

UNIVERSITÉ D'ALGER

3/77

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Act

DÉPARTEMENT ELECTRICITE

PROJET DE FIN D'ETUDES



**REGULATION DE TENSION D'UN
ALTERNATEUR - EXEMPLE DE LA
CENTRALE THERMIQUE D'ALGER-PORT**

Proposée par la SONELGAZ

Dirigé par

L. ZEBROWSKI

Maître de Conférences

Professeur à l'E.N.P.A

Etudié par :

H. BENHADDAD

H. TILLOUINE

Promotion 72-77

UNIVERSITÉ D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DÉPARTEMENT ELECTRICITE

PROJET DE FIN D'ETUDES

**REGULATION DE TENSION D'UN
ALTERNATEUR - EXEMPLE DE LA
CENTRALE THERMIQUE D'ALGER-PORT**

Proposée par la SONELGAZ

Dirigé par

L. ZEBROWSKI

Maître de Conférences

Professeur à l'E.N.P.A

Etudié par :

H. BENHADDAD

H. TILIOUINE

Promotion 72-77

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

Toute notre gratitude la plus profonde et la plus sincère à Mr. ZEBROWSKI , qui par sa collaboration effective et ses judicieux conseils a rendu possible l'élaboration de cet humble mémoire.

Nous exprimons notre vive et sincère reconnaissance à Mr. GALLO et Mr. STIRBU .

Nous remercions tous les professeurs qui ont contribué à notre formation.

H. BENMADDAD et H. TILIOUINE .

TABLE DES MATIERES

But du projet.....	I
Chapitre Premier	
- Généralités.....	2
I.1-Les variations de tension.....	2
I.1.1-Inconvénients du Flicker.....	2
I.1.2-Inconvénients des creux de tension...	2
I.2-Les objectifs en matière de réglage de tension.....	3
I.2.1-La tenue de la tension aux bornes des clients.....	3
I.2.2-Les contraintes sur le matériel.....	3
Chapitre II	
- Etude du système de régulation de tension, exemple de la centrale thermique d'Alger-port.....	4
II.1-Principe de la régulation de tension.....	4
II.2-Description des circuits de régulation...	5
II.2.1-Détecteur de tension.....	5
II.2.2-Premier étage.....	6
II.2.3-Deuxième étage.....	6
II.2.4-Circuits correcteurs.....	9
II.3-Transducteur parallèle à auto-saturation.	9
II.3.1-Définition.....	9
II.3.2-Montage.....	10
II.3.3-Analyse de fonctionnement.....	11
II.3.4-Caractéristiques.....	14

II.4- Caractéristiques.....	16
II.4.1- De l'Alternateur principal.....	16
II.4.2- Du Survolteur-dévolteur.....	16
II.4.3- De l'Excitatrice principale.....	16
II.4.4- De l'Alternateur auxiliaire.....	16
II.4.5- Du Mutron Mu_1	22
II.4.6- Du Mutron Mu_2	22
II.5- Evaluation des performances du système.....	22

Chapitre III

- Différents principes de régulation de tension	33
III.1- Solution avec excitatrice à courant continu.....	34
III.2- Solution avec alternateur à flux variable et redresseurs fixes.....	36
III.3- Solution avec alternateur à flux variable et redresseurs tournants.....	37
III.4- Solution avec excitation directe par redresseurs fixes.....	38
III.5- Solution avec alternateur à flux constant et thyristors.....	38
III.6- Solution avec auto-excitation shunt.....	39
III.7- Solution avec auto-excitation compound....	41

Chapitre IV

- Système de régulation de tension proposé....	44
IV.1- Introduction.....	44
IV.2- Schéma de principe.....	44
IV.3- Principe de fonctionnement.....	44
IV.4- Etude du système proposé.....	47
IV.4.1- Le pont redresseur Th.....	47

IV.4.1.1-Principe de fonctionnement..	47
IV.4.1.2-Dimensionnement.....	51
IV.4.1.3-Protection.....	54
IV.4.2-La commande de gâchettes.....	63
IV.4.2.1-Choix de la commande.....	65
IV.4.2.2-Choix du générateur d'impulsions.....	64
IV.4.2.3-Commande du pont de thyristors.....	67
IV.4.2.4-Dimensionnement.....	71
IV.4.3-Le Régulateur.....	73
IV.4.3.1-Amplificateur.....	75
IV.4.3.2-Filtre correcteur.....	75
IV.4.3.3-Decteur d'écart.....	76
IV.4.4-Fonction de transfert, Réponses en fréquence du système.....	76
Conclusion.....	85
Bibliographie	

BUT DU PROJET

Dans la phase actuelle de développement, l'excitatrice tournante à courant continu se voit supplantée par des systèmes d'excitation faisant appel à des redresseurs. Ces circuits peuvent être statiques ou tournants et utilisent des diodes au silicium ou des thyristors .

L'évolution récente des systèmes d'excitation pour les alternateurs de grande puissance , a tendance à utiliser des redresseurs contrôlés .

Le système de régulation de tension de la centrale thermique d'Alger-Port, a été mis en place en 1958. Ce système comprend un ensemble d'excitation (survolteur-devolteur, excitatrice principale) et un dispositif de réglage de la tension du type à amplificateur magnétique.

Le but de notre projet consiste à étudier ce système afin de proposer un autre donnant des performances meilleures (temps de réponse, écart permanent , stabilité etc) tout en évitant les défauts présentés par celui existant déjà.

I.I- Les variations de tension.

On distingue plusieurs genres de variations de tension dont les trois principaux sont:

- Les variations lentes aléatoires ou périodiques liées aux charges de la journée qui sont caractérisées par les heures de pointes, les heures creuses et les heures de nuit.

- Les variations brusques dues principalement au fonctionnement intermittent des appareils à fort appel de courant au démarrage et gros consommateurs d'énergie réactive. Il en résulte des à coups de tension appelés "Flicker".

- Les creux de tension causés par des perturbations (orages, givre, variations de charges etc...), une coupure brève du réseau d'une fraction de seconde à quelques secondes et d'amplitudes très diverses.

I.I.I- Inconvénients du Flicker.

- Les variations brusques d'éclairement.

- Les perturbations de fonctionnement des installations d'émission (radar, télévision) de téléphonie et télésécripteurs.

- L'usure accélérée des moteurs.

I.I.2- Inconvénients des creux de tension:

L'effet d'un creux de tension sur le comportement des moteurs asynchrones peut aller du simple ralentissement du moteur jusqu'à son arrêt complet selon la profondeur et la durée du creux, les caractéristiques du moteur et celles de la charge entraînée. Ceci est très grave pour certaines installations industrielles (cimenteries etc...).

I.2- Les objectifs en matière de réglage de tension.

I.2.1- La tenue de la tension aux bornes des clients:

La qualité de la tension est un aspect essentiel de la fourniture d'énergie à la clientèle.

La tenue de la tension a tout d'abord, un caractère contractuel, défini par le cahier des charges qui fixe les plages extrêmes à ne pas dépasser en service normal en fonction du niveau de tension de raccordement des clients.

La tension est aussi réglée en fonction de critères technico-économiques. Sur les réseaux de distribution, la tension est en fait maintenue le plus près possible de la tension nominale du réseau, car la gêne subie par les usagers est d'autant plus forte qu'elle s'en éloigne.

Enfin, un dernier objectif consiste à minimiser les perturbations de tension aux bornes des clients, telles que les "à coups" (flicker) ou les creux de tension de courte durée.

I.2.2- Les contraintes sur le matériel.

Les tensions des réseaux sont depuis longtemps dans une liste limitative de valeurs assez stables dans le temps pour que les constructeurs dimensionnent leurs appareils au mieux pour une certaine tension nominale. Le fonctionnement de ces appareils peut être considéré, comme satisfaisant tant que la tension sous laquelle ils sont alimentés reste dans une certaine plage autour de sa valeur nominale.

On constate que la plage des tensions acceptables est de $\pm 5\%$ pour les applications thermiques et les lampes à incandescence $\pm (8\pm 9\%)$, lampes fluorescentes, moteurs, récepteurs radio, télévision, etc.;

Chapitre II.

Etude du Système de Régulation de tension de la Centrale Thermique Alger-Port

II. - Principe de la régulation de tension. (voir Fig I.I)

La partie électrique de la centrale comporte deux groupes fonctionnant en parallèle. Chaque groupe se compose d'un alternateur principal, de puissance apparente 75 M.V.A, débitant sur le réseau en régime normal sous une tension nominale de 10,5KV. La tension d'excitation de l'alternateur est assurée par une génératrice shunt.

Le dispositif de réglage de tension est constitué par:

a- Le régulateur, proprement dit, composé par:

-Un détecteur de tension.

-Un amplificateur magnétique à deux étages.

b- Le système de désexcitation rapide avec ses contacteurs et la résistance de décharge de l'excitatrice.

c- Le rhéostat motorisé d'excitation manuelle.

Le régulateur utilise un survolteur-dévolteur contrôlé par amplificateurs magnétiques (voir Fig II.1).

L'excitatrice principale G est à excitation shunt. Un survolteur-dévolteur est mis en série avec l'inducteur de l'excitatrice, faisant varier la tension aux bornes, donc le courant traversant cet inducteur.

Le survolteur comporte deux enroulements d'excitation:

-Un enroulement de "polarisation" alimenté par une source indépendante et fournissant des ampères-tours négatifs constants d'excitation.

