne au maximum 10 à 20 % I_n .

Pour $\alpha_I + \alpha_{II} < \pi$, i_{ci} présentera une forte composante continue,

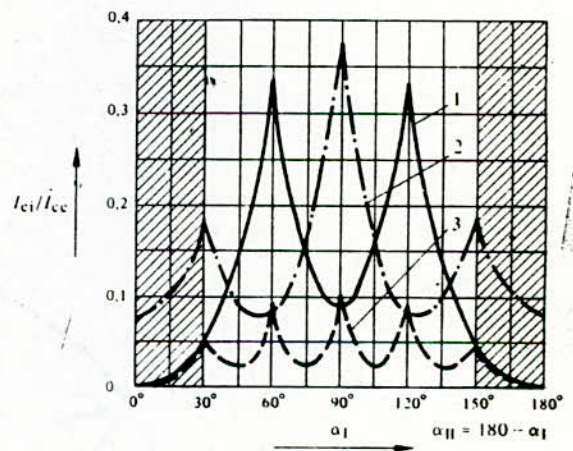
Pour $\alpha_I + \alpha_{II} > \pi$, i_{ci} devient plus faible et intermittent, et pendant le temps où il est nul, $u_{RI} = -u_{RII} \Rightarrow u_{SI} = -u_{SII}$

$I_{ci} = f(\alpha_I)$

(1): montage antiparallèle étoile et pont

(2) et (3): montage croisé étoile et pont.

fig. m. 16



* pour les montages anti-parallèles à Pont de Graetz, il existe 2 courants de circulation, l'un dans les moitiés inférieures, l'autre, dans les moitiés supérieures.

i_{ci} présente un indice de pulsation $p = 3$, bien que u_f a $p = 6$

* pour les montages croisés de 2 Pont de Graetz, le courant

de circulation parcourt entièrement les 2 ponts.

D'autre part, l'inductance de la self de circulation est égale au 1/3 de celle des montages à $p = 6$.

Réglage du courant de circulation et caractéristiques de charge :

Ces caractéristiques sont paramétrées par les angles d'amorçage α_I, α_{II}

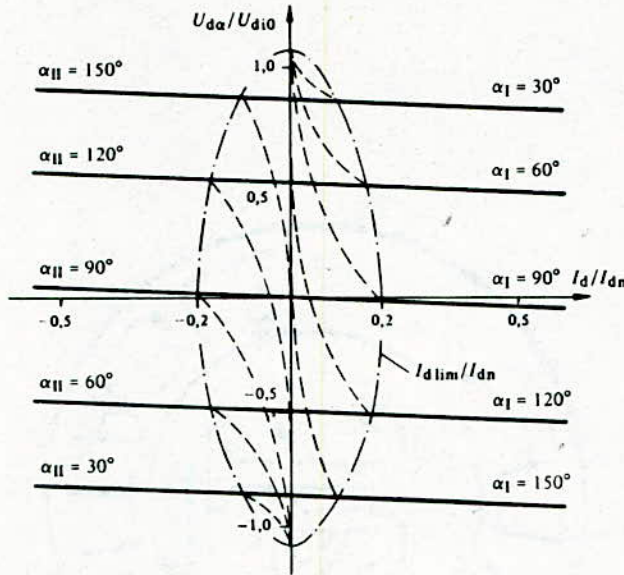


fig III. 17

Les courbes en traits pleins correspondent aux convertisseurs à courant de circulation: ces caractéristiques sont linéaires, donc très favorables pour le réglage.

Il est à remarquer que pour de faibles valeurs de courant redressé I_d , il est nécessaire que le courant de circulation ne soit pas intermittent.

Par contre, pour I_d plus élevé, $I_d > I_{d,lim}$, le courant de circulation peut être intermittent et diminué avec $\alpha_{II} > \pi - \alpha_I$

Ces deux plages de fonctionnement $I_d < I_{d,lim}$ et $I_d > I_{d,lim}$ commandent le réglage du courant de circulation.

On doit faire appel à des circuits de réglage qui se surajou-

tent aux autres, pour régler le courant de circulation sur des valeurs déterminées.

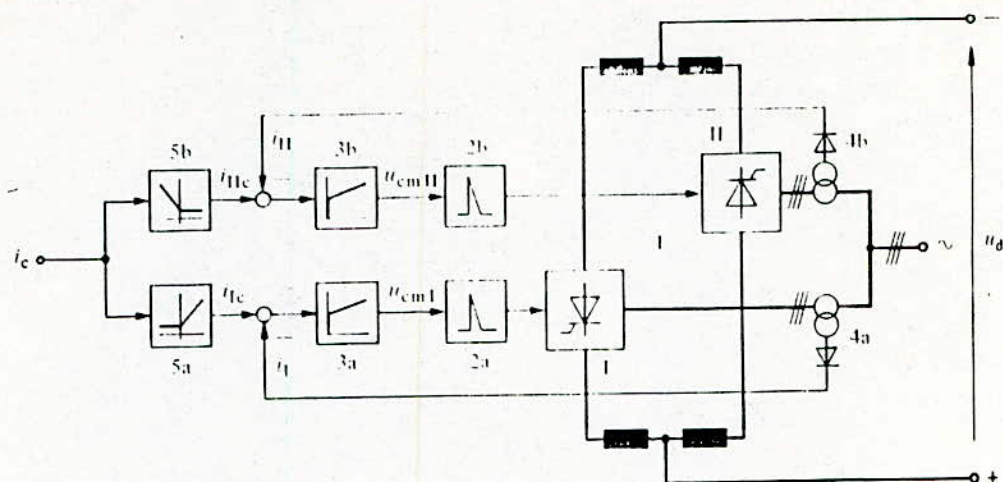


fig 11.18 Réglage d'un convertisseur de courant bidirectionnel avec courant de circulation.

montages sans courants de circulation:

Si le courant de circulation présente l'avantage d'assurer une caractéristique linéaire pour de faibles valeurs du courant continu i_d , il nécessite par contre l'adjonction de selfs chargées de le limiter. En outre, l'angle d'amorçage doit être supérieur à 30° env.

Ceci limite la valeur maximale de la tension continue fournie par le montage et provoque une augmentation de la puissance réactive absorbée par le convertisseur, puisque les facteurs de puissance sont fonction de $\cos \alpha$.

Pour des puissances assez élevées, il est souhaitable d'éliminer le courant de circulation. Dans ce but, il est nécessaire de bloquer complètement les impulsions aux gachettes du convertisseur de courant ne conduisant pas le courant de charge

Dans ce cas, l'angle-limite α_l peut être abaissé jusqu'à 0.

Cependant, comme inconvénient, les comportements des caractéristiques de charge seront discontinues au voisinage de $I_d = 0$. Ces caractéristiques sont figurées en traits interrompus sur la fig. 4.17.

Les convertisseurs sans courant de circulation nécessitent un circuit de commande assez fiable pour bloquer l'un ou l'autre convertisseur: lors du changement de signe de I_d , il faut d'abord réduire I_d par un régulateur de courant qui décale l'angle d'amorçage du convertisseur conduisant le courant. Dès que celui-ci s'annule, les impulsions d'allumage de ce convertisseur seront bloquées. Après un faible temps mort (1 ms env.), le 2ème. convertisseur est débloqué. Par l'intermédiaire du régulateur de courant, le courant I_d peut alors être augmenté pour atteindre la valeur voulue dans la polarité opposée.

3.8 TRANSFORMATEURS POUR CONVERTISSEURS DE COURANT.

Le transformateur de puissance alimentant un convertisseur de courant n'est pas parcouru par des courants sinusoïdaux, mais par des courants rectangulaires et asymétriques.

De façon générale, pour un transformateur triphasé, le circuit magnétique est parcouru par 4 flux Φ_1, Φ_2, Φ_3 et Φ_4 , un flux par noyau et un homopolaire Φ_4 dû à la composante

continue du courant secondaire, tel que

$$\sum_{i=1}^3 \bar{\Phi}_i = \bar{\Phi}_d$$

$$R_m \bar{\Phi}_i + R_{md} \bar{\Phi}_d = AT_i$$

$$\bar{\Phi}_i = \frac{1}{R_m} \left(AT_i - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 AT_j \right) + \frac{1}{3} \bar{\Phi}_d$$

R_m : résistance magnétique du noyau

et R_{md} : - - - - - associée à $\bar{\Phi}_d$

pour négliger le courant magnétisant, on aura $R_m = 0$

$$AT_i = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 AT_j \quad \text{et} \quad \bar{\Phi}_d = \frac{1}{3R_{md}} \sum_{j=1}^3 AT_j$$

pour un rapport de transformation unitaire $n_2 = n_1 = N$

$$AT_i = N(\lambda_{pi} - \lambda_{si}) \quad \text{et} \quad \lambda_{pi} = \lambda_{si} + \frac{1}{3} \sum (\lambda_{pj} - \lambda_{sj})$$

Le couplage des enroulements a alors une influence prépondérante sur le fonctionnement du transformateur.

Cas des convertisseurs à simple voie:

le flux $\bar{\Phi}_d$ est ondulé pour un couplage Yy: "celui-ci n'est alors pas conseillé.

le flux $\bar{\Phi}_d$ est constant pour un couplage Dy: la puissance de dimensionnement sera alors $St = 1,345 P_{dio}$ avec

$$P_{dio} = U_{dio} \cdot I_d$$

le flux $\bar{\Phi}_d = 0$ pour un couplage Yz et $St = 1,46 P_{dio}$

Cas des convertisseurs en Pont de Graetz:

le flux homopolaire $\bar{\Phi}_d$ est nul puisque le courant i_0 circulant vers le point neutre des enroulements secondaires est nul.

Aussi, le fonctionnement du transformateur ne pose aucun

problème.

En négligeant l'empîtement, les courants primaires et secondaires peuvent être considérés comme rectangulaires, avec $I_{eff} = I_d$.

Pour un couplage Yy , les puissances apparentes sont $S_p = S_s$ avec $S_p = S_s = 3 U I_{eff} = U_{dio} I_d = 1,047 P_{dio}$. Ce sera la puissance de dimensionnement.

3) DISPOSITIFS DE COMMANDE DES CONVERTISSEURS.

Nous examinons essentiellement les dispositifs de commande des thyristors: ils doivent délivrer des impulsions aux gachettes à certains moments précis.

Dispositif de principe:

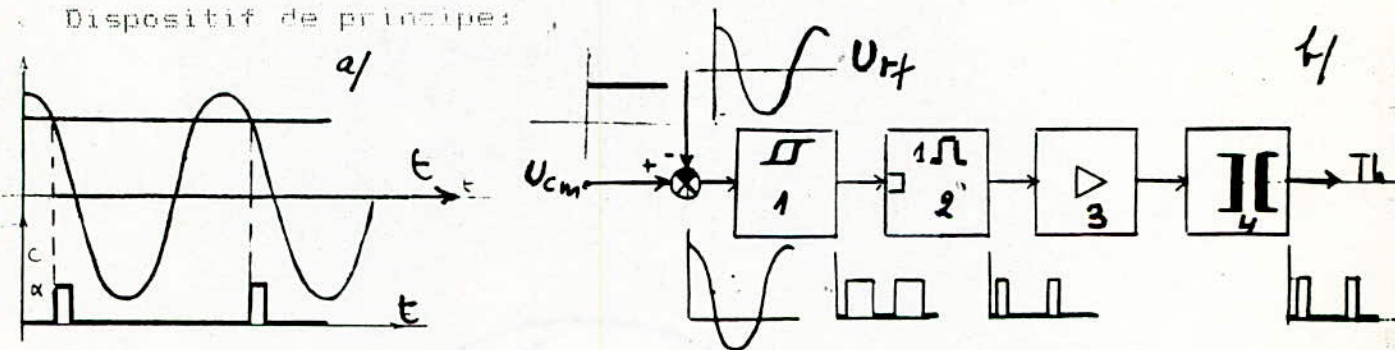


fig III. 19

U_{cm} : tension de de commande continue.

U_{rf} : tension de référence, sinusoidale.

(1): bascule de Schmitt. (2): bascule monostable

(3): amplificateur

(4): transformateur d'impulsions (séparation galvanique)

Les impulsions ont alors la même fréquence que la tension de référence U_{rf} . La variation de α impose la détermination de la phase de U_{rf} qui doit être en outre filtrée

pour éliminer les harmoniques de tension véhiculées ou générées par le convertisseur.

U_{cm} doit être alors limitée entre $[U_{cm,min}, U_{cm,max}]$ en tenant compte toutefois des variations de tension du réseau.

Cas des montages en Pont de Graetz.

L'allumage des 6 thyristors du pont nécessite la production d'un système hexaphasé de tensions de référence $U_{r,j} \quad \delta = 1 \div 6$

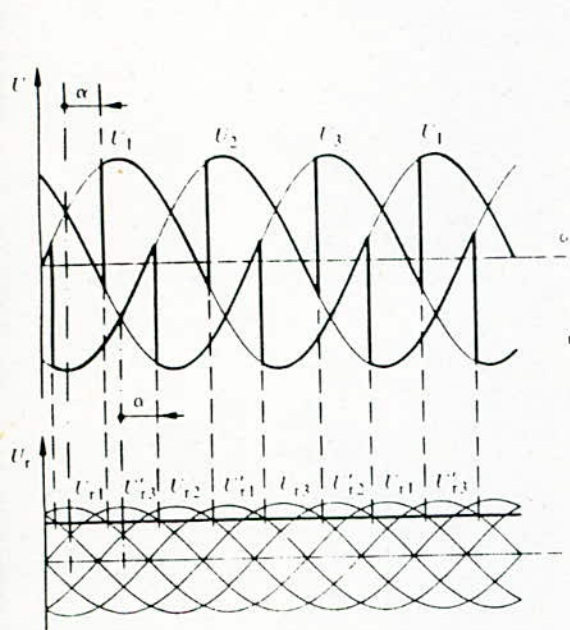


fig III.20

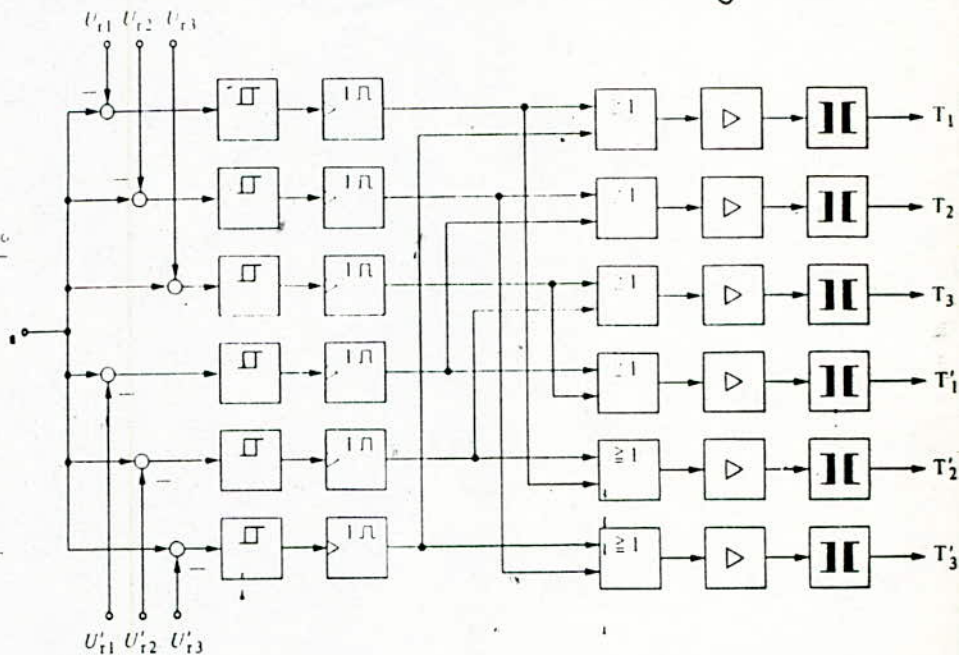
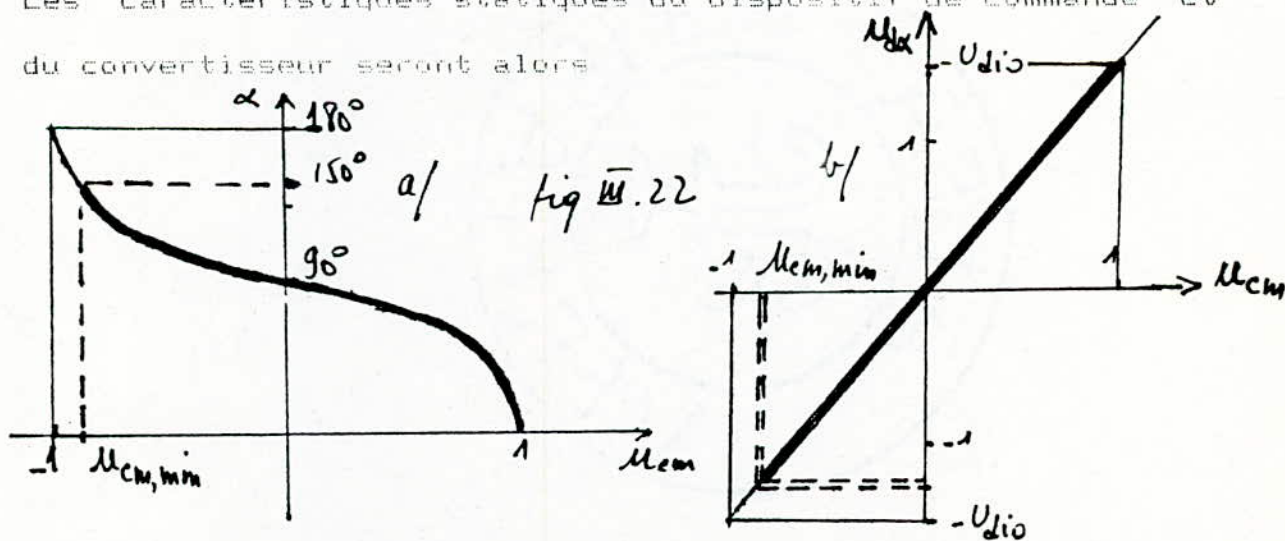


fig III.21) Représentation schématique complet d'un dispositif de commande de gâchettes pour un convertisseur de courant en montage en pont triphasé.