-Un enroulement de "commande" fournissant des ampères-tours positifs d'excitation de grandeur variable. L'alimentation de l'enroulement de commande est assurée par le régulateur de tension à amplificateurs magnétiques. En l'absence de courant de commande, le survolteur-dévolteur délivre son maximum de tension négative.

Un alternateur auxiliaire Gs2, monté en bout d'arbre du groupe fournit la puissance demandée en courant alternatif par le régulateur de tension et après redressement, la puissance demandée par l'enroulement de polarisation du survolteur.

Une tension "erreur" proportionnelle à l'écart de la tension de l'alternateur est amplifiée par le régulateur, de sorte à fournir le courant demandé par l'enroulement de "commande" du survolteur-dévolteur.

II.2-Description des circuits de régulation.

II.2.1-Détecteur de tension.

La tension prélevée aux bornes des transformateurs de potentiel TU de l'alternateur, transformée par T2a et T2b, filtrée par un système self-capacité L₁-C₁, puis ajustée au moyen du rhéostat RP, fournit la tension "signal" aux bornes du pont de détection. Une branche de ce pont "Wheastone" est constituée d'une diode zener Z₁ et d'une résistance R₁. Une résistance R2 et une diode zener Z2 constitue l'autre branche de ce pont.

En cas de variation de la tension signal, les diodes zener Z₁ et Z2 maintiennent à leurs bornes une tension stable appelée tension de "référence".

L'écart des tensions signal et référence ou la tension "erreur

est appliquée à l'enroulement de commande du premier étage amplificateur.

Un potentiometre RP permet de modifier la tension de fonctionnement de l'alternateur dans une zone de $\pm 10\%$ autour de la valeur nominale.

II.2.2-Premier étage.

Le premier étage de l'amplificateur comprenant un mutron MU₁ et un redresseur Rx₂ est alimenté en 30 volts courant continu par le transformateur T₁. Un enroulement fournit les ampères-tours de polarisation, la tension étant celle alimentant le pont détecteur. Le courant de polarisation est réglé au moyen de la résistance R₄.

Un enroulement de commande est alimenté par la tension "erreur" du dispositif détecteur de tension.

Le courant de charge, délivré à la sortie de la self L₁ et de la résistance R₆, constitue le courant de commande du second étage amplificateur. La résistance R₆ sert au réglage de ce courant.

II.2.3-Deuxième étage:

Le deuxième étage amplificateur comprenant un mutron MU₂, un redresseur d'auto-saturation Rx₃ et un redresseur complémentaire Rx₄, est alimenté en 220 volts, 50 HZ par l'alternateur auxiliaire Gs₂.

Un enroulement de polarisation est alimenté comme le premier étage par la tension du pont détecteur. Le courant de polarisation est réglé au moyen de la résistance R₅.

Le courant de charge à la sortie de l'étage est proportionnel dans certaines limites au courant de commande du mutron. La valeur de ce courant est réglé au moyen de la résistance R₉. Il alimente l'enroulement de commande du survolteur-dévolteur.

G_{s1} Alternateur
G Excitatrice principale
G_{s0} Excitatrice survolteur-dévolteur
G_{s2} Alternateur auxiliaire
Tu Transformateur de tension
SH Shunt
K_{ma} = Commutateur de transfert
A : Ampèremètre
A_{bix} : Relais de Courant rotor
A_{bi} : Amplificateur bistable de Courant rotor.
I : Relais
A_{bi} : Amplificateur bistable
A_u = Contacteur "Automatique"
EX = Contacteur d'excitation
D = " " de désexcitation
Fu = Fusible
R_H = Rheostat de réglage manuel
MP = Servo-moteur du Potentiomètre R_{P1}
Mu = Mutron
R_x : Pont redresseur.

II.2.4-Circuits correcteurs:

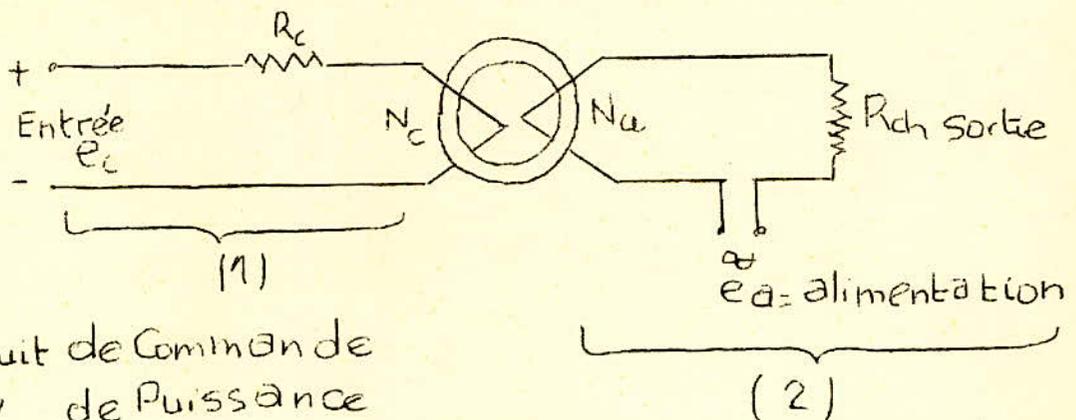
Le système C3-R3 à l'entrée du premier étage appelé "réseau passif" représente le premier réseau de stabilisation. Il introduit une avance de phase dans la chaîne de régulation. Le circuit reliant les bornes de l'excitatrice principale G à un enroulement du mutrân du premier étage à travers les résistances R3A; R15; et la capacité C3 représente le deuxième réseau de stabilisation.

II.3- Transducteur parallèle à auto-saturation.

La regulation de tension de la centrale thermique d'Alger-Port utilise des tra ducteurs parallèles à auto-saturation placés en cascade.

II.3.I-Définition

Un transducteur magnétique est un appareil statique qui sert à faire varier la puissance à sa sortie fournie par une source alternative de puissance, en fonction de sa tension continue d'entrée. Un tel résultat est obtenu en faisant passer le circuit magnétique du transducteur d'un état de non saturation à un état de saturation pendant une fraction variable de chaque alternance de la tension d'alimentation.



- Fig II.2 Transducteur magnétique.

L'amplitude du courant qui traverse le circuit relié à l'alimentation alternative est déterminée par la tension appliquée et l'impédance du circuit.

L'impédance du circuit est :

- élevée quand le noyau n'est pas saturé
- faible lorsque le noyau est saturé.

II.3.2-Montage

(Transducteur parallèle à auto-saturation).

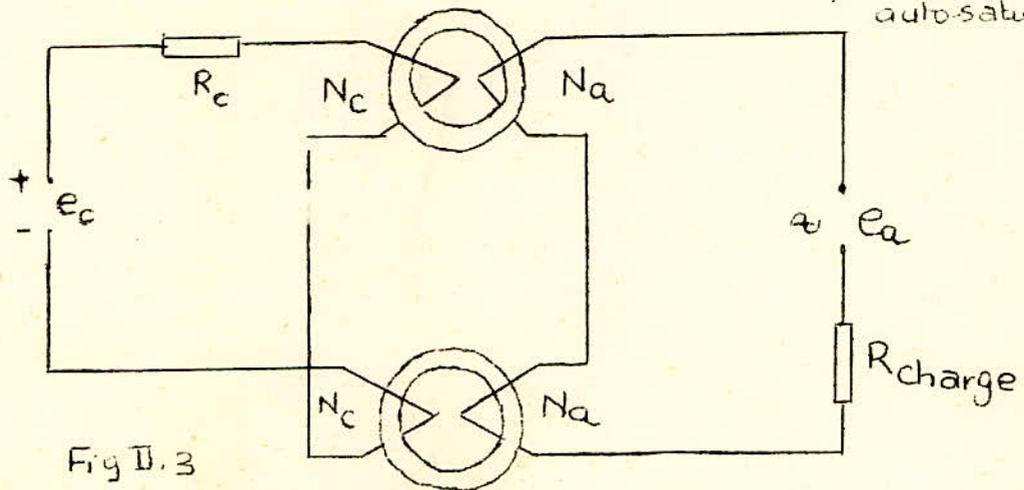


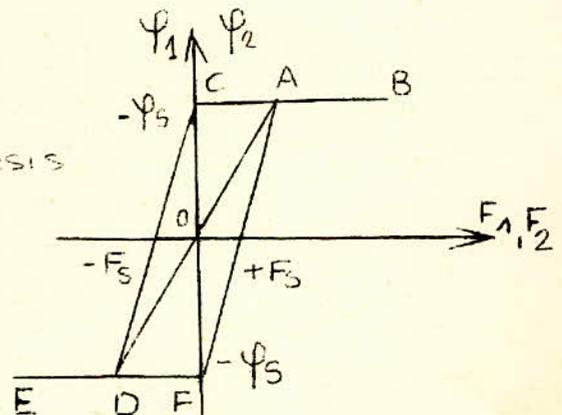
Fig II.3

II.3.3-Analyse du fonctionnement.

Pour simplifier l'analyse des transducteurs magnétiques, on admettra les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les cycles d'hystérésis pour les deux noyaux sont représentés ainsi :

Fig II.4 Cycle d'hystérésis des noyaux.



-La valeur arithmétique moyenne de la tension (e_a pour le montage parallèle, $\frac{e_a}{2}$ pour le montage série) appliquée aux bornes d'un enroulement de travail d'un noyau, l'enroulement de contrôle étant ouvert, a une grandeur telle qu'elle peut engendrer une variation de flux $\pm 2 \phi_s$ pendant une alternance.

-La chute de tension dans la résistance de charge R_{ch} est négligeable devant e_a tant que i_a est inférieur en valeur absolue à i_{as} (courant de saturation).

-Pour une alternance positive de e_a et pendant l'intervalle de temps où le noyau (1) est saturé, on admet que le redresseur R_{E1} conduit, alors que R_{E2} est bloqué. On fait la même hypothèse pour R_{E1} lors des alternances négatives de e_a .

II.3.3.4 - Alimentation du circuit de travail, circuit de commande ouvert. (voir Fig II.5)

Pour K_1, K_2 ouverts, les flux dans les noyaux (1) et (2) sont nuls, l'état des deux circuits se trouvent au point O de la Fig II.4. On choisit comme temps $t=0$, l'instant où l'on ferme l'interrupteur K_1 et correspondant au début d'une alternance positive de e_a . Compte tenu des hypothèses citées précédemment:

-Le redresseur $RE1$ conduit, le redresseur $RE2$ reste bloqué.

- i_a étant inférieur à i_{as} , toute la tension e_a se trouve appliquée aux bornes de l'enroulement de travail du noyau (1). Au bout d'un temps $T/4$, le flux ϕ_1 atteint la valeur ϕ_s . Le noyau (1) est alors saturé, le courant $i_a = i_{as}$ n'est plus limité que par R_{ch} ; il est égal entre $T/4$ et $T/2$ à e_a / R_{ch} .

A $t = T/2$, l'état du (1) se trouve en C sur le cycle d'hystérésis, celui du noyau (2) en O.

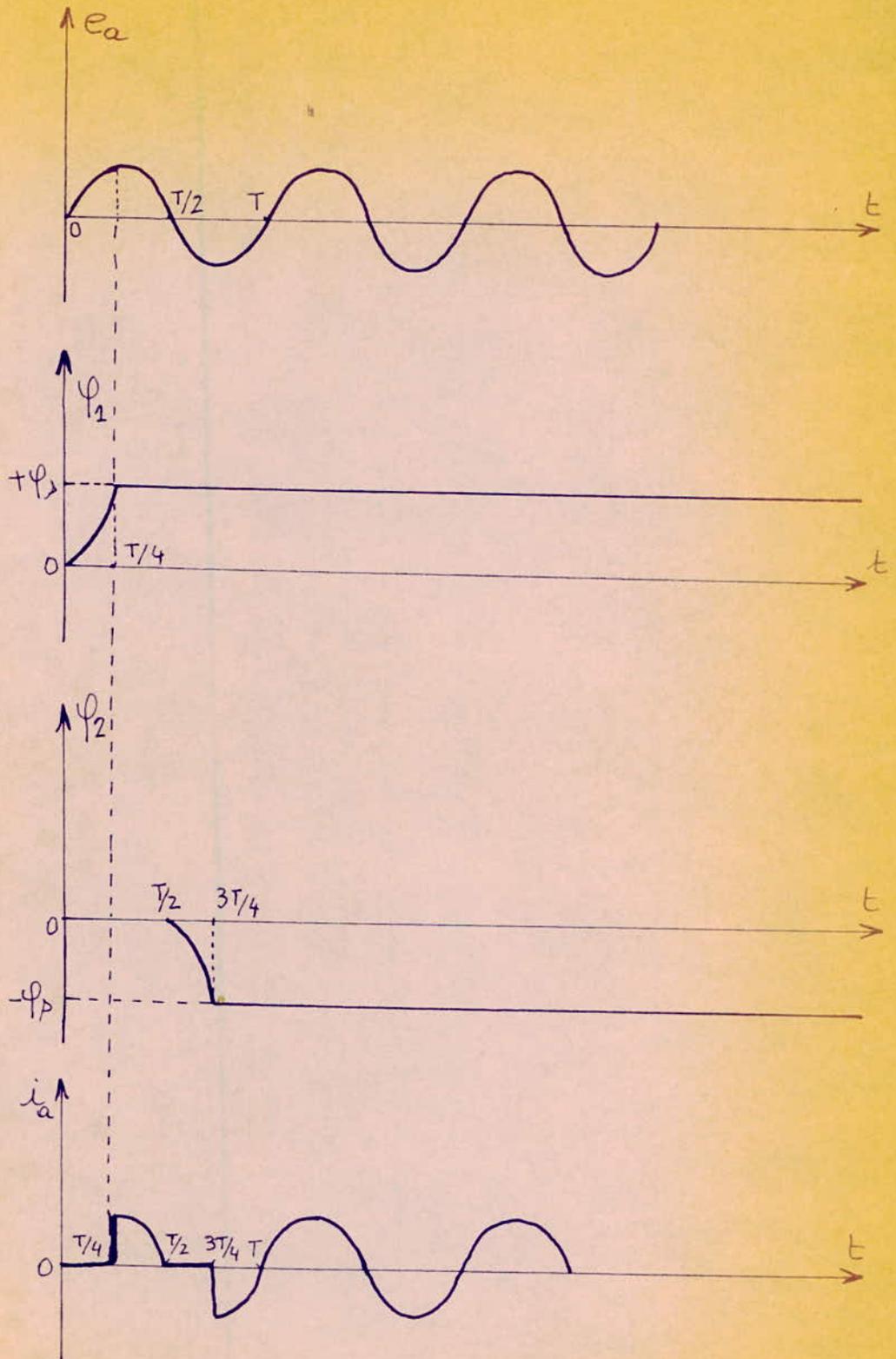
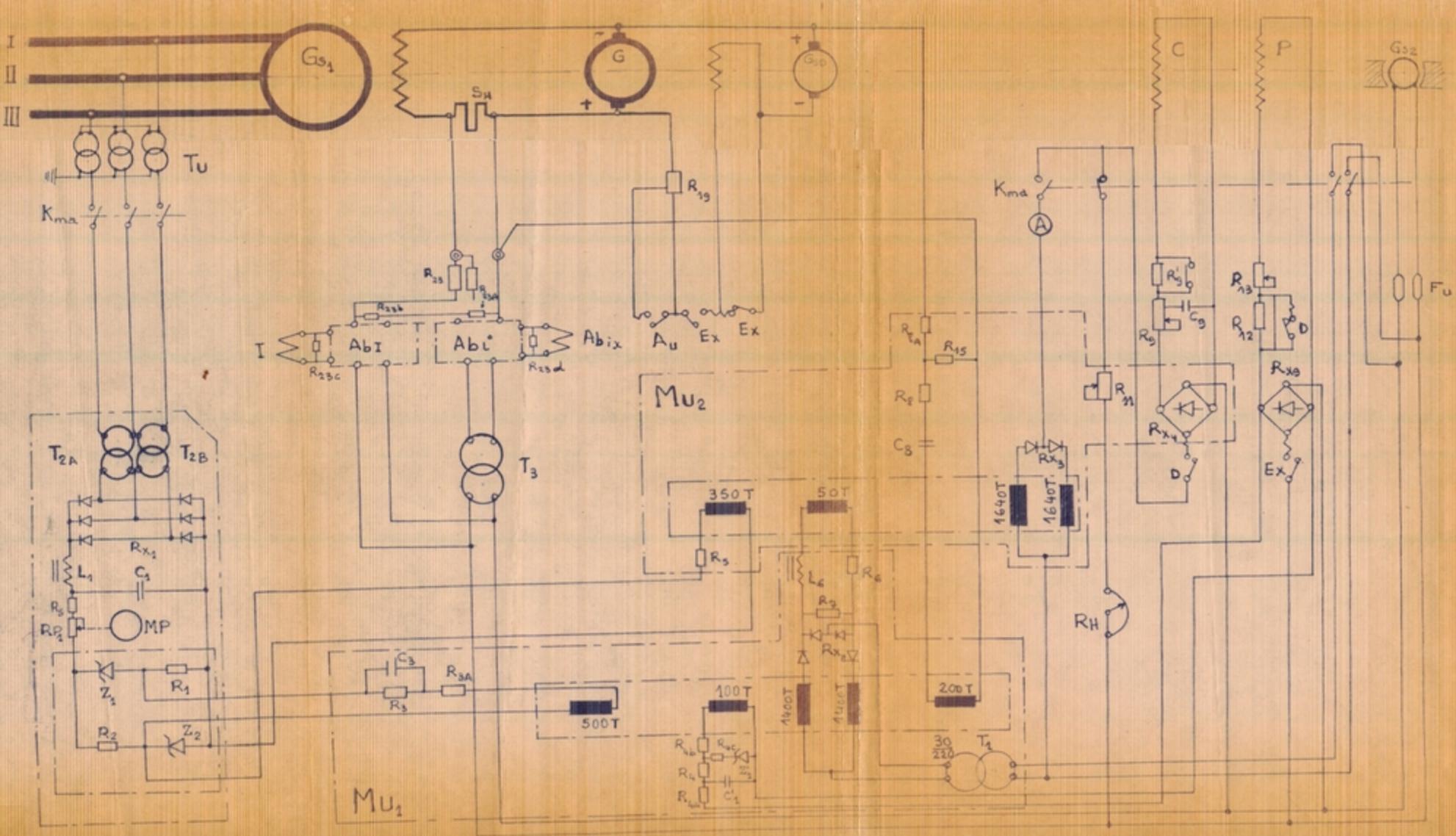


Fig II.5 Régime d'un Transducteur parallèle à auto-saturation en l'absence de tension de Commande.



Pendant l'alternance négative, entre le temps $T/2$ et T , le flux Ψ_1 ne varie pas (RE_1 bloqué); le redresseur RE_2 laisse passer un courant négatif. Le flux Ψ_2 dans le noyau (2) atteint la valeur $-\Psi_s$ au temps $3T/4$;

Au temps T , l'état du noyau (1) se trouve toujours en C, celui du noyau (2) en F.