Les caractéristiques statiques du dispositif de commande et du convertisseur seront alors



avec $\mu_{cm} = U_{cm} / U_{r,max}$, $\mu_y = U_{dio} / U_i$

Le facteur de transfert K_c du convertisseur sera alors :

$$K_c = \frac{\Delta U_{dia}}{\Delta U_{cm}} = \mu_{dio}$$

Le transfert s'effectue avec un certain retard T_{ct} dû au fait qu'une impulsion d'allumage se produit seulement au moment de l'intersection de la tension de commande U_{cm} avec une des tensions de référence sinusoïdales $U_{r,j}$. $j = 1 \div 6$

Pour un montage en pont, cette possibilité se répète 6 fois en une période. Statistiquement, on montre que $T_{ct} = \frac{1}{2} T/6$

La fonction de transfert de l'ensemble Convertisseur - Commande des gachettes sera $G_c(p) = K_c \exp(-T_{ct} p) \approx \frac{K_c}{1 + T_{ct} p}$

Nous choisirons un convertisseur réversible, montage croisé à Ponts de Graetz, à fonctionnement à courant de circulation, avec un transformateur à deux enroulements secondaires.

** Le Pont de Graetz, à 6 Thyristors permet d'avoir une tension U_d moins ondulée et 2 fois plus élevée que celle délivrée par un montage à simple voie P 3.

** Le manipulateur doit travailler dans les deux sens de rotation.

** Il est nécessaire de pouvoir garder les caractéristiques (U, I) linéaires quelle que soit la valeur de α pour facilement régler le convertisseur.

CHAPITRE IV. ETUDE THEORIQUE DE LA CORRECTION SERIE.

La théorie de la régulation automatique permet d'établir la synthèse des paramètres du processus et de la correction à partir des caractéristiques fréquentielles souhaitées quelle que soit la plage de fonctionnement, en régime établi ou transitoire, de l'entraînement électrique.

IV.1. CORRECTION DES SYSTEMES ASSERVIS.

Les spécifications des systèmes asservis sont de deux types:

- * Spécifications temporelles: précision, temps et allure de la réponse, amplitudes etc...
- * Spécifications fréquentielles: bande passante, gain déphasage

L'obtention des spécifications résulte du calcul approprié de la commande à envoyer à l'actionneur à partir des informations "primaires" disponibles (consigne, sortie, signaux intermédiaires.)

La composition de ces signaux "primaires" est en général insuffisante pour une commande adéquate, i.e, pour faire coïncider, avec certaines tolérances, la réponse obtenue avec celle désirée.

Le but de la correction est alors de doter l'asservissement des qualités attendues.

1. Spécifications:

Soit le système bouclé

$$Y(p) = X(p) \frac{k G(p)}{1 + k G(p)}$$
$$E(p) = X(p) \frac{1}{1 + k G(p)}$$

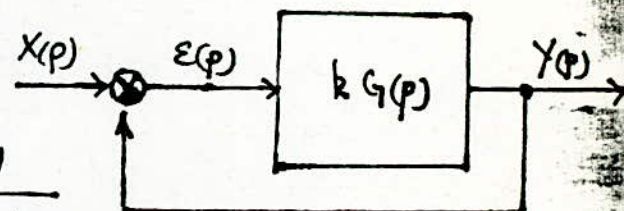


fig IV.1

a- stabilité: elle est assurée si seulement si l'équation caractéristique $1 + k G(p) = 0$ a des racines à parties réelles négatives. Le degré de stabilité est donné par les marges de gain et de phase.

Des divers critères permettant de s'assurer de la stabilité, nous retiendrons celui de Bode: la courbe $20 \log |kG(j\omega)|$ doit traverser l'axe des abscisses ($\log \omega$) avec une pente de -1

b- précision: l'erreur permanente est donnée par $\lim_{p \rightarrow 0} (p \Sigma(p))$

c- temps de réponse, au bout duquel la réponse atteint et demeure dans une bande de $\pm 5\%$ encadrant la valeur finale

d- bande passante à -3 dB ou -6 dB déterminent la fréquence de coupure ω_c

e- coefficient de surtension $\theta = \max \left| \frac{G(j\omega_r)}{G(0)} \right|$
déterminant la fréquence de résonance ω_r

2. Fonctions de transfert approchées.

La plupart des processus sont souvent modélisés par des fonctions de transfert du 1er ou du 2ème ordre.

$$* k G(p) = k / (1 + \tau p)$$

$$* k G(p) = k / ((1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)) \text{ avec } \tau, \tau_1, \tau_2, \text{ Ctes de temps } > 0$$

qui sont des cas particuliers des fonctions de transfert approchées de Strejcz, de formulation générale $k / (1 + T p)^m$

2.1. Processus à dominante du premier ordre:

c'est le cas des processus à réponse apériodique

$$\text{en boucle ouverte } G_0(p) = k / (1 + \tau p),$$

La précision statique pour un signal $X(p) = \frac{1}{p}$ est $\epsilon_0 = 1 / k + 1$

le temps de réponse à 5 % est $t_R = 3\tau$

2.2 Processus à dominante du 2ème ordre.

c'est le cas des systèmes à réponse oscillatoire amortie

la boucle ouverte $G_o(p) = \frac{k}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)} = \frac{k}{1 + 2\zeta \frac{p}{\omega_n} + \frac{p^2}{\omega_n^2}}$

La fréquence de pulsation naturelle est

$$\omega_n = \sqrt{1/\tau_1 \tau_2}$$

et le facteur d'amortissement

$$\zeta = (\tau_1 + \tau_2) / 2 \sqrt{\tau_1 \tau_2}$$

Selon la valeur de ζ , le système est apériodique ($\zeta > \sqrt{2}/2$)

ou oscillatoire amorti ($\zeta < \sqrt{2}/2$)

dans ce dernier cas, on définit le dépassement D par rapport à la valeur finale.

Le premier dépassement (maximum) est donné par

$$D_1 = e^{-\pi \zeta / \sqrt{1 - \zeta^2}}$$

pour $D_1 = 4,3\%$, ($\zeta = \sqrt{2}/2$), le temps de réponse est

$$t_R = \frac{3\pi}{4\zeta \omega_n} = \frac{3,33}{\omega_n}$$

. Ce temps de réponse est minimal.

Parfois, on prend $\zeta = 0,43$, on obtient alors $D_1 = 20\%$ et le

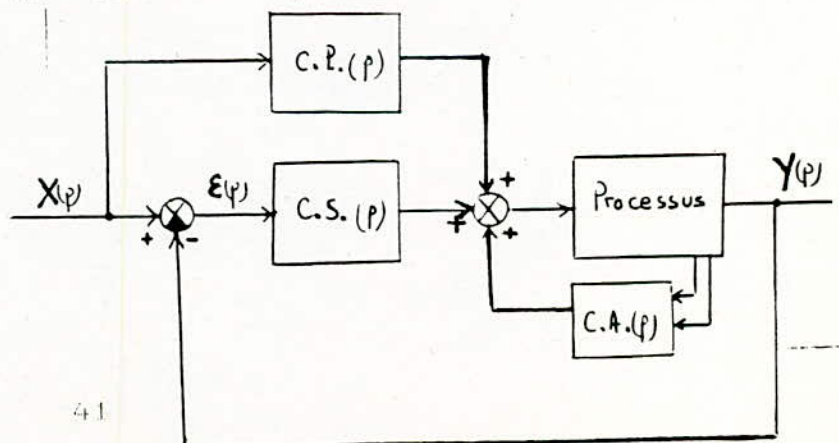
temps de réponse pratique est $t_R = 7/\omega_n$. Dans ce cas, les

erreurs de traînage (lorsque la consigne est une rampe $\frac{1}{p^2}$)

sont plus faibles que pour $\zeta = \sqrt{2}/2$

3. Correcteurs: La structure générale d'un asservissement est:

fig IV.2



avec C.S.(p) : Correction Série pour un commande anticipative.

C.P.(p) : Correction parallèle pour une commande prédictive

C.A.(p) : correction auxiliaire pour les signaux auxiliaires

Nous nous intéresserons plus particulièrement aux correcteurs série CS(p) toujours présents dans une commande asservie.

La correction utilise trois fonctions élémentaires :

* la multiplication par une constante $u(t) = K e(t)$

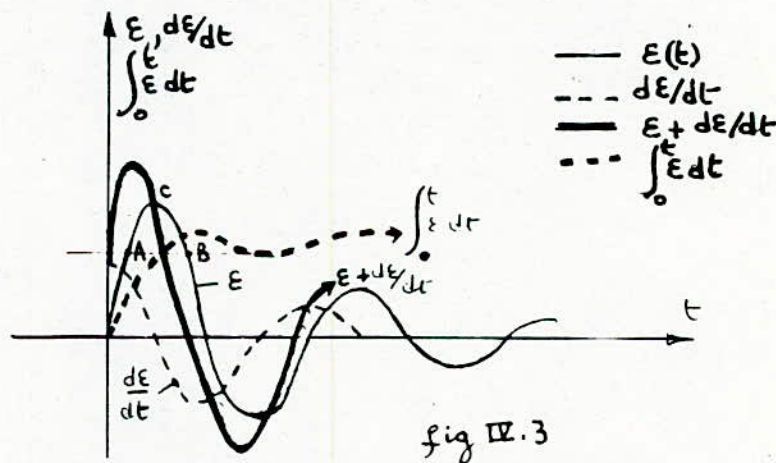
* l'intégration $u(t) = K \int_0^t e(t) dt$

* la dérivation

$$u(t) = K \frac{d e(t)}{dt}$$

En fait on utilise souvent une combinaison de ces fonctions.

La nécessité de la correction des signaux de commande par ces fonctions pour assurer un asservissement correct du système est mise en évidence par la fig. ci-après:



Qualitativement, on voit que :

* en A et en B, l'erreur $e(t)$ a la même valeur alors que manifestement, son évolution s'est inversée: il est nécessaire de prévoir son évolution par la prise en compte de sa dérivée, d'où l'intérêt de la correction dérivée.

* en C, par contre, la dérivée de $e(t)$ est nulle alors que $e(t)$ est

maximale. Le contrôle dérivé n'est donc pas suffisant, d'où l'intérêt de la correction intégrale.

Dans d'autres représentations (lieu des racines, Bode, Evans ...), la nécessité de ces différents contrôles procède du souci d'éliminer les termes indésirables (compensation de certaines constantes de temps) et de leur substituer d'autres à caractéristiques telles que l'on puisse obtenir:

- * une réponse adéquate en allure et en amplitude.
- * des temps de réaction et de réponse compatibles avec les objectifs.
- * des marges de stabilité suffisantes pour absorber les surcharges.

Structure générale d'un correcteur (à base d'amplificateurs)

Pour l'analyse des montages à base d'amplificateurs opérationnels, on fait habituellement les suppositions

- suivantes:
- * amplification (en tension) infinie
 - * résistance d'entrée infinie
 - * résistance de sortie nulle
 - * courant d'entrée (polarisation) rendu nul par une égalisation des résistances externes vues des entrées

$Y_i(p)$: Admittances

$$I_c = Y_c(p) \cdot U_c$$

$$I_r = -Y_r(p) U_r$$

$$I_f = Y_f(p) U_A$$

$$I_c + I_f + I_r = 0$$

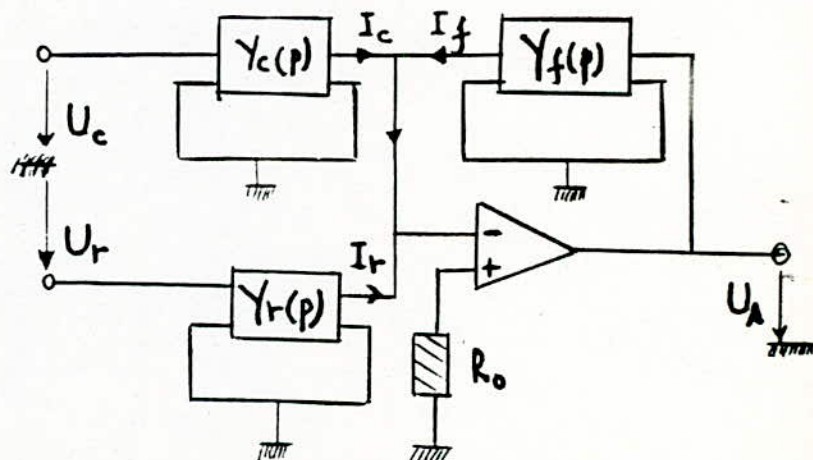


fig II.4

En introduisant les valeurs relatives χ_c, χ_r, χ_A , ramenées aux valeurs de référence U_{cn}, U_{rn} et U_{An}

Le correcteur sert aussi de détecteur d'écart: $x_c - x_r = \varepsilon$

$$U_d = - \frac{Y_c(p)}{Y_f(p)} \left[U_c - \frac{Y_r(p)}{Y_c(p)} U_r \right]$$

$$x_A = \frac{Y_c(p)}{Y_f(p)} \cdot \frac{U_{cn}}{U_{dn}} \left[x_c - \frac{Y_r(p)}{Y_c(p)} \cdot \frac{U_{rn}}{U_{cn}} x_r \right]$$

$$\frac{Y_r(p)}{Y_c(p)} \cdot \frac{U_{rn}}{U_{cn}} = 1 \quad \text{et} \quad x_A = \frac{Y_c(p)}{Y_f(p)} \cdot \frac{U_{cn}}{U_{dn}} \cdot \varepsilon.$$

3.1. Correcteur proportionnel.

Dans certains systèmes, essentiellement du 1er ordre, on montre qu'un simple ajustement de l'amplitude de l'erreur permet de stabiliser un système bouclé.

La correction par le gain permet en outre d'améliorer la précision et le temps de réponse:

* F.T. non corrigée $k G_1(p) = k / (1 + \tau p)$ en boucle ouverte
alors en boucle fermée

$$G_f(p) = \frac{k}{k+1} \cdot \frac{1}{1 + \tau p / (k+1)} \Rightarrow \left| \begin{array}{l} t_R = 3\tau / (k+1) \\ \varepsilon_0 = 1 / (k+1) \end{array} \right.$$

pour un signal échelon

* F.T. corrigée $K k G_1(p) = K k / (1 + \tau p)$
en boucle fermée

$$G_f(p) = \frac{kK}{1+kK} \cdot \frac{1}{1 + \tau p / (1+kK)} \Rightarrow \left| \begin{array}{l} t'_R = \tau / (1+kK) \\ \varepsilon'_0 = 1 / (1+kK) \end{array} \right.$$

La correction proportionnelle met en oeuvre des amplificateurs de réglage

$$Y_c = 1/R_c$$

$$Y_f = 1/R_f$$

$$Y_r = 1/R_r$$

Compensation de courants de compensation

$$\text{au régime établi} \quad \frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_r}$$

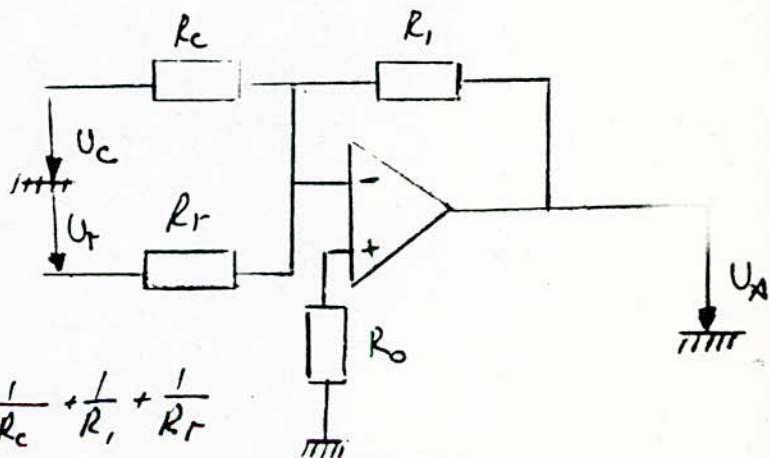


fig IX.5

En introduisant des valeurs relatives $x_c = U_c/U_{cN}$

$$x_r = U_r/U_{rN} \quad \text{et} \quad x_d = -U_d/U_{dN}$$

Le facteur de transfert K du correcteur P est

$$K = \frac{R_1 U_{cN}}{R_c U_{dN}} = \frac{R_1 U_{rN}}{R_r U_{dN}}$$

L'ajustement de K peut s'opérer par l'un des termes R_1, R_c et R_r

En fait, la correction par le gain dresse deux types de limitation :

a- saturation de la commande:

à $t = 0$, la sortie n'ayant pas commencé à répondre,

$$\varepsilon'(t=0) = 100\% \quad \text{et} \quad u_{cm}(t=0) = K \varepsilon'(0) = K \quad \text{à} \quad t=0.$$

$$\text{à} \quad t > t_R, \quad \varepsilon'(t) = \varepsilon'_0 = 1/(1+Kk) \quad \text{et} \quad u_{cm}(t) = K \varepsilon'(t) = K/(1+Kk)$$

$$\Rightarrow u_{cm}(0) = (1+Kk) u_{cm}(t). \quad \text{Si} \quad \varepsilon'_0 = 1\% \quad \text{alors} \quad u_{cm}(0) = 100 u_{cm}(t)$$

une partie de la commande risque alors d'être saturée.

La correction par le gain conduit donc à des commandes très fortes en transitoire dès lors que l'on veut obtenir des niveaux corrects de précision.

b- influence des très faibles constantes de temps:

Tous les processus contiennent de très faibles constantes de temps négligées devant les autres termes.

La validité de cette approximation est fonction inverse du niveau de précision souhaité:

soit $\alpha \tau$ la Cte négligée avec $\alpha \ll 1$.

$$Kk G(p) = Kk / (1 + \tau p)(1 + \alpha \tau p)$$

en boucle fermée, $G_f(p) = \frac{Kk}{1+Kk} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1+\alpha}{1+Kk} \tau p + \frac{\alpha}{1+Kk} \tau^2 p^2}$

$$\omega_n = \frac{1}{\tau} \sqrt{\alpha \varepsilon'_0}$$

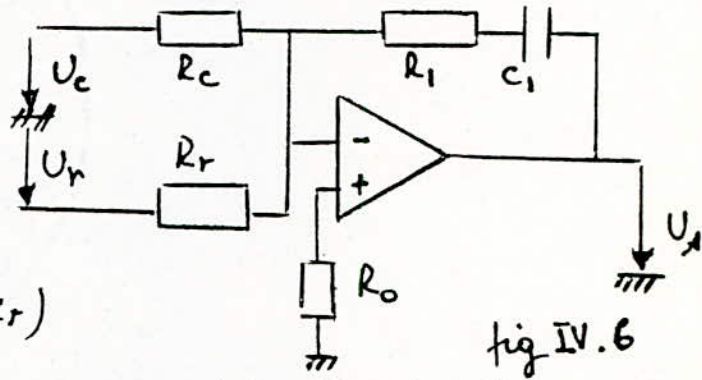
$$\text{et} \quad \xi = \frac{1+\alpha}{2\sqrt{\alpha \varepsilon'_0}} \neq \frac{1}{2\sqrt{\alpha \varepsilon'_0}}$$

pour une réponse souhaitée du 1er ordre $M_p > 1$ d'où $\alpha < \xi_0/4$
 pour $\xi_0 = 1\%$, α ne peut être négligée que si $\alpha < 1/400$,
 autrement on obtient une réponse oscillatoire.