Pendant les alternances positives suivantes, le point représentatif du noyau (1) se déplacera sur la branche CAB du cycle d'hystérésis, celui du noyau (2) restant en F et pendant les alternances négatives, le point représentatif du noyau (2) décrira la branche EDF, celui du noyau (1) restant en C. Ainsi les noyaux magnétiques demeurent constamment saturés; le régime permanent est alors atteint au bout de la première période.

II.3.3.2-Circuit de commande fermé, tension de commande e_c nulle

Si l'on ferme l'interrupteur K_2 , une fois le régime permanent établi, la tension de commande étant nulle, les flux Ψ_1 et Ψ_2 constants, donc les f.e.m induites dans le circuit de commande sont nulles, le fonctionnement décrit précédemment n'est pas modifié.

II.3.3.3-Circuits de travail et de commande fermés,

tension de commande non nulle.

On part du régime permanent décrit précédemment.

a- Tension de commande e_c positive.

Le courant i_c qui circule dans l'enroulement de commande est positif. Il produit dans les deux noyaux une force magnétomotrice de même sens que celle donnée par les courants i_{a1} (positif) et i_{a2} (négatif). Le régime de fonctionnement

demeure toujours le même que précédemment.

b-Tension de commande e_c négative:

On applique la tension e_c juste au début d'une alternance positive de e_a , instant que l'on prendra comme temps initial. Le courant de commande i_c cette fois-ci négatif, crée des ampères-tours qui s'opposent aux ampères-tours produits par les courants de travail. Pendant la première alternance positive de e_a , le courant de commande i_c ne s'établit pas instantanément. Le flux Ψ_1 dans le noyau (1) conservera la valeur Ψ_3 . Le flux va croître, le courant i_{a2} est nul compte tenu des hypothèses précédentes.

Au début de l'alternance négative suivante, les ampères-tours créés par le courant de travail dans le noyau (2) s'opposent à ceux engendrés par l'enroulement de commande. Vu l'importance relative de ces ampères-tours, le flux Ψ_2 décroît.

Au temps $T/2 + \epsilon_2$, Ψ_2 atteint la valeur $-\Psi_3$, le courant i_{a2} prend brusquement la valeur $i_{a2} = e_a / R_a$. En négligeant la chute de tension dans la résistance R_c , on peut écrire:

$$e_a = N_a \frac{d\Psi_1}{dt}$$

$$\text{on sait que : } e_a - N_c \frac{d\Psi_1}{dt} + N_c \frac{d\Psi_2}{dt} - R_c i_c = 0$$

$$N_c \frac{d\Psi_1}{dt} = e_c - R_c i_c + N_c \frac{d\Psi_2}{dt}$$

$$= e_c - R_c i_c + \frac{N_c}{N_a} e_a$$

On néglige $e_c - R_c i_c$ devant $\frac{N_c}{N_a} e_a$, on a alors

$$N_c \frac{d\psi_1}{dt} = \frac{N_c}{N_a} e_a = \frac{N_c}{N_a} N_a \frac{d\psi_2}{dt} \quad \text{d'où:}$$

$$\frac{d\psi_1}{dt} = \frac{d\psi_2}{dt}$$

Les vitesses de variation de ψ_1 et ψ_2 sont voisines durant cet intervalle de non-saturation des deux noyaux, au début de la seconde alternance.

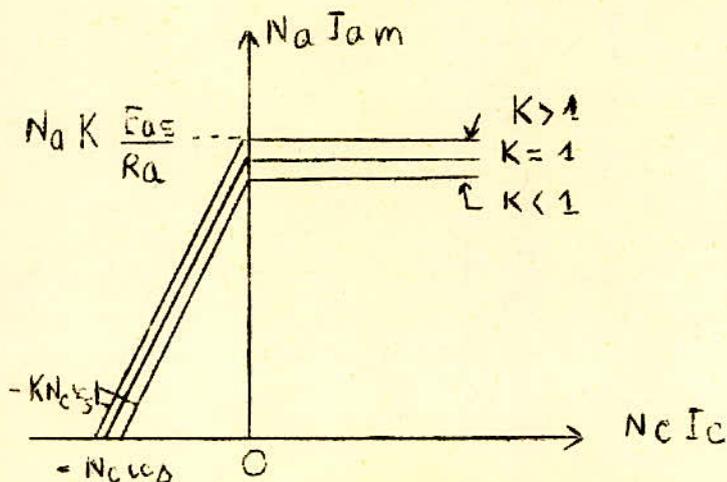
Le flux ψ_1 diminue entre $T/2$ et T . Le fonctionnement est comparable à celui observé au cours de la première alternance.

Au cours de cette alternance, la variation de ψ_1 est plus grande que celle de ψ_2 , si bien que au cours de la troisième alternance l'intervalle de temps, nécessaire pour amener le noyau (I) à la saturation, est plus grand que θ_2 . Le régime permanent sera établi lorsque le temps θ_{n+1} sera égal au temps θ_n .

Pour le régime permanent, on peut montrer que, plus la valeur absolue du courant i_c sera élevée, plus le courant moyen arithmétique dans la charge sera faible.

II.3.4- Valeurs caractéristiques

Caractéristiques théoriques: $N_a I_a = f(N_c I_c)$



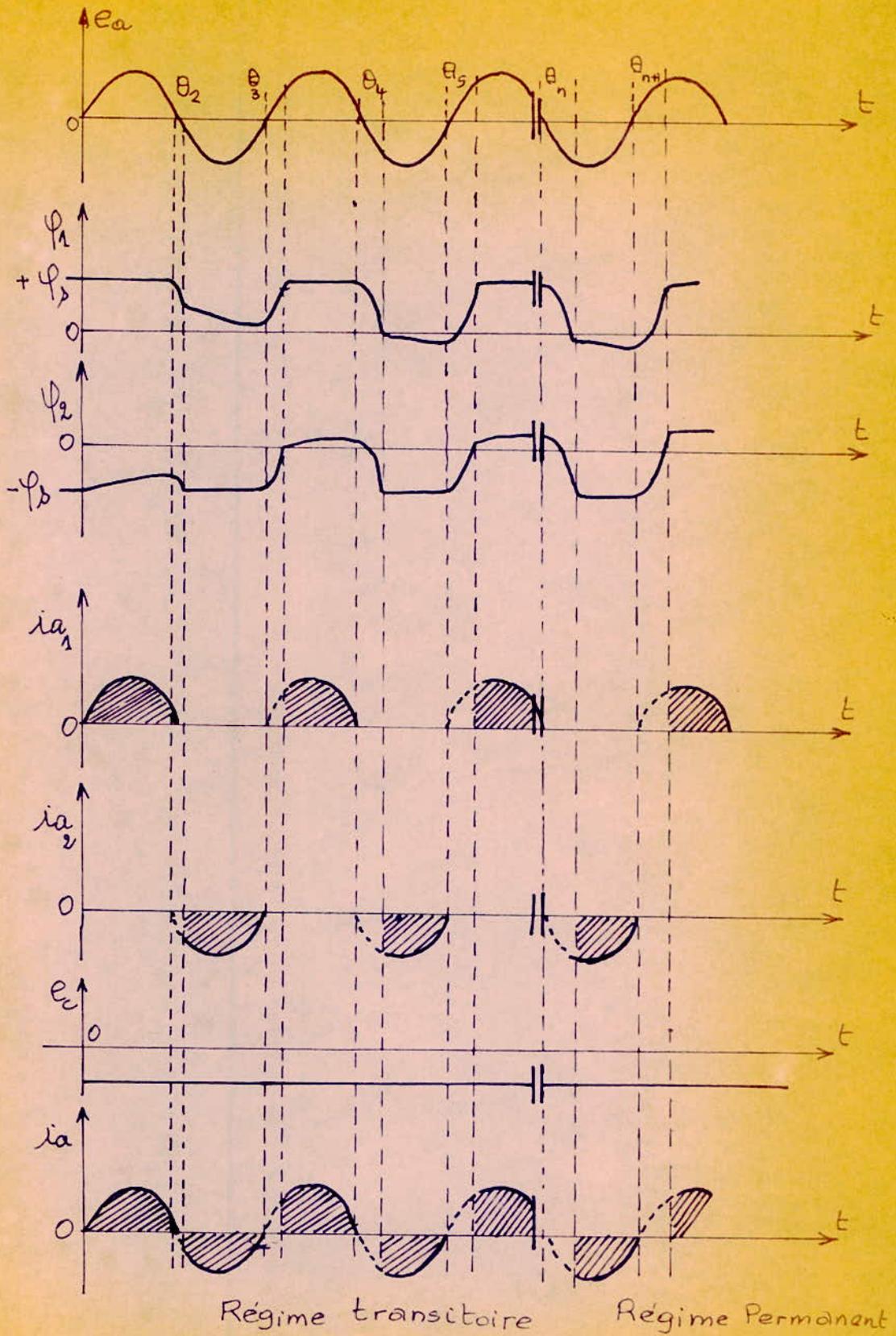


Fig II.6 Régime d'un Transducteur parallèle à auto-saturation avec tension de Commande négative.

Remarque: Le point de fonctionnement d'un circuit magnétique peut être déplacé à l'aide d'une tension de polarisation. La tension de polarisation peut être appliquée à un enroulement séparé, bobiné sur le noyau magnétique.

II.3.4. - Gain en puissance:

Il est défini par la relation:

$$G_p = \frac{R_a k_f^2 \Delta I_{am}}{R_c \Delta I_c^2}$$

$k_f = \frac{I_a \text{ efficace}}{I_{am}}$; facteur de forme du courant i_a .

I_{am} : courant arithmétique moyen.

II.3.4.2- Gain en tension.

$$G_v = \frac{\Delta E_{ga}}{\Delta e_c} = \frac{N_a N_c}{R_a i_{cs}} = \frac{4 \cdot f \cdot N_a \cdot N_c \cdot \psi_s}{R_a F_s}$$

II.3.4.3- Gain en ampères-tours:

$$G_{AT} = \frac{N_a \Delta I_{am}}{N_c \Delta I_c} = \frac{N_a N_c}{N_c i_{cs}} = \frac{4 f N_a \psi_s}{R_a F_s}$$

II.3.4.4- Regime dynamique des transducteurs

La constante de temps est donnée par:

$$\tau = \frac{1}{4f} \cdot G_v \cdot \frac{2 N_c}{N_a}$$

ou autrement: $= \frac{L_c}{R_c}$; $L_c = \frac{2 N_c \psi_s}{i_c}$

avec L_c : inductance propre de l'enroulement de commande

La fonction de transfert entre tension de commande et courant arithmétique moyen dans la charge s'exprime le plus souvent par

une fonction du 1° ordre ou du 2° ordre suivant la nature de la charge.

II.3.4.5- Facteur de mérite.

$$\rho = \frac{Gp}{\epsilon} = 8f^2 \frac{N_a \cdot k_p^2}{R_a} \cdot \frac{Y_s}{F_s}$$

II.4- CARACTERISTIQUES

II.4.1- de l'alternateur principal (voir Fig II.8)

Puissance maximum	60 MW
Puissance apparente	75 MVA
Fréquence	50 HZ
Vitesse	3000 tr/mn
Tension nominale entre phases	10,3 Kv
Facteur de puissance	0,8
Intensité	4204 A
Couplage	Etoile

II.4.2- du survolteur-dévolteur (voir Fig II.9)

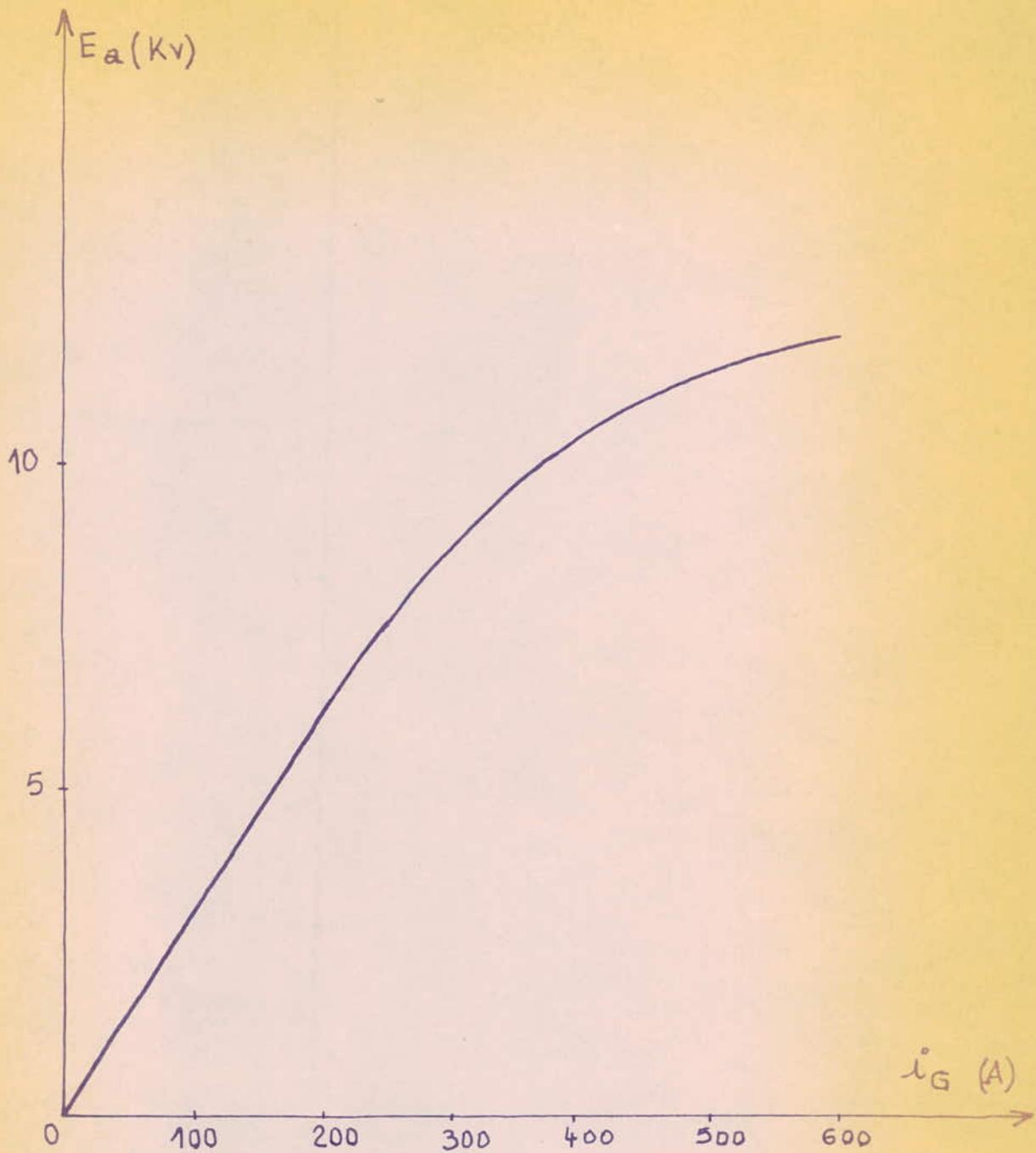
Puissance maximum	15 Kw
Vitesse de rotation	3000 tr/mn

II.4.3- de l'excitatrice principale (voir Fig II.10)

Tension nominale	280 V
Puissance normale	316 Kw
Vitesse de rotation	1000 tr/mn

II.4.4- alternateur auxiliaire.

Puissance maximum	1 KVA
Vitesse de rotation	1000 tr/mn
Tension nominale	220 V



- Fig. II.8 Caractéristique à vide à 3000^{tr}/mn de l'alternateur principal.