3.2. Correcteur Proportionnel-Intégral P.I.

L'emploi de ce correcteur permet d'annuler l'erreur statique.
 Il permet, par le choix de la Cte d'intégration, de compenser
 dans une F.T. un terme indésirable (souvent une grande Cte
 de temps.

$Y_c(p) = 1/R_c$. $Y_r(p) = 1/R_r$
 $Y_f(p) = pC_1 / (1 + pR_1C_1)$



$X_A = \frac{1 + R_1C_1p}{R_cC_1p} \cdot \frac{U_{cn}}{U_{pn}} (x_c - x_r)$

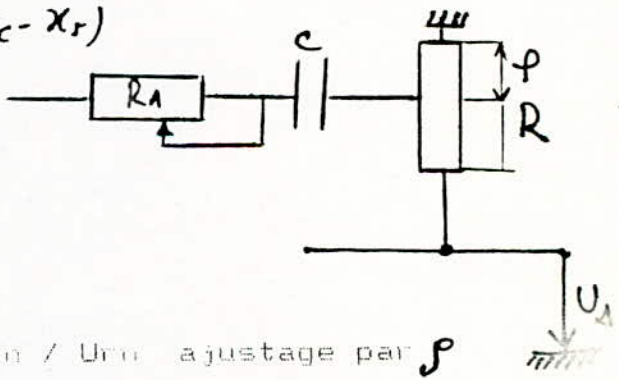
la F.T. du régulateur P.I. est $G_r(p) = (1 + T_n p) / T_i p$
 avec $T_n = R_1C_1$, dosage de la corrélation d'intégrale

et $T_i = R_cC_1 U_{pn} / U_{cn} = R_rC_1 U_{pn} / U_{pn}$, Cte d'intégration.

pour un ajustage de la Cte T_i , on réalise le montage:

$X_A = \frac{1 + (R_1 + R_i)C_1 p}{p R_c C_1 p} \cdot \frac{U_{cn}}{U_{pn}} (x_c - x_r)$

avec $R_i = \rho(1-\rho)R$



$T_i = \rho R_c C_1 U_{pn} / U_{cn} = \rho R_r C_1 U_{pn} / U_{pn}$ ajustage par ρ

$T_n = (R_1 + R_i) C_1 \approx R_1 C_1$ pour $R_i \ll R_1$

3.2.1. Correction des processus à dominante du 1er ordre.

$k G_0(p) = G_r(p) \cdot k G_1(p) = \frac{1 + T_n p}{T_i p} \cdot \frac{k}{1 + \tau p}$

choisissant $T_n = \tau$, $k G_0(p) = k / T_i p$

en boucle fermée, $G_f(p) = 1 / (1 + \frac{T_i}{k} p)$

le système se comporte comme un 1er ordre, avec $t_R = 3 T_i / k$, réglable par ρ , et une erreur statique nulle.

Pour T_i assez faible, les très faibles Ctes de temps négligées dans la construction de $G_1(p)$ risquent, si elles sont du même ordre de grandeur que T_i de conduire à une réponse oscillatoire, transformant le système en 2ème ordre.

3.2.2. Correction des systèmes du 2ème ordre.

$$k G_0(p) = G_R(p) \cdot k G_1(p) = \frac{1 + T_n p}{T_i p} \cdot \frac{k}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}$$

On compense la plus grande Cte de temps, p.ex. τ_2

$$\tau_2 = T_n \Rightarrow k G_0(p) = k / T_i p (1 + \tau_1 p)$$

en boucle fermée

$$G_f(p) = 1 / (1 + \frac{T_i}{k} p (1 + \tau_1 p))$$

$$G_f(p) = 1 / (1 + \frac{T_i}{k} p + \frac{T_i}{k} \tau_1 p^2)$$

$$\Rightarrow \omega_n = \sqrt{k / T_i \tau_1} \quad \text{et} \quad \xi = \frac{1}{2} \sqrt{T_i / k \tau_1}$$

pour un dépassement $D_1 < 5\%$ $\xi = 0,7$ $T_i = 2 k \xi$

et $t_R = 3,33 / \omega_n = 3,33 \sqrt{T_i \tau_1 / k}$, réglable par ρ

C'est l'un des procédés de correction les plus fréquemment employés: * Il permet, par la compensation des grandes Ctes de temps de ne garder que les termes à faibles Cte, donc l'obtention de réactions rapides du système.

* et d'annuler l'erreur statique.

3.3. Correcteur Proportionnel-Intégral-Dérivé P.I.D.

Il groupe les 3 formes de contrôle, un terme proportionnel à l'erreur, le 2ème à sa dérivée, et le 3ème à son intégrale.

Il est essentiellement utilisé pour corriger les processus à dominante du 2ème ordre.

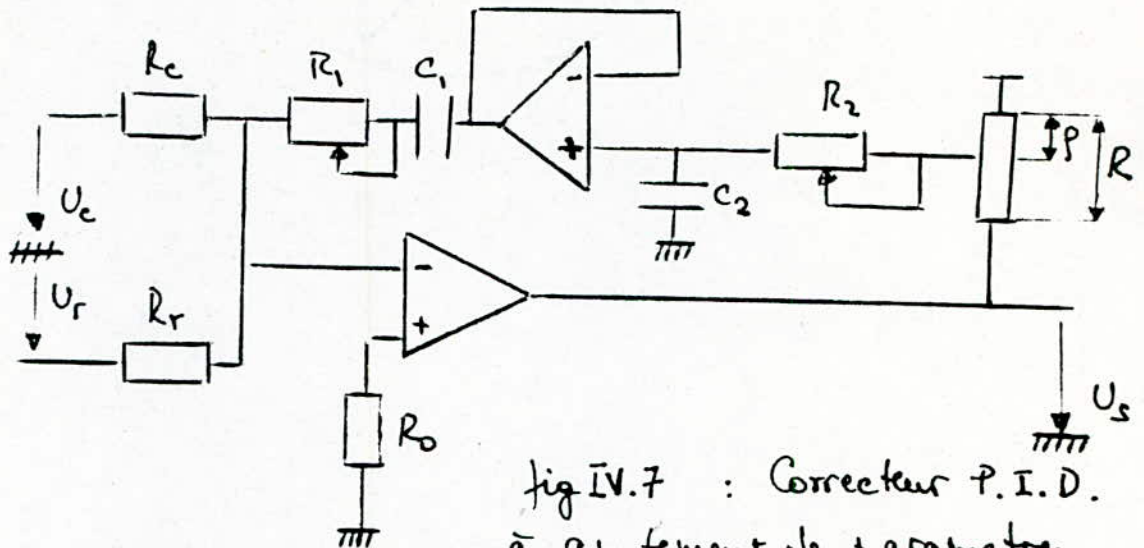


fig IV.7 : Correcteur P.I.D. à ajustement de paramètres.

et la F.T. est $G(p) = (1 + T_n p)(1 + T_d p) / T_i p$

avec $T_i = \int R_c C_1 U_{sn} / U_{cn} = \int R_r C_1 U_{sn} / U_{rn}$, Cte d'intégration

$T_n = R_1 C_1 = f(R_1)$ dosage de la corrélation d'intégrale

et $T_d = R_2 C_2 = f(R_2)$ de dérivée.

3.3.1. Correction des processus à dominante du 2ème ordre.

$$\text{soit } k G_0(p) = G_k(p) k G_1(p) = \frac{(1 + T_n p)(1 + T_d p)}{T_i p} \cdot \frac{k}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}$$

$$\text{pour } T_n = \tau_1 \text{ et } T_d = \tau_2, \text{ on obtient } k G_0(p) = \frac{1}{T_i} \frac{p}{k}$$

Nous obtenons un système du 1er ordre avec $t_r = 3 T_i / k$ réglable par p avec toutefois le risque de voir T_i , quand il est suffisamment petit, approcher les Ctes négligées.

3.3.2. Correction des procédés à dominante du 3ème ordre.

$$k G_0(p) = \frac{(1 + T_n p)(1 + T_d p)}{T_i p} \cdot \frac{k}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)(1 + \tau_3 p)} \quad \text{avec } \tau_3 < \tau_2 < \tau_1$$

Si $T_n = \tau_1$ et $T_d = \tau_2$ alors

$$k G_0(p) = k / T_i p (1 + \tau_3 p) \text{ et } G_f(p) = 1 / (1 + \frac{T_i}{k} p (1 + \tau_3 p))$$

Système du 2^e ordre avec t_r et t_r réglable par T_i , donc par p

4. Correction fréquentielle.

Elle consiste à travailler à partir des courbes de gain et de phase de la F.T. en boucle ouverte du processus, et à s'efforcer d'obtenir une allure satisfaisante pour la réponse en boucle fermée.

La correction fréquentielle a l'avantage de pouvoir partir de l'analyse harmonique en b.o., expérimentale, de la totalité (ou des composantes) de la chaîne, avec prise en compte de tous les phénomènes (retards purs, frottements, hystérésis). En se guidant sur la réponse fréquentielle d'un asservissement du 2ème ordre bien réglé (ξ, t_r, ω_n), on vise à réaliser un correcteur qui donnera pour la b.f. une réponse plate depuis les Basses Fréquences, avec le facteur de surtension choisi, avant de chuter vers les Hautes Fréquences.

Les courbes les plus utilisées sont les courbes de Bode ou de Black-Nichols.

Courbes de Bode:

$$\left\{ \begin{array}{l} |G_0(j\omega)|_{dB} = 20 \log |G_0(j\omega)| = f(\log \omega) \\ \varphi = \text{Arg} [G_0(j\omega)] = f(\log \omega) \end{array} \right.$$

Courbe de Black-Nichols: $G_0(j\omega) = |G_0(j\omega)|_{dB} e^{j\varphi}$

4.1. Gain limite:

L'asservissement entre en oscillation quand

$$|K_0 G_0(j\omega_0)|_{dB} = 0 \quad \text{ou} \quad |K_0 G_0(j\omega_0)| = 1 \Rightarrow \text{Arg} G_0(j\omega_0) = -\pi$$

ω_0 est la pulsation d'oscillation et K_0 , le gain limite.

4.2. Marges:

Un asservissement doit comporter des marges de gain et de phase pour avoir un amortissement convenable et pouvoir absorber les surcharges.

Habituellement, on prend une marge de gain de 12 dB, correspondant à un gain (de travail) égal au quart du gain limite K_0 , et une marge de phase de 40 à 60°.

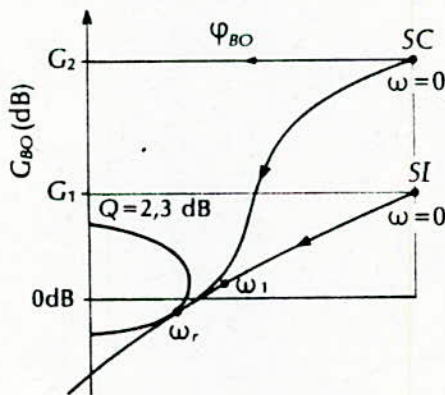
En utilisant l'abaque de Black, pour un facteur de résonance donné (p.ex. $Q = 2,3$ dB, correspondant à $\zeta = 0,43$), on obtient le gain optimal (pour Q donné) et la pulsation de résonance ω_r . Le temps de réponse est alors facilement

calculable: p.ex. $Q = 2,3$ dB, $\zeta = 0,43$, $\Rightarrow t_r = 2\pi / 99 \omega_m$

Les gains ainsi obtenus permettent de calculer la précision statique $\epsilon = 1 / 1 + K$ qui concerne les Très Basses Fréquences

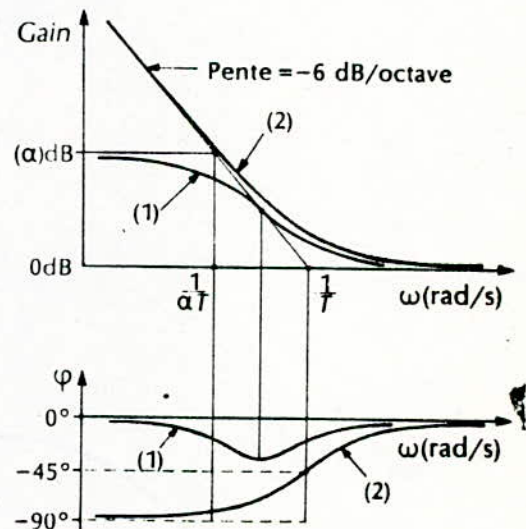
4.3. Correction Passe-bas ou à Retard de phase.

$$G_R(p) = \alpha \frac{1 + T_p p}{1 + \alpha T_p p} \quad \text{avec } \alpha > 1$$



G_{BO} gain en boucle ouverte
 ϕ_{BO} phase en boucle ouverte
 SI lieu de Black du système initial
 SC lieu de Black du système corrigé
 $G_2 > G_1$

fig IV.8 - Principe du correcteur passe-bas.



- (1) $C(p) = \alpha \frac{1 + T_p p}{1 + \alpha T_p p}$ P. R. S.
 (2) $C(p) = 1 + \frac{1}{T_i p}$ avec $T_i = T$ P. I.

fig IV.9 - Équivalence asymptotique des correcteurs P.I. et passe-bas.

pour les basses fréquences ($p \rightarrow 0$), le gain du correcteur est $\alpha > 1$ et dans les hautes fréquences ($p \rightarrow \infty$), il est de 1

Le correcteur Passe-bas permet d'augmenter le gain pour la même surtension tout en conservant la même pulsation de résonance.

Il permet donc d'améliorer la précision puisque c'est dans les T.B.F. qu'on a besoin d'un gain élevé.

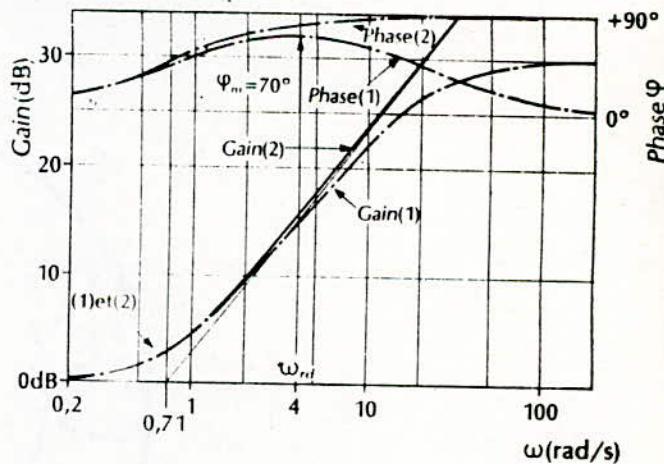
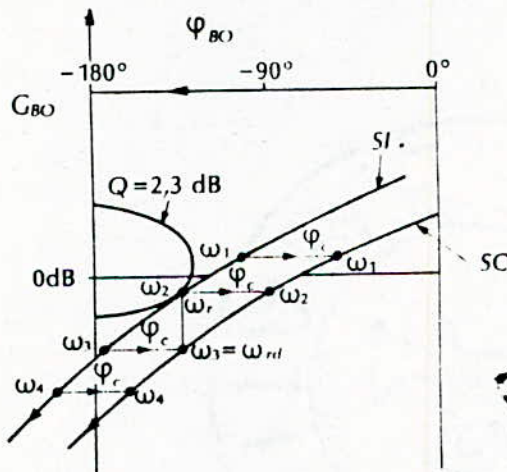
Le déphasage est maximal pour $\omega_n = 1 / T \sqrt{\alpha}$ et vaut

$$\bar{\Phi}_M = \text{Arc sin } \frac{1-\alpha}{1+\alpha}$$

lorsque α est très élevé ($\alpha \text{ dB} = 40 \div 50 \text{ dB}$), il est plus commode de mettre en place un correcteur P.I.

On obtient alors un système à erreur nulle et à pulsation de résonance voisine de celle obtenue avec un régulateur P.

4.4. Correcteur Passe-haut ou Avance de phase.



G_{BO} gain en boucle ouverte SC système corrigé
 φ_{BO} phase en boucle ouverte φ_c phase positive du correcteur
 SI système initial

Noter que ω_1 deviendra la nouvelle pulsation de résonance ω_n du système corrigé

- (1) correcteur $C(p) = \frac{1 + 1,41p}{1 + 0,044p}$
 (2) correcteur $C(p) = 1 + 1,41p$
 (2) est la version P.D. du correcteur (1)

fig IV.10 Principe de la correction par avance de phase.

Courbes de Bode du correcteur à avance de phase et de sa version P.D.

fig IV.11

C'est le correcteur inverse du précédent, de F.T. A. $\frac{1+\alpha T p}{1+T p}$

L'avance de phase est maximale pour $\omega_m = 1 / T \sqrt{\alpha}$ et vaut

$$\phi_m = \text{Arc sin } \frac{\alpha-1}{\alpha+1}$$

Si l'on se place au voisinage de ϕ_m pour centrer la zone utile, on réalise approximativement une avance de phase uniforme.

* aux T.B.F., ($p \rightarrow 0$), $G_R(p) \neq A$

* aux T.H.F., ($p \rightarrow \infty$), $G(p) \neq A\alpha > A$

Il permet donc d'augmenter le gain aux H.F. et par là-même de recousser la fréquence de résonance ω_r (pour un système du 2ème ordre, et pour un facteur θ donné.)

L'augmentation de ω_r permet donc de diminuer le temps de réponse

Pour des valeurs de α très élevées, $G_R(p) \neq A(1 + Td p)$: on obtient un correcteur Proportionnel-Derivé P.D. qui permet d'obtenir la valeur voulue de la fréquence de pulsation ω_p et donc le temps de réponse.

L'une des limites du mode de contrôle P.D. est le problème du bruit, dû aux couplages électriques et/ou les inductions parasites; p.ex. si le bruit est de la forme $b(t) = a \sin \omega t$ la sortie sera $G_b(t) = a \omega \cos \omega t$, soit un rapport d'amplitude de ω , dû uniquement à la dérivation.

Le bruit dérivé, de grande amplitude, risque de saturer les amplis et il convient donc de le filtrer en jouant sur les bandes de fréquences différentes pour le signal utile et pour le bruit.

Une autre limitation concerne le domaine d'application: en sont exclus les systèmes du 1er ordre, car, un régulateur P.D. conduit à des réponses impulsionnelles:

par. $k G_0(p) = G_R(p) \cdot k G_1(p) = A k (1 + T_d p) / (1 + \tau p)$
 $\Rightarrow S(t) = A k \left[\left(1 - \frac{T_d}{\tau}\right) e^{-t/\tau} + \frac{T_d}{\tau} \delta(t) \right]$

et en boucle fermée:

$$S'(t) = \frac{A k}{\tau} \left[\left(1 - \frac{2 T_d}{\tau + T_d}\right) e^{-\frac{\tau + T_d}{\tau} t} + \frac{2 T_d}{\tau + T_d} \delta(t) \right]$$

4.5. Correction Mixte : Avance - Retard de phase.

Il groupe les deux correcteurs Avance et Retard, en composant leurs effets - décalés dans les bandes de fréquences - dans les zones utiles

$$G_R(p) = A \left(\beta \cdot \frac{1 + T_1 p}{1 + \beta T_1 p} \right) \left(\frac{1 + \alpha T_2 p}{1 + T_2 p} \right) \quad \begin{matrix} T_1 > T_2 \\ \alpha, \beta > 1 \end{matrix}$$

Il permet donc d'améliorer la précision (par le terme $\beta \frac{1 + T_1 p}{1 + \beta T_1 p}$) et la rapidité (par le terme $\frac{1 + \alpha T_2 p}{1 + T_2 p}$)

La version P.I.D. (β très élevé) permettra d'annuler l'erreur statique et de choisir la valeur du temps de réponse

5. Correcteurs auxiliaires

Amortissement par retour dérivé.

Très fréquemment utilisé, ce circuit de correction auxiliaire interne permet d'amortir le système et de le stabiliser.

Le signal dérivé est délivré par une génératrice tachymétrique, ou approximé sur cette base.

$$G_f(p) = \frac{k G_1(p)}{1 + k k_p G_1(p)}$$

1er ordre: $k G_1(p) = k / (1 + \tau p)$

$$G_f(p) = k / (1 + (k k_p + \tau) p) \Rightarrow t'_R = 3(k k_p + \tau) \Rightarrow t_R = 3 \tau$$

gain inchangé et système plus lent, donc plus amorti.

2ème ordre $k G_1(p) = k / ((1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p))$

$$\Rightarrow G_f(p) = k / \left(1 + 2 \left(\frac{\tau_1 + \tau_2}{2} + \frac{k k_p}{2} \right) \frac{p}{\omega_n} + \frac{p^2}{\omega_n^2} \right)$$

$$\zeta' = \zeta + K_k / 2 \quad \text{réglable par } K.$$

** ζ : coefficient d'amortissement physique peut être rendu très faible pour diminuer les pertes.

** ζ' : coefficient d'amortissement dérivé, pourra avoir la valeur voulue (0,7 ou même 1.)

6. Correction par Placement des pôles.

les modes de contrôle vus précédemment ne sont applicables que pour des systèmes stables en boucle ouverte.

S'agissant des systèmes instables en boucle ouverte, la correction utilise " le principe de placement des pôles " qui consiste à déplacer dans tout le demi plan complexe gauche arbitrairement les pôles, pour coller aux spécifications.

Soit p.ex. l'asservissement

$$G_1(p) = \frac{b_0 + b_1 p}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}$$

alors en boucle fermée

$$G_f(p) = \frac{(1 + \frac{K_1}{K_3} p)(1 + \frac{b_1}{b_0} p)}{1 + \alpha p + \beta p^2 + \gamma p^3}$$

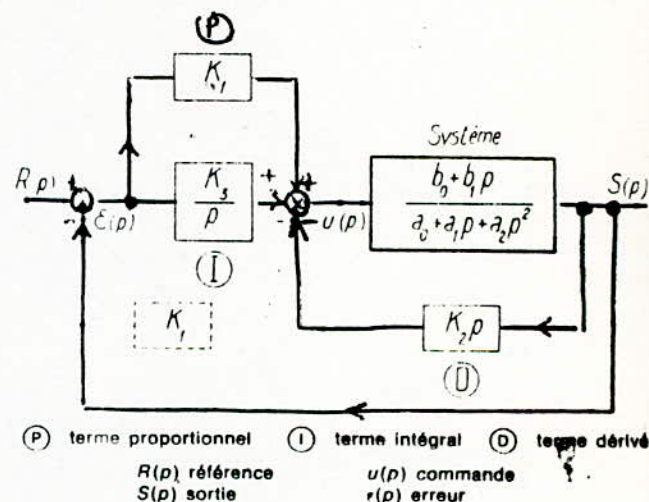
avec $\alpha = (a_0 + b_0 K_1 + b_1 K_3) / K b$

$$\beta = (a_1 + b_0 K_2 + b_1 K_1) / K b$$

et $\gamma = (a_2 + b_1 K_2) / K b$

les paramètres $\alpha, \beta,$ et γ peuvent être réglables par $K_1, K_2,$

K_3 , i.e. qu'on pourra obtenir de l'équation caractéristique



— Placement des pôles.

fig IV.13

les valeurs voulues des racines, donc la réponse désirée.

4. Régulateurs adaptatifs.

Il est parfois nécessaire de faire appel à des régulateurs adaptatifs en fonction des caractéristiques statiques et dynamiques variables d'un système à régler.

Deux solutions se présentent :

a- variation continue des coefficients d'un régulateur en maintenant sa structure: l'adaptation se fait alors par signaux analogiques sous formes de tensions continues.

** a l'aide d'un multiplicateur et de 2 tensions, l'une fixe U_s et l'autre variable U_v , alors $U_m = K U_s U_v = f(U_v)$, et l'on pourra obtenir, une tension variable de 0 à U_m, \max .

** à l'aide d'un additionneur, $U_m = K (U_s + U_v) = f(U_v)$ on peut obtenir une tension variable de $K U_s$ à $K (U_s + U_{v, \max})$

p.ex.: appliqué à un régulateur P.I., on peut faire varier

les deux Ctes de temps : $T_i = K m_1 U_v R_r C_i U_{sn} / U_{rn}$

$$T_n = K m_2 U_v R_i C_1$$

qui seront réglables indépendamment l'une de l'autre.

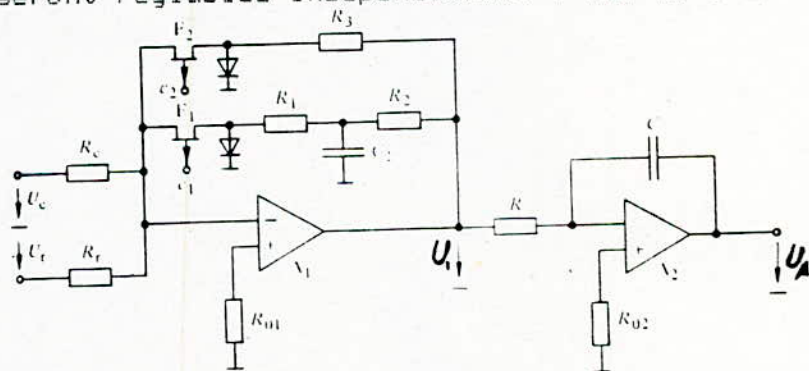


Fig. 4.21 Schéma de principe d'un régulateur adaptatif à structure variable (structure PI et I).

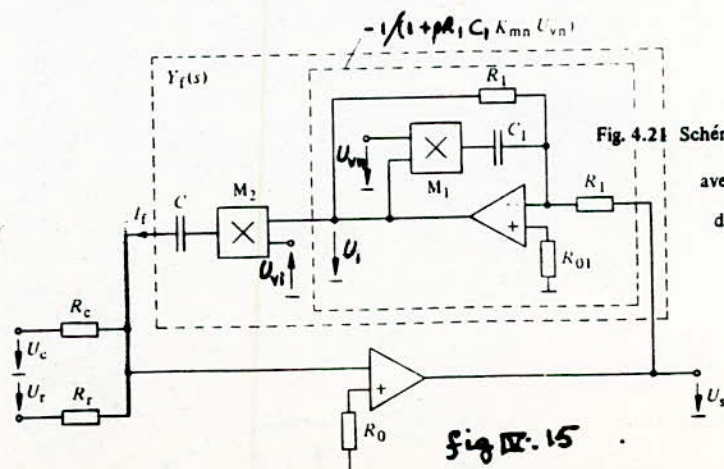


Fig. 4.21 Schéma de principe d'un régulateur PI avec adaptation proportionnelle des deux constantes de temps.

** commutation à l'aide de signaux logiques en basculant d'une structure à une autre, p.ex. P.I.D. ↔ P.I. ↔ I.

Des semis conducteurs (F E T ou thyristors) et une logique de transformation permettront de basculer d'une structure à l'autre.

8. Correcteur prédictif.

Il y a parfois intérêt à fournir au processus des signaux de tendance de l'entrée et/ou de la sortie, sous la forme de vitesse de variation de la consigne ou de la prédiction des variations des conditions de sortie, si celle-ci est possible.

IV.2. ETUDE THEORIQUE DE LA COMPENSATION DANS LES BOUCLES DE REGULATION.

Il faut noter qu'une synthèse n'est jamais définitive à un premier stade de son élaboration, et d'autre part que, les spécifications portent davantage sur la rapidité de réponse que sur la précision.

Pour ce faire, nous utiliserons la méthode de synthèse universelle des boucles de régulation.

Admettons que la fonction de transfert de l'objet à réguler est :

$$G_1(p) = \prod_{i=1}^n K_i e^{-\tau_n p} / \prod_{i=1}^n (1 + T_i p)$$

où τ_n est une constante de retard

et T_i est la constante de temps du chafron i .

Les valeurs de ces constantes T_i peuvent être étalées sur une large échelle. Nous les départagerons en constantes de valeur élevées et moyennes d'une part, et d'autre part, celle de faibles valeurs d'autre part.

a) Compensation des valeurs élevées et moyennes :

En utilisant la relation,

$$\chi_i \cdot G_i(p) \cdot \frac{1}{G_i(p)} = \chi_i$$

on voit qu'on peut compenser toutes les

constantes de temps, en particulier, celles de valeur élevée et moyenne, donc les termes $(1 + T_i p)$, $i = 1 \div \ell$

De façon analogue, on peut éliminer de la boucle de régulation tous les gains K_i , par ex. $1/G_i(p)$ se transforme en

$$1 / \prod_{i=1}^n K_i G_i(p)$$

D'autre part, pour éliminer complètement l'erreur statique, on introduit un élément intégrateur de constante de temps T_0

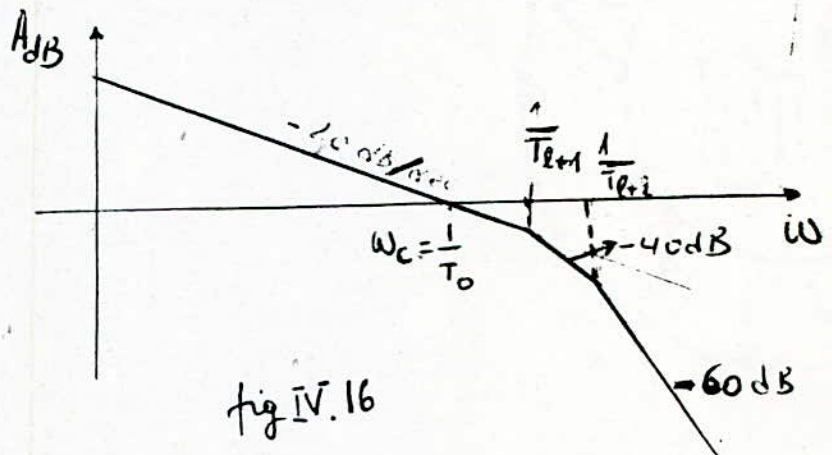
De cette façon, à la boucle de régulation initiale, sera substituée une boucle résultante :

* de gain total unitaire,

* ne contenant que les constantes de temps de valeurs faibles qui assureront donc une grande rapidité de réponse.

$$G_0(p) = G_R(p) \cdot G_I(p)$$

$$G_0(p) = \frac{e^{-\tau_n p}}{T_0 p \prod_{i=1}^n (1 + T_i p)}$$



* pour obtenir un statisme du premier ordre, nous allons considérer la caractéristique log. Amplitude/ Fréquence ci dessus.

$$\Delta \varphi(\omega_c) = \pi - \pi/2 - \tau_n \omega_c - \sum_{i=1}^n \text{Arctg } T_i \omega_c$$

$$\text{pour } T_0 > T_{l+1} \quad \forall p$$

$$\text{et } \Delta \varphi(\omega_c) < \pi/4 \quad ; \quad \text{Arctg } T_i \omega_c \neq T_i \omega_c$$

$$\Delta \varphi(\omega_c) = \pi/2 - (\tau_n + \sum_{i=1}^{l+1} T_i) \omega_c = \pi/2 - T_{\mu} \omega_c$$

Dans le cas considéré, la fréquence de cassure ω_c est déterminée par T_0 ; s'il n'existe pas de retard de faible valeur, la marge de phase sera de 90° et la réponse de la boucle fermée aperiodique ou du premier ordre.

S'il existe des retards, nous aurons des oscillations et donc des dépassements

Influence des petits retards:

On peut approximer la phase due aux petits retards par un développement de leurs termes $\prod_{i=1}^M (1+T_i p) \approx 1+p \sum T_i = 1+T'_\mu p$

On montre par exemple que $1/(1+\frac{T_n}{n} p)^M$ est très bien approximé par $1/1+T_p$ pour $\omega T \leq 0,6$ qui donne une phase $\varphi \leq 30^\circ$

T'_μ ne peut être compensée car elle représente la somme de plusieurs petits retards. En la compensant, il en resterait d'autres qui produiraient inévitablement un comportement instable du circuit: en compensant p.ex. la petite Cte de temps due à un filtre de lissage, on annulerait l'effet de ce filtre.

De même, $e^{-\tau_n p} \approx 1 / (1 + \tau_n p)$ avec une bonne approximation pour $\omega \tau_n \leq 0,6$ et $\varphi \leq 30^\circ \Rightarrow T'_\mu = T'_\mu + \tau_n = \sum T_i + \tau_n$

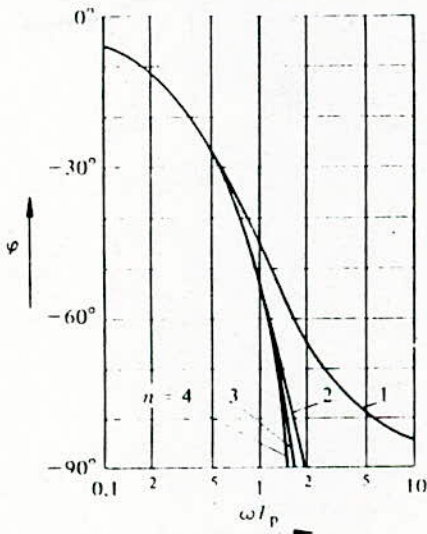


Fig. 17 Phase de n petites constantes de temps T_p/n .

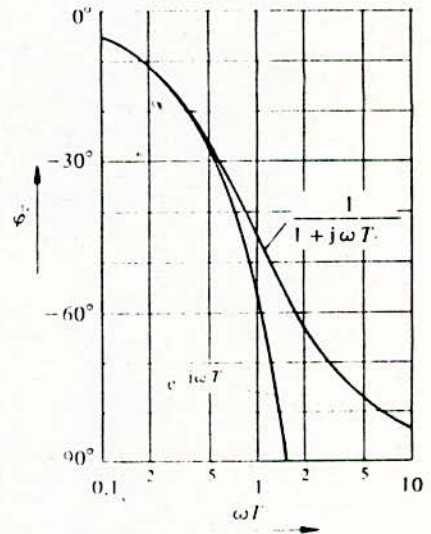


Fig. 18 Phase de la fonction exponentielle et d'une petite constante de temps équivalente.

Pour $\omega > 1/T'_\mu$ et donc dans la partie Haute Fréquence, la caractéristique peut être très bien approximée par une droite de pente -40 db/décade.

Pour un nombre de chaînons inférieur à 5, quelques chaînons

peuvent être remplacés par un chaînon unique, de constante T_{μ} et d'influence équivalente, $\Delta \varphi(\omega_c) = \pi/2 - T_{\mu} \omega_c$

et pour
$$e^{\sum_{i=1}^M T_i p} \neq (1 + T_{\mu} p)$$

alors
$$G_o(p) = \frac{1}{T_o p (1 + T_{\mu} p)}$$
 pour la chaîne directe résultante.

L'ordre d'oscillation de la boucle de régulation dépend de T_o

pour $T_o \geq 2 T_{\mu} \sqrt{(A^2_{max} + A_{max} \sqrt{A^2_{max} - 1})}$

ou, $a = T_o / T_{\mu} \geq 2 \sqrt{(A^2_{max} + A_{max} \sqrt{A^2_{max} - 1})}$

nous obtenons des oscillations rapidement amorties.

La réponse en boucle fermée est donnée par

$$G_f(p) = \frac{1}{T_o p (1 + T_{\mu} p) + 1} = \frac{1}{1 + T_o p + T_o T_{\mu} p^2}$$

les pôles seront:

$$p_{1/2} = - \frac{1}{T_o} \left(- \frac{a}{2} \pm \sqrt{\frac{a^2}{4} - a} \right)$$

Les caractéristiques demandées à l'oscillation (Dépassement, Amplitudes, Fréquences remarquables) seront assurées par le choix adéquats de a .

Par contre, la rapidité de réponse sera surtout fonction de T_{μ}

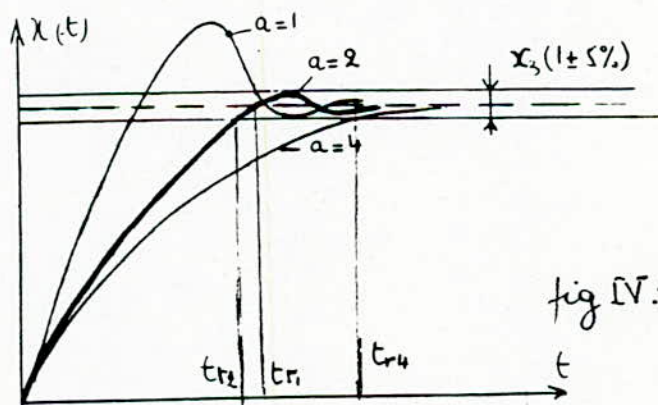


fig IV.19 Types de réponses suivant $a = \frac{T_o}{T_{\mu}}$

pour $a \geq 4$, la réponse est du type du 1^{er} ordre, apériodique

pour $a < 4$, les oscillations seront amorties,

et sous forme temporelle:

$$\chi(t) = 1 - e^{-2T_{\mu} t} \left(\cos \frac{\sqrt{4a^2 - a}}{2a} t + \mu \sin \frac{\sqrt{4a^2 - a}}{2a} t \right)$$

Il en résulte que :

* lorsque a augmente, la rapidité de réponse décroît

$$a > 4 \quad t_r = 3 T_0.$$

et le coefficient d'amortissement

$$\zeta = T_0 / 2 \sqrt{T_0 T_\mu}$$

* pour $a < 4$, les oscillations engendrent un phénomène de surrégulation ou de dépassement.