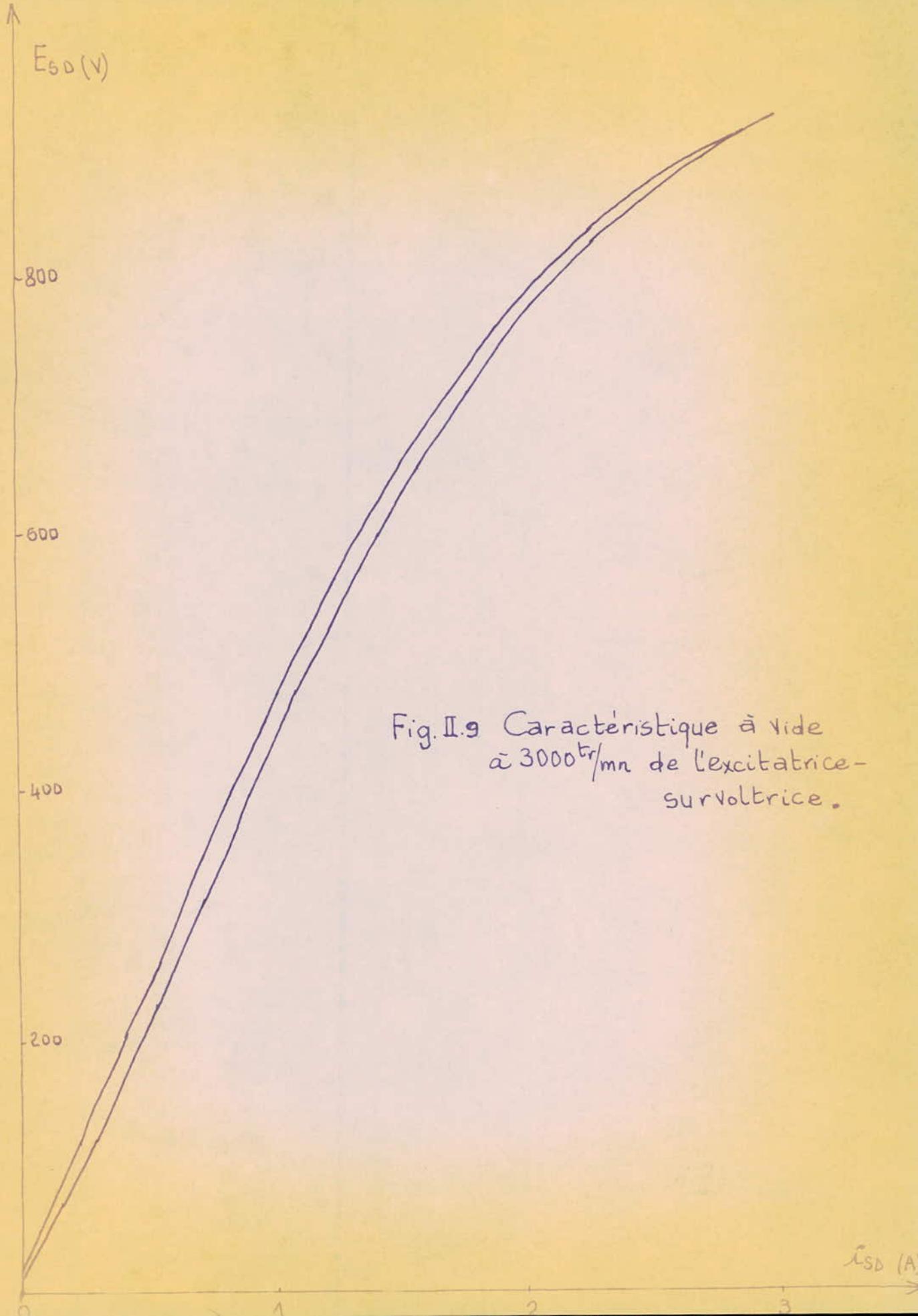
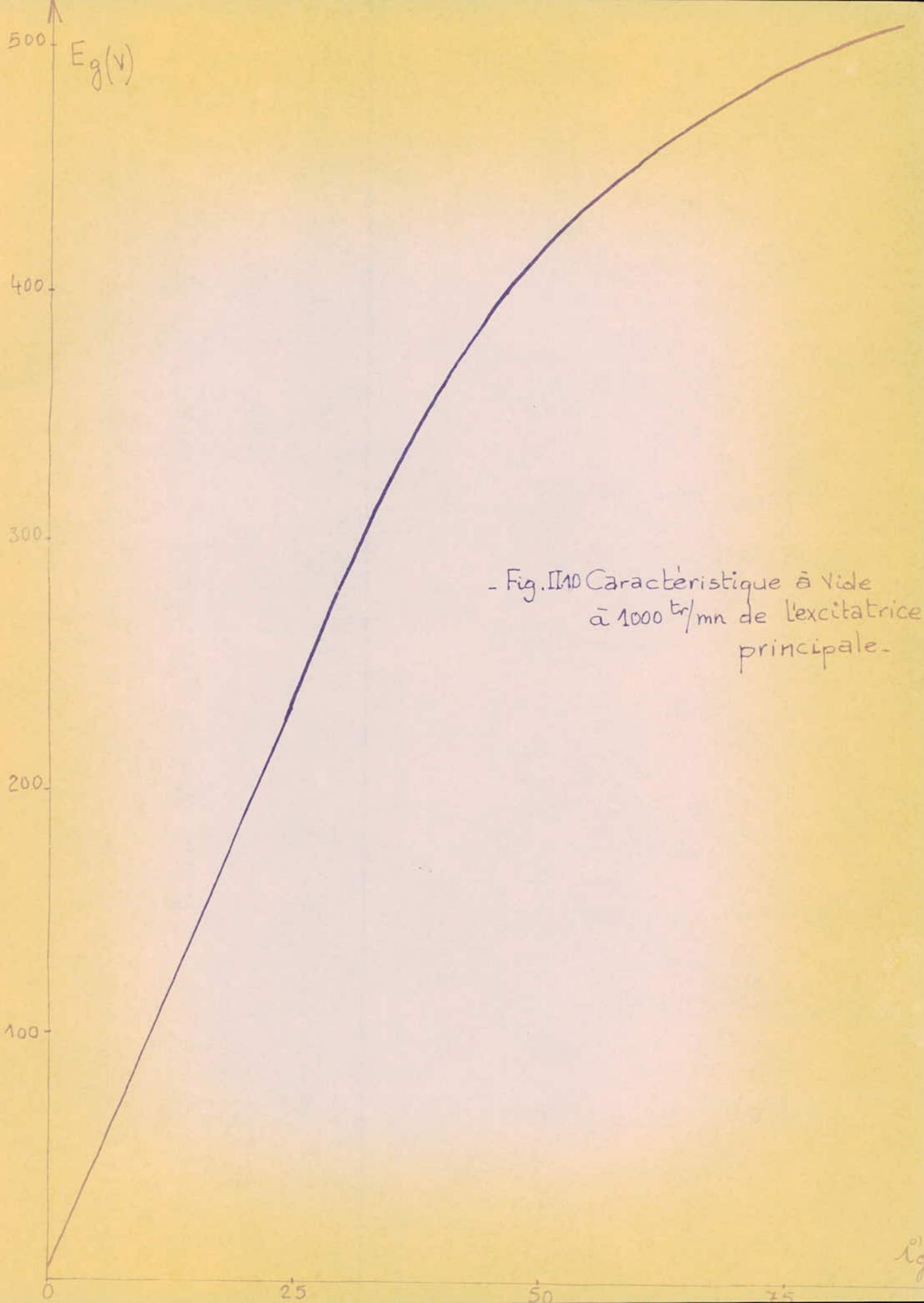


Fig. II.9 Caractéristique à vide
à 3000^{tr}/mn de l'excitatrice-
survoltrice.



- Fig. II10 Caractéristique à vide
à 1000 tr/mn de l'excitatrice
principale.

Fig II.11 Caractéristique $I_{ch} = f(A.T_c)$ du Mutron MU_1 avec différentes résistances de charge.

Tension d'alimentation continue = 30V
 Nombre de tours de l'enroulement de commande = 100

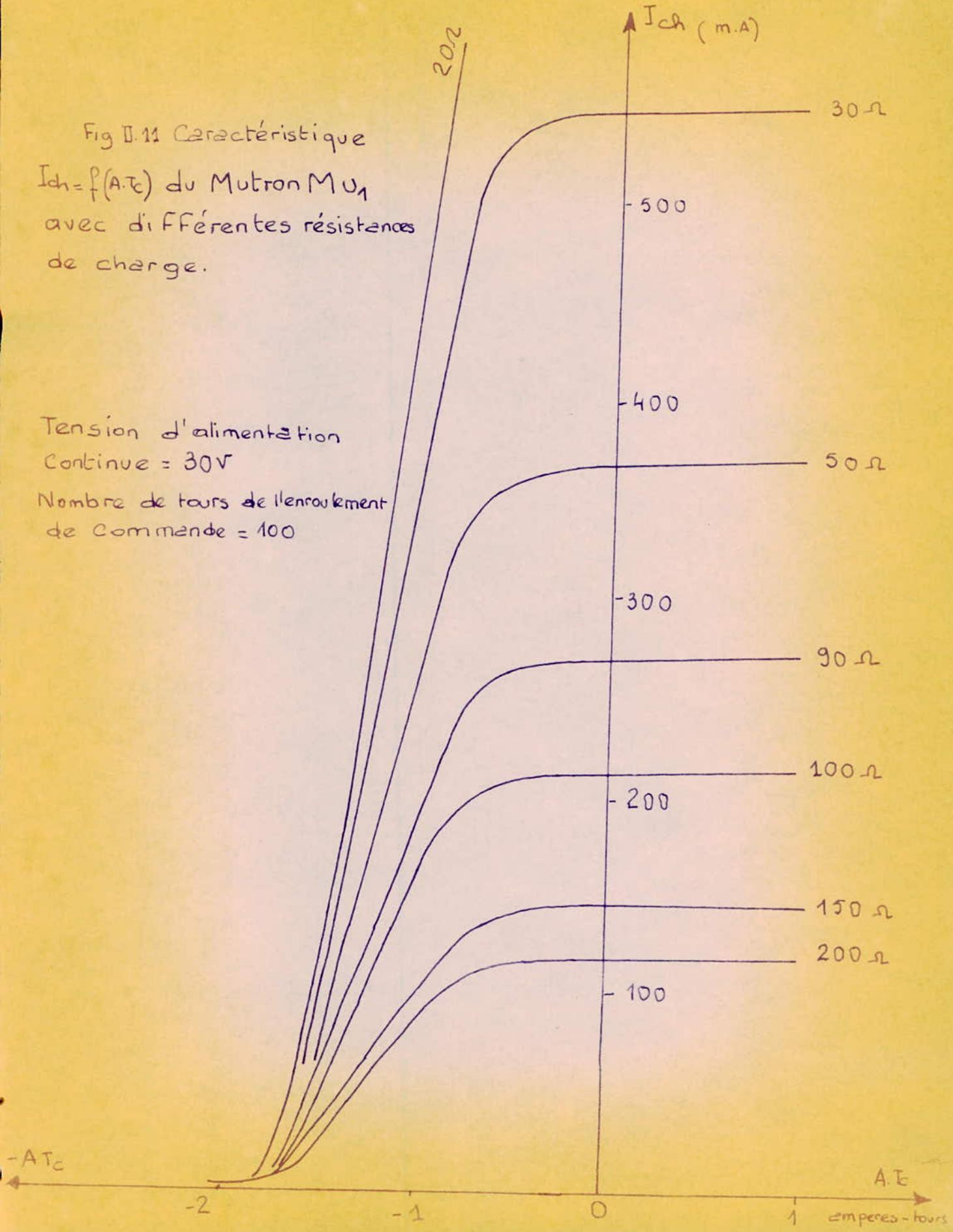
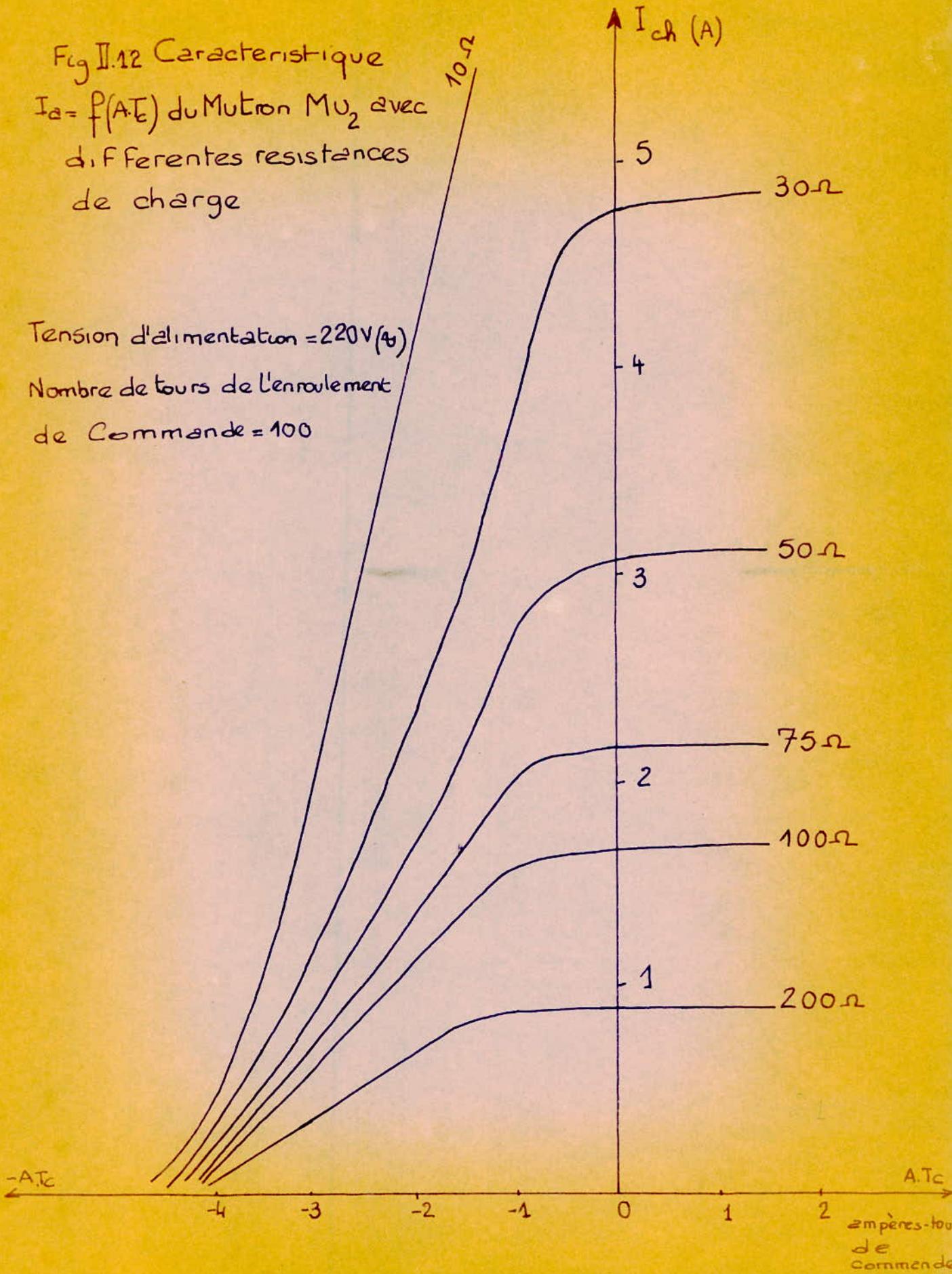