* pour $a = 2$, le temps de réponse est minimum avec un dépassement

$D_1 < 5\%$. Il correspond à $\zeta = 0,7$ et $t_r = 4,7 T_\mu$

* pour beaucoup d'entraînements électriques régulés, les performances sont optimales pour certaines valeurs de T_μ .

* le choix de a entre 1 et 4 permet de satisfaire les spécifications (monotonie ou oscillations du processus).

C'est pourquoi la méthode de Correction Série est appelée méthode d'optimisation des boucles de régulation.

IV.3. LA CORRECTION SERIE DE LA BOUCLE DE REGULATION DE VITESSE DANS LE SYSTEME CONVERTISSEUR / MOTEUR.

Nous allons déterminer tout d'abord le comportement dynamique et statique du système Convertisseur - moteur et tirer les schémas fonctionnels à partir des transformées de Laplace.

IV.3.1. COMPORTEMENT STATIQUE ET DYNAMIQUE DU MCC ALIMENTÉ PAR UN CONVERTISSEUR REVERSIBLE A THYRISTORS.

a) Schéma équivalent :

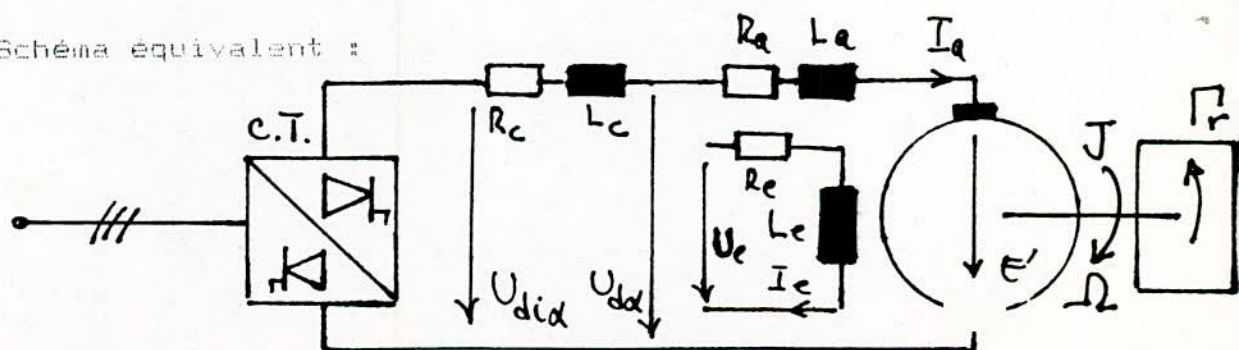


Fig IV.20

Le convertisseur réversible a une impédance équivalente (Lc, Rc). Le M.C.D. a une impédance totale d'induit (La, Ra) et une impédance d'inducteur (Le, Re.)

Les masses tournantes ont un moment d'inertie ramené sur l'arbre du moteur J_{Σ} .

Le couple moteur est $\Gamma_m \neq \Gamma_{em} = c I_a$ et le couple résistant Γ_r

* équation du mouvement : $J_{\Sigma} d\Omega/dt = \Gamma_m - \Gamma_r$

* équations électriques :

induit: $-U_{d\alpha} + R_a I_a + L_a dI_a/dt + E' = 0$

avec $E' = k \Phi \Omega = c \Omega$

inducteur: $U_e + R_e I_e = 0 \quad (I_e = c I_a \Rightarrow \Phi = c I_e)$

A partir de ces équations, nous déterminerons les fonctions de transfert et les schémas fonctionnels correspondants.

$$U_{d\alpha}(p) = (R_a + L_a p) I_a(p) + c \Omega(p) \quad \Gamma_m(p) = J_{\Sigma} p \Omega(p)$$

$$U_{d\alpha}(p) = (R_a + L_a p) p J_{\Sigma} \Omega(p) / c + c \Omega(p)$$

$$U_{d\alpha}(p) = c \Omega(p) [T_m p (1 + T_a p) + 1]$$

avec $T_a = L_a/R_a$ et $T_m = \frac{R_a J_{\Sigma}}{c^2}$ Ctes le temps d'induit et mécanique.

$$\frac{\Omega(p)}{U_{d\alpha}(p)} = \frac{1/c}{T_m p (1 + T_a p) + 1}$$

En outre $U_{d\alpha}$ est liée à U_{cm} , tension de commande par la

relation: $\frac{U_{d\alpha}}{U_{cm}} \neq \frac{K_c}{1 + T_{CT} p}$

où K_c est le facteur de transfert déterminé à partir de la caractéristique statique de l'organe de commande

et T_{CT} , la constante de retard approché du convertisseur.

En ajoutant à notre système un régulateur de vitesse et une boucle de retour de vitesse, on obtient le schéma-bloc suivant:

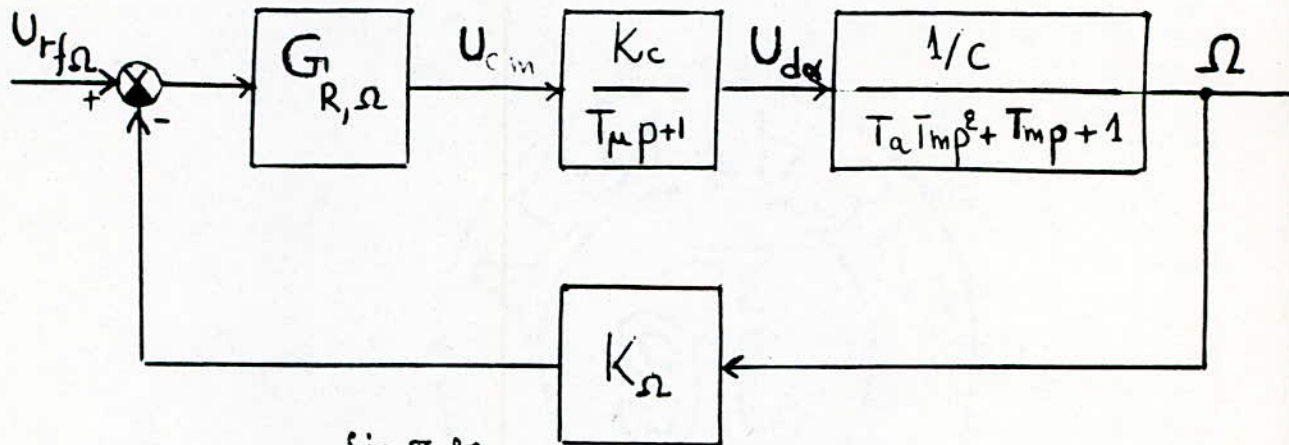


Fig. 20

avec K_{Ω} : coefficient de retour de vitesse

et $U_{rf\Omega}$: tension de référence de vitesse (consigne)

* Le convertisseur a un gain K_c et une Cte de temps T_{ct} .

On suppose que $T_{ct} = T_{\mu}$.

* Le bloc moteur a une boucle de réaction interne, et sa

fonction de transfert en boucle fermée est

$$\frac{1/c}{1 + T_m p + T_m T_a p^2}$$

où T_a est la constante de temps de l'induit

T_m , la constante de temps mécanique

et c , le coefficient de la fcm ($c = k \Phi$)

La fonction de transfert en boucle ouverte du système Convertisseur/Moteur, objet de la régulation de vitesse est :

$$G_{1,\Omega}(p) = \frac{K_c}{c (1 + T_{\mu} p) (1 + T_m p + T_m T_a p^2)}$$

Pour déterminer la nature et la fonction de transfert du Régulateur à introduire dans la fonction de transfert de l'objet à réguler :

- * nous compensons les Ctes de temps T_a et T_m , relativement grandes: le terme $1 / (1 + T_m p + T_m T_a p^2)$ s'élimine alors.
- * nous devons obtenir en boucle ouverte un gain unitaire le gain de correction sera alors $c / K_\Omega K_c$
- * nous introduisons un terme intégral $1 / T_o p$ pour annuler l'erreur de position.

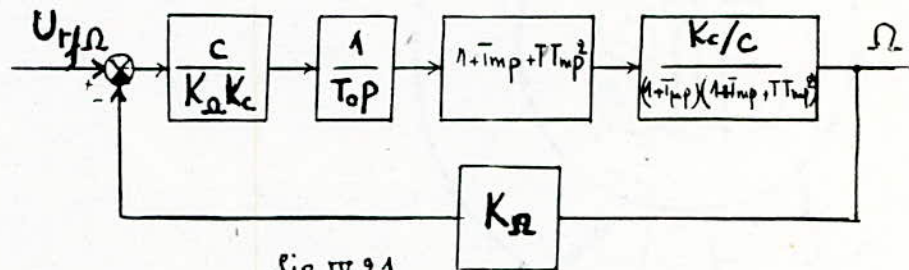


fig III.21

Par conséquent, la fonction de transfert en boucle ouverte corrigée sera

$$G_{o\Omega}(p) = \frac{1/K_\Omega}{T_o p (1 + T_m p)} = G_{R\Omega}(p) \cdot G_{1\Omega}(p)$$

et celle du régulateur

$$G_{R\Omega}(p) = c \frac{1 + T_m p + T_m T_a p^2}{K_c K_\Omega p T_o} = \frac{1 + T_m p + T_m T_a p^2}{T_i p}$$

avec $T_i = T_o \cdot K_\Omega \cdot K_c$ Cte. de temps d'intégration.

en introduisant $a'_\Omega = T_o / T_m$, alors $T_i = T_m a'_\Omega K_\Omega K_c / c$

La régulation est donc P.I.D.

Les éléments (R,D) du régulateur P.I.D. nous donnent:

$$T_i = R_\Omega C_\Omega$$

$$\frac{T_m}{T_i} = \frac{R_\Omega C_\Omega + R_o C_o}{R_o C_\Omega}$$

$$\frac{T_m T_a}{T_i} = R_\Omega C_o$$

Avec cette correction, la fonction de transfert en boucle

fermée est
$$G_{f\Omega}(p) = \frac{1/K_{\Omega}}{a'_{\Omega} T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) + 1}$$

La rapidité de réponse surtout fonction de T_{μ} .

Le dépassement et le coefficient d'amortissement peuvent être

optimisés par le choix de a'_{Ω} compris entre 1 et 4.

L'optimum sera donné par $a'_{\Omega} = 2$, d'où $D_1 < 5\%$ et $\xi = 0,7$

avec un indice d'ondulation minimum.

Pour estimer la pente des caractéristiques avec un tel opti-

imum, nous devons obtenir l'équation de la caractéristique

mécanique dynamique.

La relation entre le couple et la vitesse se détermine par

les équations :

$$\begin{aligned} (U_{rf\Omega} - K_{\Omega} \cdot \Omega) G_{R\Omega} &= U_{cm} \\ U_{cm} \cdot K_c &= (T_{cT} p + 1) U_{d\alpha} \\ c(U_{d\alpha} - c\Omega) &= R_a (T_a p + 1) \Gamma_m \\ T_{cT} &= T_{\mu} \end{aligned}$$

En tenant compte de

$$G_{R\Omega}(p) = \frac{1 + T_{\mu} p + T_m T_a p^2}{T_i p}$$

nous obtenons l'équation de la caractéristique mécanique

dynamique de l'entraînement électrique :

$$\begin{aligned} (U_{rf\Omega} - K_{\Omega} \cdot \Omega) \frac{1 + T_{\mu} p + T_m T_a p^2}{T_i p} \cdot K_c \frac{1}{T_{\mu} p + 1} &= U_{d\alpha} \\ c(U_{d\alpha} - c\Omega) / R_a (T_a p + 1) &= \Gamma_m \\ \Rightarrow \Gamma_m &= \frac{K_c c (U_{rf\Omega} - K_{\Omega} \cdot \Omega) (1 + T_{\mu} p + T_m T_a p^2)}{R_a T_i p (T_{\mu} p + 1) (T_a p + 1)} = \frac{c^2 \Omega}{R_a (T_a p + 1)} \\ &= \frac{K_c c U_{rf\Omega} (1 + T_{\mu} p + T_m T_a p^2)}{R_a T_i p (T_{\mu} p + 1) (T_a p + 1)} \\ &= \frac{c^2 \Omega}{R_a (T_a p + 1)} \left(1 - \frac{K_c/c (1 + T_{\mu} p + T_m T_a p^2)}{T_i p (T_{\mu} p + 1)} \right) \end{aligned}$$

alors

$$\begin{aligned} \Gamma_m &= \beta \frac{U_{rf\Omega} (1 + T_{\mu} p + T_m T_a p^2)}{K_{\Omega} a'_{\Omega} T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) (T_a p + 1)} \\ &\quad - \beta \Omega \frac{(T_m T_a p^2 + a'_{\Omega} T_{\mu}^2) p^2 + (T_m + a'_{\Omega} T_{\mu}) p + 1}{a'_{\Omega} T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) (T_a p + 1)} \end{aligned}$$

La pente (raideur) de la caractéristique se détermine par :

$$\Gamma'_m = A \Omega + B$$

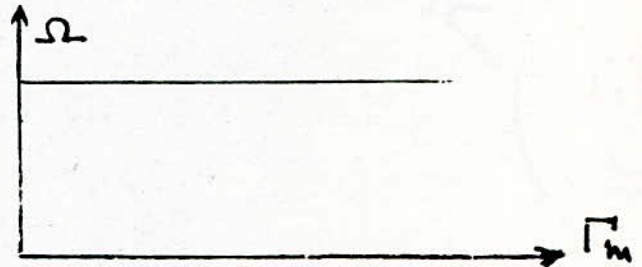
$$\text{et } A = \beta'_d(p) = \beta \frac{(T_m T_a + a'_\Omega T_m^2) p^2 + (T_m + a'_\Omega T_m) p + 1}{a'_\Omega T_m p (T_m p + 1) (T_a p + 1)}$$

Cette pente comporte un terme intégral

$$1 / a'_\Omega T_m p$$

On peut alors établir que le module de la raideur statique ($t \rightarrow \infty$, $p \rightarrow 0$) devient infini, c'est-à-dire que la caractéristique statique de l'entraînement est horizontale.

Fig IV.22



Pour $a'_\Omega = 2$, on peut déterminer l'action exercée par le régulateur sur la rigidité dynamique en construisant les diagrammes log.Amplitudes/Fréquences de $\beta'_d(p)$

IV.3.2. ETUDE DU SCHEMA DE STRUCTURE DE REGULATION DE LA VITESSE A BOUCLE DE REACTION ASSERVIE DU COURANT.

En ajoutant au système de régulation de vitesse un système de régulation de courant, nous pouvons obtenir un schéma de régulation de vitesse à boucle de régulation asservie de courant pour le système Convertisseur à Thyristors/ Moteur.

Nous optimiserons toujours avec la méthode de correction série.

En conformité avec les mêmes principes de compensation, la fonction de transfert en boucle ouverte de la régulation du

courant sera donc : $G_{OI}(p) = 1 / T_{Op} K_I (\tau_{\mu} p + 1)$

et en boucle fermée : $G_{fI}(p) = \frac{1/K_I}{a'_I \tau_{\mu} p (\tau_{\mu} p + 1) + 1}$

Le schéma général sera :

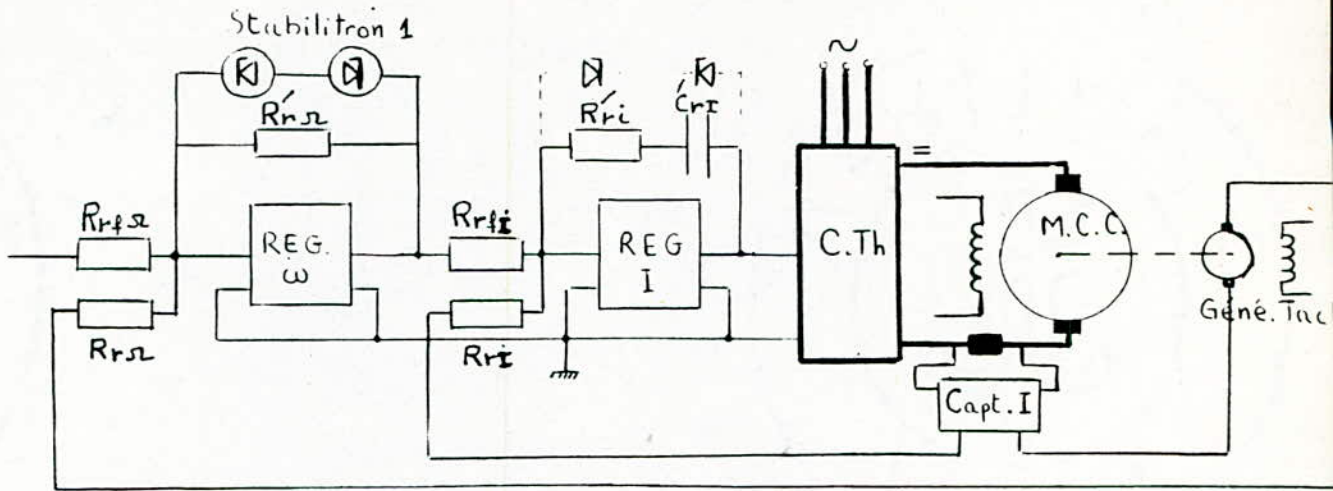


fig IV. 23

et les schémas-blocs des deux boucles (vitesse et courant)

seront :