Fig II.12 Caractéristique
 $I_a = f(A.T_c)$ du Mutron MU_2 avec
 différentes résistances
 de charge

Tension d'alimentation = 220V (4)
 Nombre de tours de l'enroulement
 de commande = 100



II.4.5- du neutron Mu_1

Facteur de mérite $\frac{\Delta G_p}{\tau} = 60000$

- Courbes caractéristiques (voir Fig II.II)

II.4.6- du neutron Mu_2

- Facteur de mérite $\frac{\Delta G_p}{\tau} = 75000$

- Courbes caractéristiques (voir Fig II.I2)

II.5- Evaluation des performances du système de régulation.

II.5. - Diagrammes fonctionnels

Voir Fig: II.I3, II.I4 (a, b, c)

II.5.2- Fonctions de transfert, diagrammes de Bode.

II.5.2. - Calcul de la F.T. $A(p)$ du filtre de Mu_1 .

$$\mathcal{E} = (R_3 // C_3 + R_{3A} + R_{Mc}) i_{cA}$$

$$\frac{I_{cA}(p)}{\mathcal{E}(p)} = A(p) = \frac{1}{(R_3 + R_{3A} + R_{Mc})} \frac{1 + R_3 C_3 p}{1 + \frac{R_3 C_3 (R_{3A} + R_{Mc}) p}{R_3 + R_{3A} + R_{Mc}}}$$

$$R_3 = 66 \cdot 10^3 \Omega \quad ; \quad R_{Mc} = 68,3 \Omega$$

$$R_{3A} = 94 \cdot 10^3 \Omega \quad ; \quad C_3 = 8,25 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

$$A(p) = 0,62 \cdot 10^{-5} \frac{1 + 0,54 p}{1 + 0,32 p}$$

II.5.2.2- Calcul de la F.T. $F(p)$ de l'ensemble d'excitation.

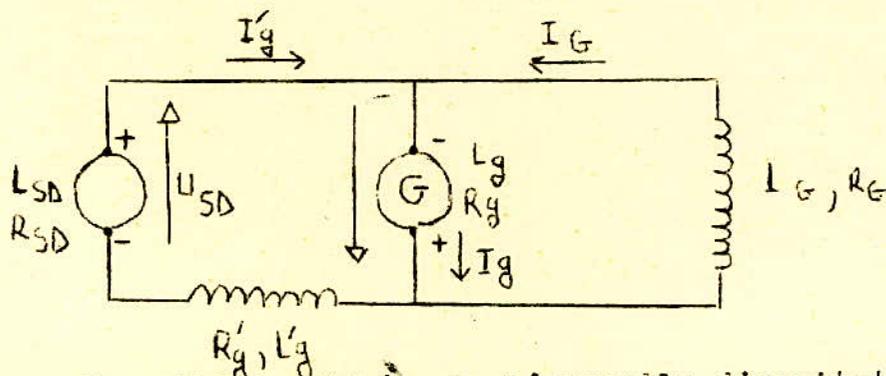


Fig II.I5 Schéma de l'ensemble d'excitation

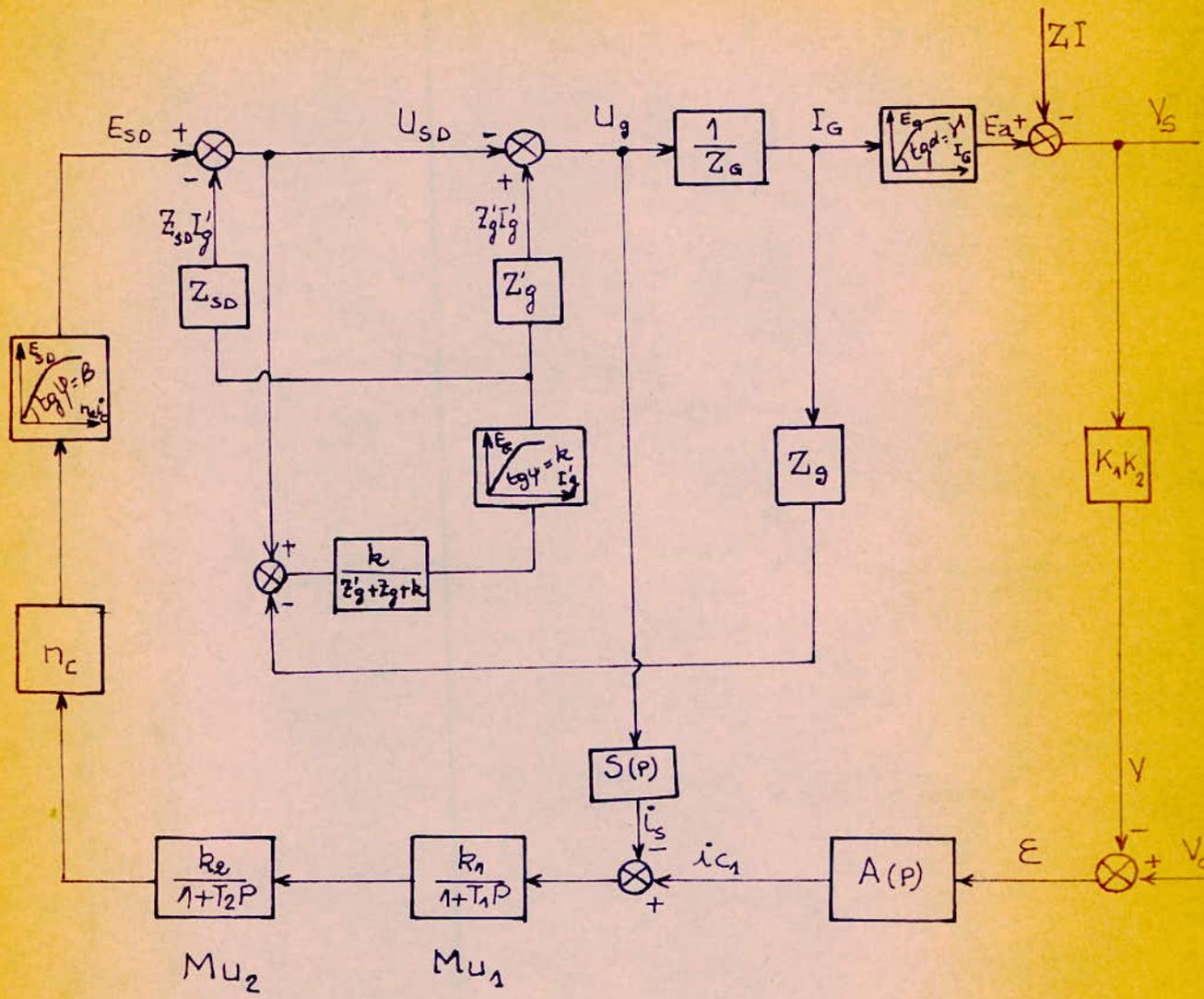


Fig II.13 Diagramme fonctionnel détaillé.