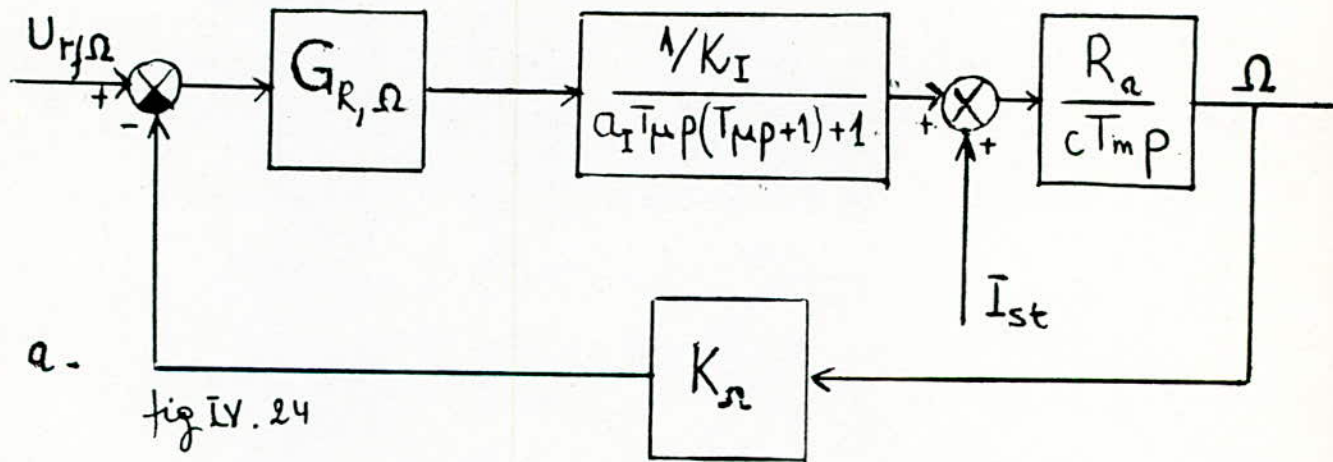


fig IV. 24

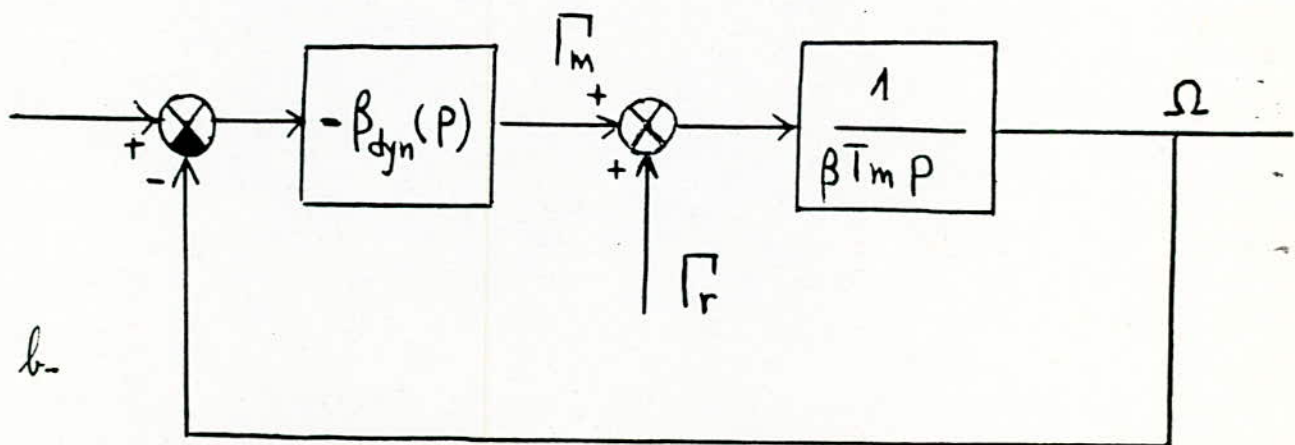


fig IV. 25

Le schéma-bloc (IV.24 a) montre que pour la vitesse,

la F.T. est
$$G_{1\Omega}(p) = \frac{1/K_I}{a_I T_M p (T_M p + 1) + 1} \cdot \frac{R_a}{c T_M p}$$

En négligeant les termes en p^2 ($T_M \ll T_m$)

$$G_{1\Omega}(p) \approx \frac{1/K_I}{a_I T_M p + 1} \cdot \frac{R_a}{c T_M p}$$

montre que la constante de temps non compensée $T_{\mu\Omega}$ est

$$T_{\mu\Omega} = a_I \cdot T_M \quad \text{soit } a_I \text{ fois plus grande}$$

La correction série nous permettra d'obtenir la F.T. optimale

de la forme :
$$G_{0\Omega}(p) = \frac{1/K_{\Omega}}{a_{\Omega} a_I T_M p (a_I T_M p + 1)}$$

avec $a_{\Omega} = T_{\Omega} / T_{\mu\Omega} = T_{\Omega} / a_I T_M$ et $T_{\Omega} = a_{\Omega} a_I T_M$

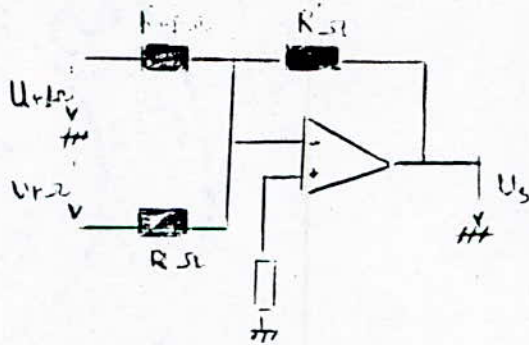
Par ailleurs, nous avons

$$G_{1\Omega}(p) = G_{0\Omega}(p) / G_{R\Omega}(p)$$

alors
$$G_{R\Omega}(p) \approx \frac{K_I \cdot c T_M}{K_{\Omega} a_{\Omega} a_I R_a T_M} = k_{\Omega}$$

qui est un Régulateur Proportionnel.

De cette manière, il est indispensable d'avoir un Régulateur P pour l'asservissement de la vitesse.



La F.T. de ce régulateur P est

$$G_{R\Omega}(p) = R_2 / R_{f2}$$

où R_2 est la résistance de retour vitesse,

et R_{f2} est la résistance de référence pour la vitesse.

Le coefficient de contre-réaction doit être ramené au circuit

de référence-entrée de vitesse:
$$k_{\Omega} = k_{ge} \cdot \frac{R_2}{R_{f2}}$$

où k_{ge} est le coefficient de la génératrice tachymétrique.

CHAPITRE V. CALCUL DES PARAMETRES DE LA STRUCTURE UNIVERSELLE DE LA REGULATION ASSERVIE DU COURANT ET DE LA VITESSE.

Soit les données suivantes :

M.C.D. du type D- 310 avec $P_n = 55 \text{ kW}$

$U_n = 220 \text{ V}$ $I_n = 282 \text{ A}$ $I_{arr\acute{e}t} = 600 \text{ A}$

$T_a = 0,05 \text{ s}$ $T_m = 0,025 \text{ s}$

$c = 3,65 \text{ V}\cdot\text{s}$ $K_c = 25$

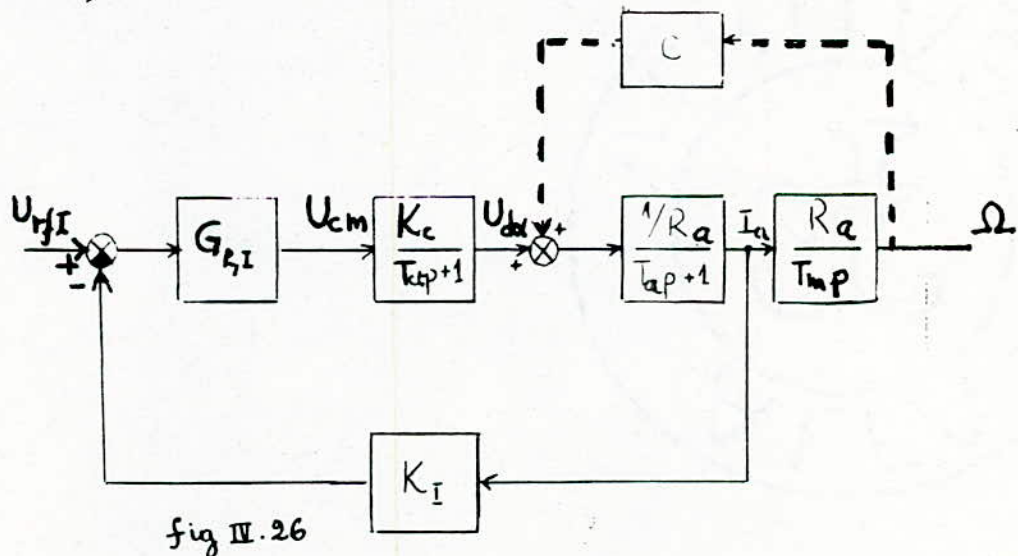
$R_a = 0,074$

$\Omega_{rj} = 60 \text{ A}^{-1}$
 $k_{gt} = 0,5 \text{ V}\cdot\text{s}$

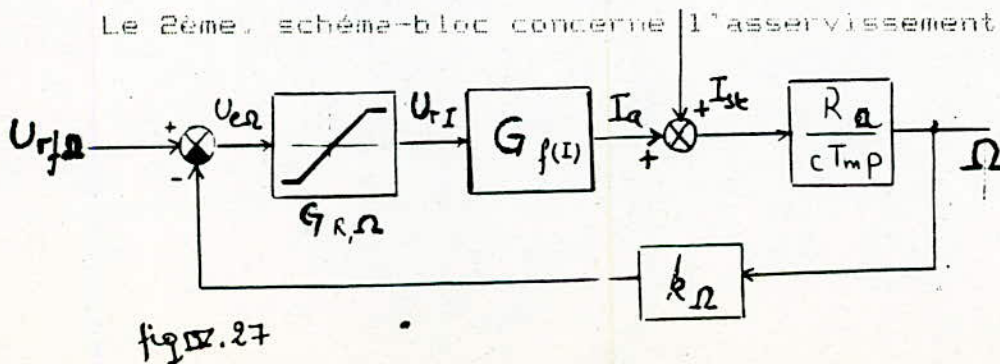
alimenté par un Convertisseur à thyristors C.T.R. 320/230

$U_{d,n} = 230 \text{ V}$ $I_{d,n} = 320 \text{ A}$ et $T_\mu = 0,01 \text{ s}$

Le 1er. schéma-bloc d'asservissement de courant comporte, figurée en tirets gras la boucle interne de régulation (naturelle) du moteur.



Le 2ème. schéma-bloc concerne l'asservissement de tension.



Pour construire le système de commande d'entraînements électrique, nous utiliserons les éléments du module-standard universel UBS Reg-A Integ, élaboré par l'Institut de recherche soviétique de Commande Electrique.

Ce circuit intégré consiste en éléments standards: Amplificateurs opérationnels accordés, capteurs sans liaisons galvaniques, filtres, installations de référence, convertisseurs fonctionnels divers, et en sources d'alimentation.

Les données du système U B S R A Integ sont:

- * nombre d'amplis : 2
- * nombre d'entrées par ampli : 7
- * tension d'alimentation : +/- 12,6 V
- * - de sortie de l'ampli: +/- 10 V avec des noeuds de limitation.
- * résistance de la charge: $2k \Omega$
- * dérive thermique, rapportée à l'entrée: $20 \mu V / ^\circ C$
- * bande passante pour Kpassantes: 5 kHz
- * l'un des noeuds de limitation de la tension de sortie est construit sur un transistor, permettant de faire varier la tension-limite de l'ampli dans la gamme $1,5 \div 10 V$
- * l'autre noeud construit sur une diode Zener assure le niveau fixé de limitation.
- * Nous utiliserons le signal standard +/- 10 V

Le schéma-bloc de la boucle de régulation de courant donne la F.T. de l'objet de régulation

$$G_{1I}(P) = \frac{K_c}{R_e (T_{er} p + 1) (T_a p + 1)}$$

La constante de temps T_{ct} tient compte du retard pur du convertisseur τ_{ct} et de la faible inertie du système de commande (selfs, capacités et résistances.)

T_{ct} pourra être considérée comme la Cte. totale non compensée des éléments d'inertie de la boucle de courant: $T_{ct} = T_{\mu}$

$$G_{oI}(p) = \frac{1/K_I}{T_{rI} p (T_{\mu} p + 1)} = \frac{1/K_I}{a_I T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}$$

où T_{rI} est la Cte. d'intégration de l'objet régulé (courant et

$$a_I = T_{rI} / T_{\mu}$$

Ainsi, la F.T du régulateur du courant est

$$\begin{aligned} G_{RI}(p) &= \frac{G_{oI}(p)}{G_{rI}(p)} = \frac{1/K_I}{a_I T_{\mu} p} \cdot \frac{(T_a p + 1) R_a}{K_c} \\ &= \frac{T_a p + 1}{a_I T_{\mu} p} \cdot \frac{1}{K_I K_c / R_a} = \frac{T_a p + 1}{T_e p} \end{aligned}$$

avec

$$T_e = a_I K_I K_c T_{\mu} / R_a$$

Utilisons ces données pour calculer les paramètres du régulateur P.I. dont le schéma est représenté à la fig. suivante:

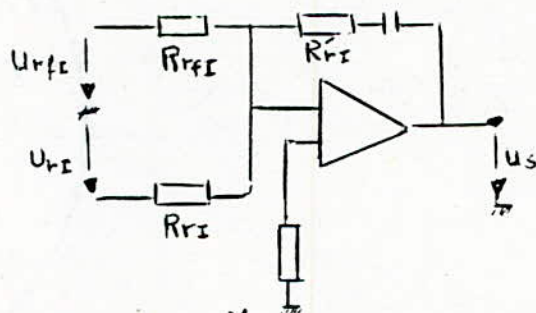


fig IV.28

$R_{rI} = R_{rfI}$ alors $K_I = K_{cI}$ (pour 1 capteur de courant)

où $K_{cI} = U_{cI} / I_a$ est le coefficient du capteur de courant

Calculons K_I pour la valeur $U_{rfI, max} = U_{cI} = 8 \text{ V}$

et $I_a = I_{arrêt} = 600 \text{ A} \Rightarrow K_I = 8 / 600 = 0,0133 \Omega$

La F.T du régulateur P.I. est $G_R(p) = (1 + T_n p) / T_i p$

où $T_n = R_{rI} C_{rI}$

$T_i = R_{rfI} C_{rI}$

Par identification avec la F.T. du régulateur P.I. du courant calculé, nous obtenons

$$T_a = T_n = R'_{rI} \cdot C'_{rI}$$

$$T_e = T_I = R_{rI} \cdot C'_{rI}$$

détermination des paramètres

$$T_a = 0,05 \text{ s} ; T_e = 0,09 \text{ s}$$

En prenant : $R_{rI} = R'_{rI} = 100 \text{ k}\Omega$ on obtient :

$$C'_{rI} = T_e / R_{rI} = 0,09 / 10^5 = 0,9 \text{ }\mu\text{F}$$

et $R'_{rI} = T_a / C'_{rI} = 0,05 / 0,9 \cdot 10^{-6} = 55,5 \text{ k}\Omega$

En tenant compte que la source du signal proportionnel au courant d'induit est un shunt de courant nominal $I_{sh,n} = 600 \text{ A}$

avec la chute de tension nominale $I_{sh,n} \cdot R_{sh} = 75 \text{ mV}$

Dans ce cas, on peut calculer le coefficient d'amplification du capteur de courant

$$K_{aI} = U_{ci} / I_{sh,n} \cdot R_{sh} = \frac{U_{rI, \max}}{I_{sh,n} \cdot R_{sh}} = 106,6$$

Calculons maintenant le régulateur de vitesse :

Avec le bouclage du circuit de retour de vitesse, et en ajoutant au circuit de commande un régulateur de vitesse, de

F.T. $G_{R\Omega}(p)$ nous obtenons une deuxième boucle de régulation (fig 9.27)

Le circuit direct de cette boucle comporte la transmittance de la boucle fermée de courant, optimisée

$$G_{fI}(p) = \frac{1/K_I}{a_I T_M p (T_M p + 1) + 1}$$

La F.T. pour la régulation de la vitesse est déterminée en négligeant les termes du 2ème. ordre de $G_{fI}(p)$

$$G_{1\Omega}(p) = \frac{1/K_I}{a_I T_M p + 1} \cdot \frac{R_e}{c T_M p}$$

et la F.T. désirée sera

$$G_{0\Omega}(p) = \frac{1/k_\Omega}{a_I a_\Omega T_M p (a_I T_M p + 1)}$$

$$\Rightarrow G_{R\Omega}(p) = \frac{G_{0\Omega}}{G_{1\Omega}} = \frac{K_I c T_M}{k_\Omega R_e a_I a_\Omega T_M}$$

soit un régulateur P.

A l'aide de la F.T. $G_{R\Omega}(p)$, on peut déterminer la résistance du circuit de retour du régulateur de vitesse:

Si $R_{f,\Omega} = R_{r,\Omega} = 100 \text{ k}\Omega$ alors

$$k_\Omega = k_{gt}$$

$$G_{R\Omega} = R'_{r,\Omega} / R_{f,\Omega} \text{ soit } R'_{r,\Omega} = R_{f,\Omega} \cdot \frac{K_I c T_M}{k_\Omega R_e a_I a_\Omega T_M}$$

$$R'_{r,\Omega} = 100 \cdot \frac{0,0133 \cdot 3,65 \cdot 0,025}{0,5 \cdot 0,074 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 0,01} = 82 \text{ k}\Omega$$

* la diode Zener du Stabilotron (1) dans le circuit de retour du régulateur de vitesse, chargée de limiter la tension de sortie, doit être choisie pour fonctionner à la tension $U_{zf,max} = I_{acrét} \cdot K_I = 3 \text{ V}$ p.ex.

* la tension $U_{zf,\Omega}$ indispensable à l'obtention de la valeur imposée de la vitesse à vide parfaite sera

$$U_{zf,n} = k_\Omega \cdot \Omega_{0n} = 0,5 \cdot 60 = 30 \text{ V.}$$

* si l'on change le niveau de la tension $U_{rf\Omega}$, de 3 à 10 V p.ex., la résistance $R_{f\Omega}$ doit être diminuée dans le même rapport (3 / 10)

* pour limiter la fem du convertisseur à $U_{d\alpha,adm}$, il convient d'en déterminer la tension de commande U_{cm} , telle

que :
$$U_{cm} = U_{d\alpha,adm} / K_{CT}$$

et limiter de cette façon la tension de sortie du Stabilitrone 2

* calculons la caractéristique électromécanique statique de

l'entraînement électrique ainsi obtenu, lorsque $U_{f\Omega} = U_{f\Omega_{nom}} = 30V$

la forme de la caractéristique se détermine par

$$U_{f,I} = f(U_{f\Omega} - k_{\Omega} \cdot \Omega)$$

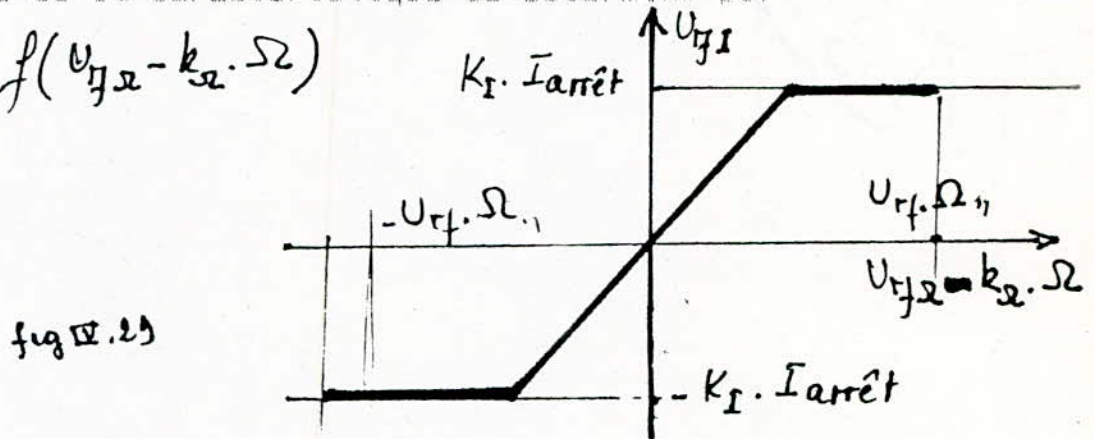


fig II.23

Pour un régulateur à caractéristique linéaire, l'équation de la caractéristique mécanique peut être obtenue avec :

$$(U_{f\Omega} - k_{\Omega} \Omega) G_{R\Omega} = K_I I_a$$

Comme dans le régime statique, la tension à l'entrée du régulateur P.I. de courant doit être nulle, et en tenant compte de la forme de la F.T. du régulateur de vitesse

$$G_{R\Omega}(p) = \frac{K_I c T_M}{k_{\Omega} a_I a_{\Omega} R_a T_M}$$

nous obtenons l'équation de la caractéristique mécanique

$$\Omega = \frac{U_{f\Omega}}{k_{\Omega}} - \frac{R_a}{c} a_I a_{\Omega} \frac{T_M}{T_M} \cdot I_a = \Omega_0 - \frac{a_{\Omega} a_I T_M}{T_M} \Delta \Omega_{st}$$

où Ω_0 est la vitesse à vide parfaite

et $\Delta \Omega_{st}$ la chute statique de vitesse dans le système ouvert.

Lorsque $\Omega \ll \Omega_{lim}$ alors $(U_{rf} - k_e \cdot \Omega) = K_I \cdot I_{blocage}$

Dans ce domaine de la caractéristique, le régulateur de vitesse délivre une tension constante $U_{rf} \cdot I = U_{rf} I_{max} = Cte.$

C'est pourquoi, l'équation de la caractéristique a une forme

$$I_a = I_{blocage} = Cte.$$

Dans notre exemple,

$$\Omega = \Omega_{0nom} = 60 A^{-1} \quad a_e = 1$$

$$\Omega = 60 - \frac{0,024 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 0,01}{0,025} I_a = 60 - 0,032 I_a$$

En tenant compte de ces calculs, nous obtenons la caractéristique $\Omega = f(I_a)$

- (1): $\Omega = f(I_a)$
- (2): Caractéristique naturelle dans le système ouvert.
- (3) Caractéristique de freinage

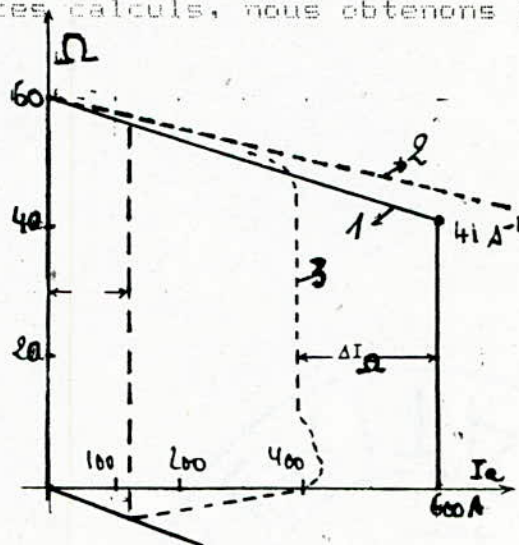


fig III.30

En fait, si l'on tient compte des faibles inerties du régulateur de courant P.I. et de l'existence d'une boucle interne de retour dans le moteur, dans le régime transitoire, le courant est régulé à quelques erreurs près, dont la valeur établie ΔI_a lors d'une variation linéaire de vitesse avec

$$d\Omega/dt = \varepsilon = Cte. \text{ est } \Delta I_a = \frac{a_I \bar{T}_m}{R_a} c \varepsilon = \frac{\bar{I}_{arrêt} - \bar{I}_{st}}{1 + T_m / a_I T_m}$$

$$\text{où } \bar{I}_{st} = \frac{\Gamma_{st}}{c} = \frac{\Gamma_r}{c}$$

Evaluons Ω et I_a en fonction de temps dans le régime transitoire de démarrage, lorsque $I_{st} = 20\% I_{arrêt}$, et pour un échelon de U_{rf} tel que $U_{rf} \Omega = U_{rf} \Omega_{nom}$

Dans ce cas, $\Delta I_{\Omega} = \frac{600-120}{1 + 0,025/2,001} = 213 \text{ A}$, ce qui est très important

d'où l'on tire la valeur du courant de démarrage

$$I_{dem} = I_{arrêt} - \Delta I_{\Omega} = 387 \text{ A}$$

L'accélération $\varepsilon = \frac{d\Omega}{dt}$ s'établira à

$$\varepsilon = \frac{\Delta I_{\Omega} k_a}{a_I T_{\mu} c} = \frac{213 \cdot 0,074}{2,001 \cdot 3,65} \approx 216 \text{ rd s}^{-2}$$

valeur très importante, due au fait que nous avons privilégié

la rapidité de réponse du système.

Le temps mis par le courant pour passer de $I_{st} = 120 \text{ A}$ à $I_{dem} = 387 \text{ A}$ sera, après correction optimisée ($a_I = 2$)

$$t_1 = 4,7 T_{\mu} = 0,047 \text{ s}$$

En négligeant cette valeur très faible, nous pouvons estimer

le temps de démarrage t_{dem} nécessaire pour que la vitesse passe de 0 à Ω_{lim} : $t_{dem} \approx t_2 \approx \Omega_{lim}/\varepsilon = \frac{41}{216} = 0,19 \text{ s}$

La vitesse mettra alors un temps t_3 pour passer de Ω_{lim} à Ω_{st} , toujours après correction optimisée.

$$t_3 \approx 4,7 a_{\Omega} T_{\mu} = 2 t_1 = 0,094 \text{ s}$$

Cela étant, pour l'optimum technique ($\eta = 0,7$ et $D_1 = 4,3 \%$)

on peut construire approximativement les courbes $\Omega, I_a = f(t)$

à l'aide desquelles est obtenue la caractéristique électromécanique (fig.)

Pour évaluer approximativement la sensibilité de l'entraînement aux perturbations internes aux mécanismes,

nous utilisons l'expression de la raideur $\beta_{\Omega}(p)$ de la caractéristique mécanique.

Dans la plupart des processus de démarrage, la boucle de retour de vitesse est absente; le régulateur de vitesse a

alors, à la sortie un signal constant et égal à $U_{rf, I} = U_{rf, I_{max}} C_U$
 qui donne la valeur du courant d'induit (invariable)

En tenant compte pour ce régime:

* du schéma-bloc (fig IV.26)

* de la boucle interne du moteur.

on peut après transformation de l'expression de $\beta_d(p)$

obtenir

$$\beta_d(p) = \frac{\Gamma_m(p)}{S_2(p)} = \frac{-\beta a_I T_\mu p (1 + T_\mu p)}{(1 + T_a p) (1 + a_2 T_\mu p + a_I T_\mu^2 p^2)}$$

avec $\beta = c^2 / R_a$

dans notre cas,

$$\beta = 3,65^2 / 0,074 = 180 \text{ Nm/s}$$

$$T_i = 0,05 \text{ s}$$

$$T_\mu = 0,01 \text{ s} \quad a_I = 2$$

alors

$$\beta_d(p) = -3,6 \frac{p (1 + p/100)}{(1 + p/20) \left[1 + 2 p/100 + \left(\frac{p}{50\sqrt{2}} \right)^2 \right]}$$

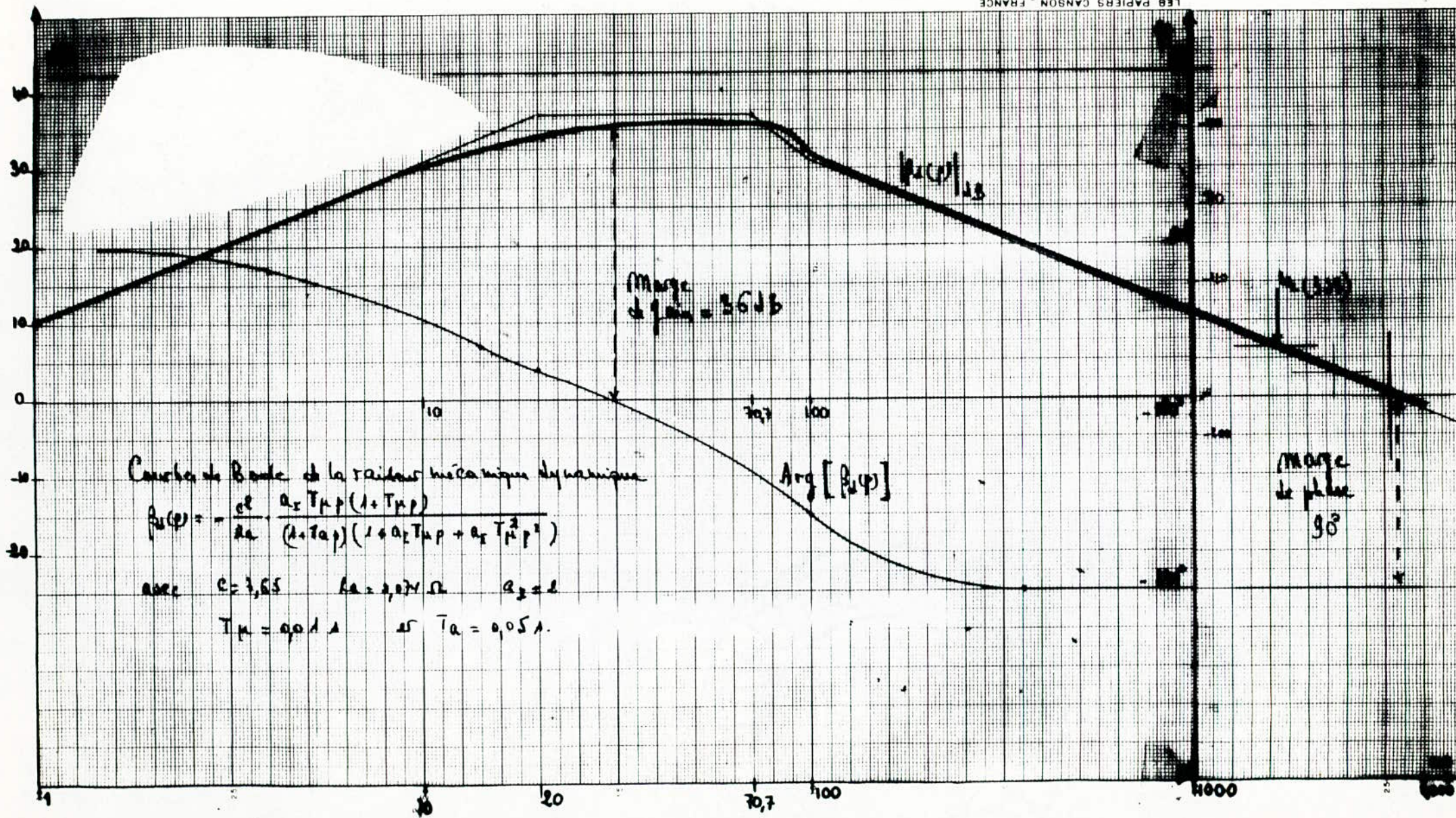
Les courbes log.Amplitude-Phase /fréquences seront alors:

avec $p = j\omega$

$$\beta_d(j\omega) = -3,6 \frac{j\omega (1 + j\omega/100)}{(1 + j\omega/20) \left[1 + \frac{j\omega}{50} - \frac{\omega^2}{707^2} \right]}$$

$$A = \left| \beta_d(j\omega) \right|_{dB} = 11,1 + 20 \log \omega + 10 \log \left(1 + \frac{\omega^2}{100^2} \right) - 10 \log \left(1 + \frac{\omega^2}{20^2} \right) - 10 \log \left[\left(1 - \frac{\omega^2}{707^2} \right)^2 + \frac{\omega^2}{50^2} \right]$$

$$\text{et } \varphi = \text{Arg} [\beta_d(j\omega)] = -\pi + \pi/2 + \text{Arctg } \omega/100 - \text{Arctg } \omega/20 - \text{Arctg } \frac{\omega/50}{1 - \omega^2/707^2}$$

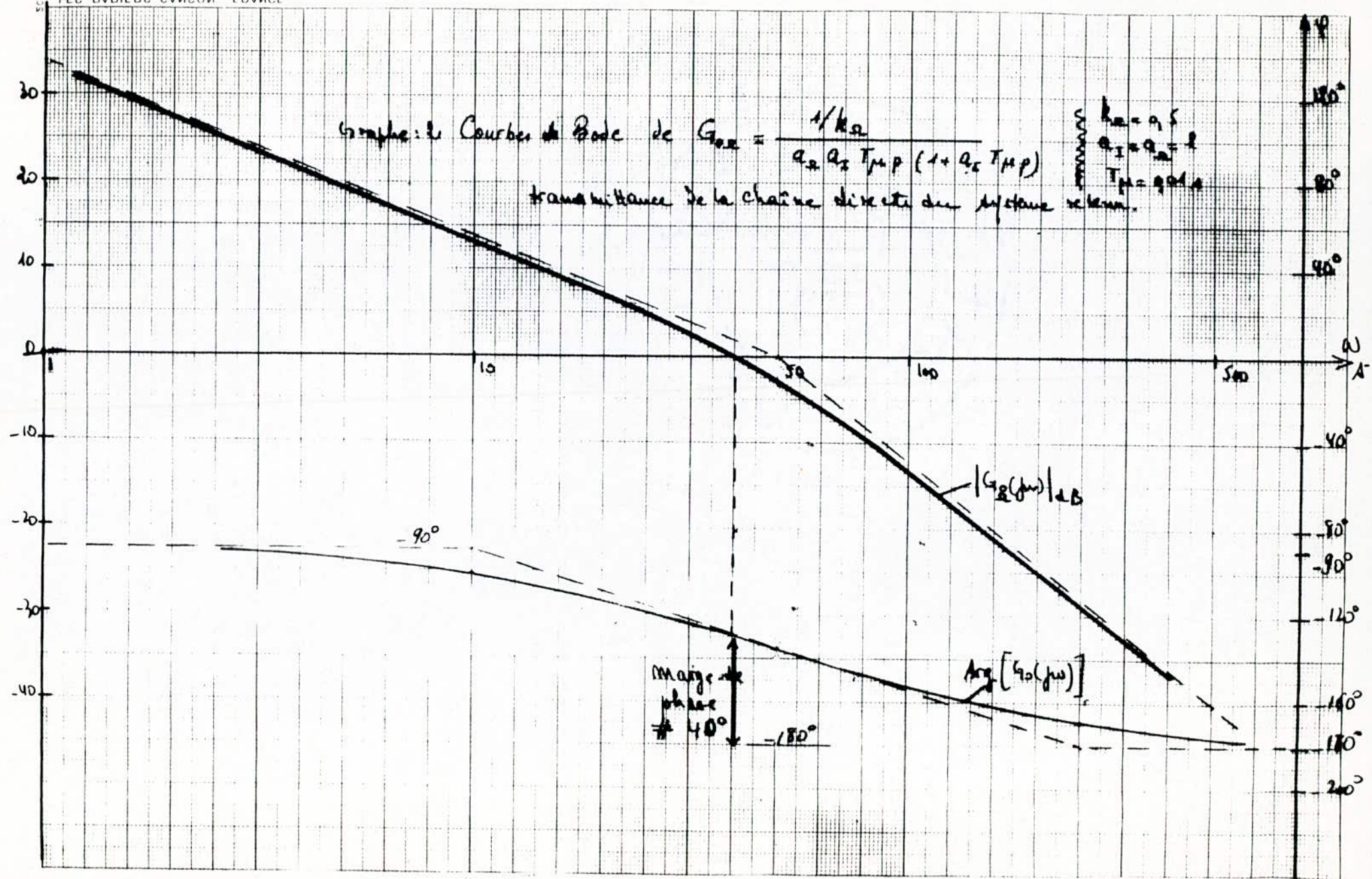


Caractéristiques de la raideur mécanique dynamique

$$R(p) = \frac{c \cdot a_2 T_M p (1 + T_M p)}{k_2 (1 + T_a p) (1 + a_2 T_M p + a_2 T_M^2 p^2)}$$

avec $c = 3,65$ $k_2 = 2,07 \cdot 10^6$ $a_2 = 2$

$T_M = 0,01 \text{ s}$ et $T_a = 0,05 \text{ s}$



Les fréquences de cassure des courbes asymptotes seront

$$\omega_1 = 20 \text{ s}^{-1} \quad \omega_2 = 70,7 \text{ s}^{-1} \quad \text{et} \quad \omega_3 = 100 \text{ s}^{-1}$$

* la courbe log.Amplitude/Fréquence traverse l'axe des abscisses (en log ω) avec une pente de -1 (-20 dB/décade).

le système est donc stable.

* les marges de gain et de phase sont:

CALCUL DES PARAMETRES DU CONVERTISSEUR:

Pour calculer les paramètres électriques du convertisseur, il faut partir des données de base:

* réseau: $U_1 = \sqrt{3} V_1 = 380 \text{ V}$ avec $\pm 10\%$ d'ondulation
 $f = 50 \text{ Hz}$

* M.C.C. : $P_n = 55 \text{ kW}$ $N_n = 1000 \text{ t/min}$ ($2p = 4$)

$R_a = 0,074 \Omega$ $U_n = 220 \text{ V}$ et $I_n = 232 \text{ A}$.

La gamme de régulation de vitesse sera $D_r = \frac{N_{n \max}}{N_{n \min}} = 100$
soit $N_{n \min} = 10 \text{ t/min}$.

Pour dimensionner le convertisseur, nous utiliserons le régime établi continu de fonctionnement du moteur avec les grandeurs nominales

* les temps de démarrage et d'inversion du sens de la rotation sont:

$$t_{dem} = t_{inv} < 5 \text{ s}$$

* $I_{dem} / I_n = 2$

* les 2 groupes, redresseur et onduleur, fonctionnent séquentiellement et sont chargés identiquement à tour de rôle.

* le convertisseur est à courant de circulation

Aussi, le calcul des éléments du convertisseur peut se faire pour un seul groupe seulement, sachant que l'autre lui est identique.

* le couple de charge sur l'arbre du moteur est indépendant du sens de rotation.

Si, au contraire, le couple de charge était dépendant du sens de rotation, chaque groupe du convertisseur devra faire l'objet d'un calcul particulier.

En outre, un pont de Graetz triphasé étant constitué de 2 montages triphasés simple voie (P 3), son calcul revient à déterminer les éléments du montage P 3.

Le dimensionnement du convertisseur fera intervenir les grandeurs nominales

* Tension à vide du convertisseur: elle sera calculée pour l'angle-limite

$$U_{dlo} = U_{d\alpha lim} + \Delta U_L + \Delta U_{ci} + \Delta U_{TR} + \Delta U_K + \overline{\Delta U_D} + \Delta U$$

avec $U_{d\alpha lim} = U_n = 220V$

** Chute de tension due à la self de lissage ΔU_L

$$\Delta U_L = (0,5 \div 1)\% U_{d\alpha lim} \text{ soit } 0,8\% U_{d\alpha lim} \Rightarrow \Delta U_L \approx 2V$$

** Chute moyenne dans le redresseur

$$\overline{\Delta U_D} = 2 \frac{U_0 + R_d I_n}{3} \quad \text{avec } U_0 = (1,35 \div 1,55) U_K \text{ soit } 1,45 U_K$$

$U_K = 1V$ chute directe dans la jonction A/K pour $I = I_n$

(chute dans la partie linéaire de la caractéristique du thyristor)

R_d = résistance dynamique du redresseur

$$R_d = \frac{0,2 \div 0,3}{I_{th,n}} U_K \quad \text{avec } I_{th,n} = I_n/3$$

$$\text{soit } R_d = 0,3 U_K / I_{th,3} \Rightarrow R_d = 0,3 \cdot 3 / 282 = 3 m\Omega$$

et $\overline{\Delta U_D} = 1,53V$

** chutes dans le transformateur ΔU_{TR}

$$\Delta U_{TR} = (2 \div 3)\% U_{d\alpha lin} \text{ soit } 3\% U_n \Rightarrow \Delta U_{TR} = 6,6 V$$

** chutes dans les selfs de circulation ΔU_{ci}

$$\Delta U_{ci} = (0,5 \div 1)\% U_{d\alpha lin} \text{ soit } 1\% U_n \Rightarrow \Delta U_{ci} = 2,2 V$$

** chutes dues à l'empiètement ΔU_k

$$\Delta U_k = A \frac{u_{cc}\%}{100} \cdot U_{d\alpha lin}$$

avec $u_{cc}\%$ tension relative de court-circuit pour le transformateur $u_{cc}\% = 6$ et $A = 0,5$ pour le convertisseur

$$\Delta U_k = 6,6 V$$

** chutes dues à la variation de $\pm 10\%$ de la tension

d'alimentation : $U_{dio} = U'_{dio} + \Delta U$

$$U'_{dio} = 220 + 2 + 1,5 + 6,6 + 2,2 + 6,6 \neq 239 V$$

$$\text{alors } U_{dio} = 1,1 \cdot 239 \neq 263 V$$

les tensions efficaces du secondaire du transformateur

sont $V_{2\text{eff}} = V_2 = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}\sqrt{2}} \cdot U_{dio} = \frac{U_{dio}}{2,34} = 112,4 V$

$$U_{2\text{eff}} = U_2 = \sqrt{3} V_2 = 194,8 V$$

le courant secondaire efficace, compte non tenu de l'empiètement et de l'ondulation est:

$$I_{2\text{eff}} = I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} I_a = \sqrt{\frac{2}{3}} I_n = 230 A$$

au primaire

$$I_{1\text{eff}} = I_1 = k I_2 = \frac{U_2}{U_1} \cdot I_2 \neq 118 A$$

la puissance fournie par le transformateur avec un régime de fonctionnement séquentiel, et en négligeant les pertes

Joule, est $P_1 \neq P_2 = 1,045 P_d = 1,045 \cdot I_n \cdot U_{d\alpha lin} = 64,8 \text{ kW}$

la puissance de dimensionnement du transformateur à 2 enroulements secondaires sera alors $P_T = \frac{2P_2 + P_1}{2} = 3P_1/2$

$$P_T = 97,2 \text{ kW}$$

Sur cette base, nous choisirons un transformateur à refroidissement d'huile tel que

$$P_n = P_T = 97 \text{ kW} \text{ pour } U_2 = 195 \text{ V} \text{ et } U_1 = 380 \text{ V}$$

$$\eta = 0,97 \quad u_{cc} \% = 6 \quad I_{10} = 7 \%$$

$$\Delta P_{10} = 400 \text{ W} \quad \text{et} \quad \Delta P_{cc} = 1500 \text{ W.}$$

Si $U_2 > 195 \text{ V}$, on peut ne pas tenir compte des pertes ramenées au convertisseur

CHOIX DES THYRISTORS;

La classe des thyristors peut être déterminée d'après la valeur de la tension de crête inverse:

$$V_{i\max} = 1,25 \sqrt{3} \sqrt{2} V_2 = 344,1 \text{ V} \neq 344 \text{ V}$$

Le coefficient de 1,25 est appliqué pour garder une marge de sécurité.

La valeur moyenne du courant est $I_a = I_d / 3 = I_n / 3 = 94 \text{ A}$

Le thyristor sera à di/dt élevé, du type avalanche.

Calcul de l'inductance de lissage

$$L_L = \frac{e_n \cdot U_{d10}}{i_c \omega I} = 2 (L_{TR} + L_a)$$

$$L_a = k \frac{U_n}{I_n \omega_n 2\pi \cdot 2p} = 10 \cdot \frac{220}{282 \cdot 1000 \cdot 4} = 1,95 \text{ mH}$$

où L_a est l'inductance de l'induit du M.C.C.

Calcul de l'impédance du transformateur

$$R_{TR} = \frac{\Delta P_{cc} \cdot 3 U_n^2}{3 P_T^2} = \frac{1500 \cdot 194,8^2}{97^2 \cdot 10^6} = 6 \text{ m}\Omega$$

$$I_2 = P_T / \sqrt{3} U_n = 97,2 \cdot 10^3 / \sqrt{3} \cdot 220 \approx 287 \text{ A}$$

$$Z_{TR} = \text{acc}\% U_n / 100 \sqrt{3} I_2 = 6 \cdot 220 / 100 \sqrt{3} \cdot 287 = 23 \text{ m}\Omega$$

$$\text{alors } X_{TR} = 22,7 \text{ m}\Omega \text{ et } L_{TR} = 0,072 \text{ mH}$$

pour $e_n = 0,24$, valeur relative pour la tension redressée

pour $\alpha_{\min} = 8^\circ$ d'après la courbe

et $i_e = 0,02$, valeur relative maximale du 1er harmoni-

que du courant redressé

$$\text{d'où } L_L = \frac{0,24 \cdot 263}{0,02 \cdot 314 \cdot 282} - 2(0,072 + 1,95) \cdot 10^{-3} = 32 \text{ mH}$$

moeynant l'encombrement souhaité, on pourra choisir sur catalogue (ou faire construire) une telle inductance.

Calcul de l'inductance de circulation

$$L_{ci} = \frac{\sqrt{3} \sqrt{2} V_2}{\omega I_{ci}} \cdot k_{\text{eff}} - 4 L_{TR}$$

$$I_{ci} = (0,5 \div 1)\% I_n \text{ soit } 1\% I_n \Rightarrow I_{ci} = 2,8 \text{ A}$$

$$k_{\text{eff}} = 0,19 \text{ pour } \alpha \text{ proche de } \pi/2$$

$$L_{ci} = \frac{\sqrt{6} \cdot 112,4}{314 \cdot 2,8} \cdot 0,19 - 4 \cdot 72 \cdot 10^{-6} = 58 \text{ mH}$$

une telle inductance saturable dès $i = I_n$ peut aussi être choisie sur catalogue.

Dans le montage considéré, il est préférable d'utiliser deux inductances égalisatrices, saturables à I_n .

La caractéristique de régulation du convertisseur en régime à vide peut être construite en tenant compte des calculs menés et de l'équation $U_{d\alpha} = U_{dio} \cos \alpha$

La tension d'induit U_{da} , lorsque le couple sur l'arbre $\Gamma_m = \Gamma_{m,n} = \text{cte.}$

peut être calculée à partir de $U_{da} = U_{d\alpha} - R_{\Sigma} I_n$

$$\text{avec } R_{\Sigma} = R_L + 2R_d + 2R_{TR} + R_K + R_{ci}$$

La caractéristique de régulation du convertisseur, en régime à vide, peut alors être construite en tenant compte des éléments précédemment choisis.

avec $R_L = 70 \text{ m}\Omega$ et $R_{ci} = 12 \text{ m}\Omega$ donnés.

$R_K = X_{TR} \cdot \frac{m}{2\pi}$, résistance due à la commutation et $m = 6$ pour le pont de Graetz

$$\text{Ainsi } R_K = 21 \text{ m}\Omega.$$

Calcul de l'angle-limite d'amorçage α_l :

$$R_{\Sigma} = 70 + 2 \cdot 3 + 2 \cdot 6 + 21 + 12 = 121 \text{ m}\Omega.$$

$$\text{Alors } U_{da_l} = U_{dio} \cos \alpha_l - R_{\Sigma} I_n$$

$$\text{pour } U_{da_l} = 220 \text{ V} \quad U_{dio} = 263 \text{ V} \quad I_n = 282 \text{ A}$$

$$\cos \alpha_l = 0,956 \quad \text{et } \alpha_l \neq 15^\circ \text{ valeur assez faible}$$

En fait, le cycle de travail, en les maintenant bien en dessous du fonctionnement nominal, fera que la valeur $U_{da_l} = U_n = 220 \text{ V}$ sera facilement atteinte, et l'angle limite pratique d'amorçage sera supérieur à 15° .

CONCLUSIONS

Les dépendances - entre les variables et les caractéristiques- obtenues analytiquement et graphiquement nous permettent de prévoir les propriétés du système asservi universel à deux boucles de régulation du courant et de la vitesse lorsque l'on corrige à l'optimum technique.

Expliquons ces propriétés liées aux trois spécifications formulées dans le Chapitre I, à savoir:

- une grande rapidité de réponse alliée à une grande précision,
- une variation de la vitesse dans des limites fixées,
- des variations de couple et de courant dans des limites fixées, en régime établi ou de surcharge et en régime transitoire.

imposées à l'entraînement électrique destiné aux manipulateurs de commande.

Lorsque l'on corrige à l'optimum technique, la raideur de la caractéristique $\overset{\text{électro-}}{V} \text{ mécanique } \Omega = f(I_a)$ dans la partie de fonctionnement normal dépend du rapport $T_m / 4T_\mu$

$$\Omega = \Omega_0 - \frac{q_2 q_1 T_\mu}{T_m} \Delta \Omega_{st}$$

* pour $T_m > 4 T_\mu$, le système assure une multiplication de la raideur de $T_m / 4 T_\mu$ fois celle obtenue en système ouvert.

On peut alors dire que si deux systèmes ont le même module de la raideur mécanique lorsqu'ils sont ouverts, en boucle fermée par contre, ce module de la raideur sera plus élevé pour les systèmes à plus fort moment d'inertie, puisque la constante de temps mécanique T_m est proportionnelle au moment d'inertie total

a- pour les mécanismes de levage, le moment d'inertie de la charge (ramenée à l'arbre du moteur) est très faible.

Le temps de réponse de ces mécanismes est très faible, dû à la faiblesse du moment d'inertie, et les risques d'instabilité ne sont pas négligeables.

b- pour les autres types de mécanisme (translation et/ou pivotement + levage) le moment d'inertie est important, et l'amortissement des ondulations du système exige de diminuer la raideur de la caractéristique, mais ceci est en contradiction avec le temps de réponse, voulu faible.

Il est alors facile de relever dans les propriétés du système les contradictions entre la rapidité de réponse, les limitations du couple par celle du courant d'induit et la limitation de la charge dynamique.

1. La valeur de $T_m = 0,025$ s correspond à l'entraînement électrique d'un mécanisme de levage.

* la raideur obtenue - dans la partie de fonctionnement normal - est inférieur à celle du système ouvert

Il faudra augmenter le moment d'inertie de la charge.

Le 2^{ème} Graphe montre que le système a une grande rapidité de réponse, qui peut être supérieur à celle de l'opérateur le temps indispensable pour élaborer le signal de référence.

pour déplacer de petites charges est $t_{\text{reac}} = 0,8 \text{ -- } 1 \text{ s}$

et le temps de réponse obtenu est $t_r = T_m + T_r = 0,35 \text{ s} < T_r$
(pour $T = 0,01 \text{ s}$) ce qui limite l'accélération

2. La précision dans la régulation du couple (et donc du courant) dans la phase de démarrage n'est pas nécessairement importante.

L'erreur $\Delta I_\Omega = 35,5 \%$ de $I_{\text{arrêt}}$: lors du démarrage à petite charge, il est indispensable de limiter l'accélération. C'est pourquoi, il est admis d'avoir une aussi grande valeur pour ΔI_Ω

** Cependant, lorsque le freinage doit être rapide, il devra être possible de limiter plus fortement ΔI_Ω

3. la troisième exigence porte sur la limitation de la charge dynamique de l'installation mécanique sans aucun processus supplémentaire.

Pour diminuer l'ondulation du courant, il est indispensable de diminuer la vitesse d'augmentation du couple et du courant

Dans notre exemple, le courant augmente jusqu'à la valeur $I_{\text{arrêt}} = 400 \text{ A}$ pour $t = t_1 = 4,7 T_m = 0,05 \text{ s}$, ce qui est très faible car, responsable d'une grande accélération: dans cas, les démarrages provoquent des à-coups et causent une usure rapide de la pignonerie, surtout lorsqu'il y a des petites charges; il y a lieu alors de diminuer l'accélération (ou la vitesse d'augmentation du courant) en introduisant une troisième boucle interne régulant le courant et

Sur cette base, on peut noter les avantages suivants du système considéré :

1. Le système permet d'obtenir d'une caractéristique donnée, p.ex. Excavateur à l'aide d'équipements simples .
2. Le choix des paramètres électriques du système de régulation assurant certaines propriétés dynamiques sont basés sur des méthodes simples de calcul d'ingénieur ayant la précision pratique suffisante.
3. Grace à l'inertie du régulateur de courant, le système filtre les hautes fréquences indésirables permettant de garder un bon amortissement de l'entraînement lorsque la pente de la caractéristique est faible.
4. Comme la plupart des systèmes à structure fermée de régulation, celui-ci est simple et facile à exploiter.

Et comme inconvénients :

1. La dépendance stricte entre les coefficients des boucles de retour et les propriétés dynamiques des boucles prédétermine la raideur, ce qui peut être contradictoire avec les spécifications fixées pour ce type d'entraînement.
2. La précision de régulation du courant et du couple lors des surcharges mécaniques et de l'arrêt brutal peut être inférieure au niveau jugé indispensable.
3. Le système n'assure pas la limitation de l'accélération dans les régimes transitoires à faible charge (démarrage et descente par exemple , le freinage à la fin du levage) lorsque la précision de maintien du courant dans le régime dynamique est assez grande, de même que lors du choix du jeu entre les pignons et aussi lorsque les cables ne sont pas tendus.

Cependant, nous pouvons admettre cette non-limitation de l'accélération

l'accélération, mais l'augmentation du nombre de boucles de régulation accroît les constantes de temps non compensées (et non compensables) des boucles de régulation principales (extérieures), ce qui limite fortement ce procédé.

Cependant, dans ce but (la régulation de courant en fonction de l'accélération) on peut utiliser une boucle de régulation supplémentaire établie à l'entrée du système, et chargée de le renseigner sur l'évolution du signal de référence : on introduit donc un Correcteur Prédicatif.

L'inconvénient d'une telle structure tient à la stabilisation de la vitesse qui sera peu dépendante de la charge.

Cet inconvénient est de taille puisque ces mécanismes doivent avoir des vitesses fortement dépendantes des charges.

Aussi, pour les entraînements électriques des manipulateurs de commande, demandera-t-on d'obtenir une accélération $\leq \epsilon_{adm}$ pour que le couple soit stable et fonction du temps seulement, par exemple, comme indiqué dans la fig. de manière à obtenir des vitesses dans les limites précises.

Dans la structure retenue, pour l'asservissement, grâce à l'inertie du régulateur de courant $(1 + T_e p) / T_{ip}$, le module de la raideur dynamique, à la fréquence de résonance, peut rester suffisamment important assurant un bon amortissement de l'entraînement pour le module statique de la raideur $\beta_d(p) = 0$

Les Courbes de Bode de $\beta_d(p)$ montrent que le système est très stable et celle de $G_{oz}(p)$, transmittance de la chaîne directe du système retenu, tout aussi stable, acceptant de surcharges "inertiales".

BIBLIOGRAPHIE

1. M.G. TCHILIKINE V.I. KLIOUTCHEV et A.S. SENDLER
THEORIE DE L'ENTRAINEMENT ELECTRIQUE AUTOMATISE
MOSCOU ENERGUIA 1979
2. E.N. ZIMINE et V.I. YACOREV
COMMANDE AUTOMATIQUE D'ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES
MOSCOU VISCHAIA 1979
3. V.I. KLIOUTCHEV et V.M. TERECHOV
ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES ET AUTOMATISATION DES MECANISMES
INDUSTRIELS
MOSCOU ENERGUIA 1979
4. H. BUHLER
ELECTRONIQUE DE PUISSANCE et ELECTRONIQUE DE REGLAGE
PARIS DUNOD 1979
5. SEGUIER
ELECTRONIQUE DE PUISSANCE
PARIS DUNOD 1979
6. TECHNIQUES DE L'INGENIEUR " AUTOMATIQUE "