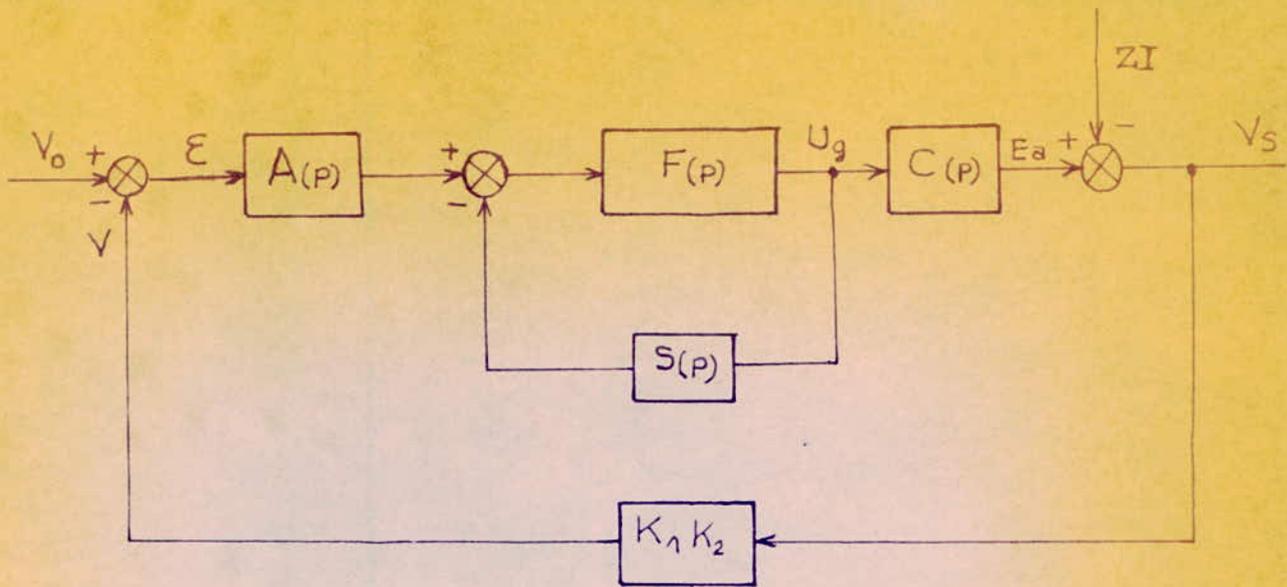


Fig. II.14 a

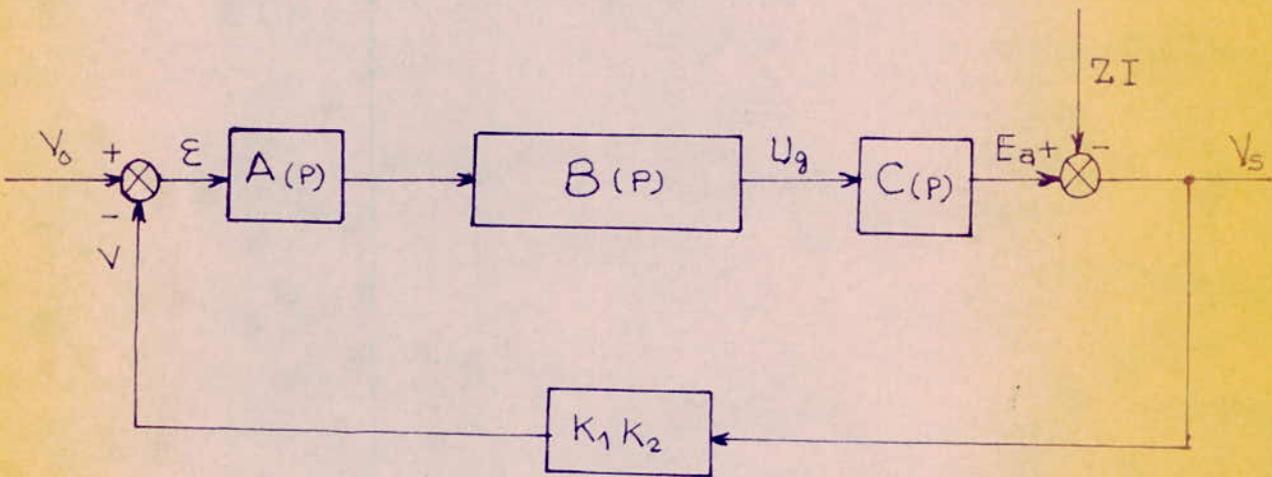


Fig. II.14 b

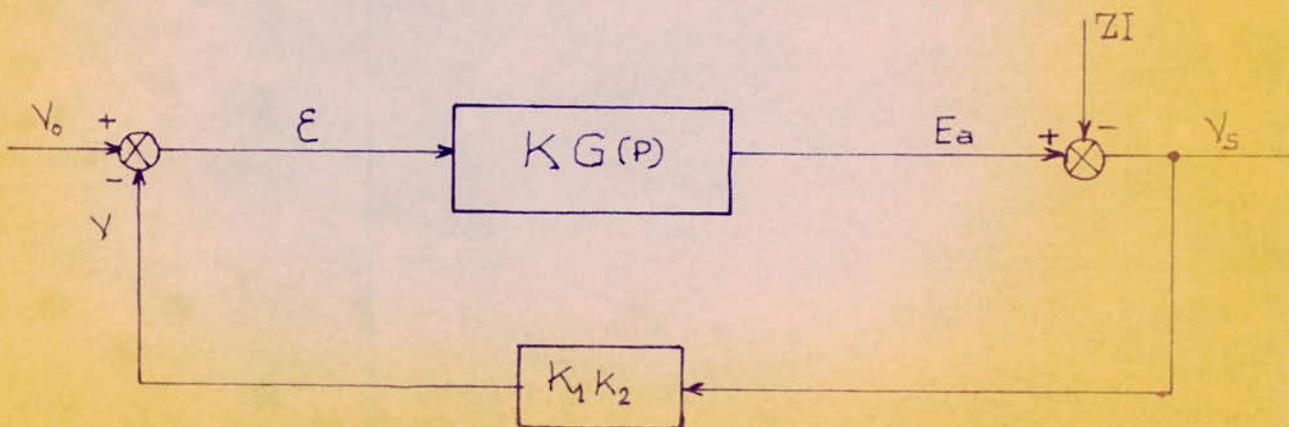


Fig. II.14 Diagramme fonctionnel sous forme simplifiée.

D'après le schéma de la Fig II.5, on peut établir les équations suivantes:

$$E_G = I_G(R_G + p L_G) + I'_G(R'_G + p L'_G) \quad (1)$$

$$E_{SD} + E_G = I''_G(R''_G + p L''_G) + I'_G(R'_G + p L'_G) \quad (2)$$

$$E_G = k I'_G \quad (3)$$

$$I_G = I_G + I'_G \quad (4)$$

$$R''_G = R'_G + R_{SD} \quad ; \quad L''_G = L'_G + L_{SD}$$

Après résolution de ce système d'équations, on aboutit à:

$$D(p) = \frac{E_G}{E_{SD}} = \frac{k [R_G + R'_G + p(L_G + L'_G)]}{[R''_G + R'_G + p(L''_G + L'_G)][R_G + R'_G + p(L_G + L'_G)] - [R'_G + k(R_G + R'_G) + p(L'_G + k(L_G + L'_G))] + k}$$

sachant que : $E_G - Z_G I_G = U_G$

et compte tenu des équations (3) et (4) du système précédent,

on a la relation:

$$\begin{aligned} U_G &= \frac{(R_G + L_G p)(k - R'_G - p L'_G)}{k [R_G + R'_G + p(L_G + L'_G)]} E_G \\ &= \frac{(R_G + p L_G)(k - R'_G - L'_G p)}{k [R_G + R'_G + p(L_G + L'_G)]} D \cdot E_{SD} \end{aligned}$$

d'où:

$$R(p) = \frac{U_G}{E_{SD}} = \frac{R_G(k - R'_G) \left(1 + \frac{L_G}{R_G} p\right) \left(1 - \frac{L'_G}{k - R'_G} p\right)}{[R''_G + R'_G + p(L''_G + L'_G)][R_G + R'_G + p(L_G + L'_G)] - [R'_G + k(R_G + R'_G) + p(L'_G + k(L_G + L'_G))] + k}$$

$$R_G = 0,1726 \Omega \quad ; \quad R_{SD} = 0,365 \Omega \quad ; \quad L_G = 0,00286 \text{ H.}$$

$$R_S = 0,0026 \Omega \quad ; \quad L_{SD} = 0,0547 \text{ H.} \quad ; \quad L'_C = 1,8 \text{ H.}$$

$$R'_S = R + R_{19} = 15,72 \Omega \quad ; \quad k = 9,54$$

R: résistance de l'enroulement inducteur de l'excitatrice G.

$$R(p) = 0,16 \frac{(1+0,165p)(1-68,40 \cdot 10^{-6} p)}{(0,00524p^2 + 0,0442p + 1)}$$

$$R(p) = 0,16 \frac{(1+0,166p)}{(0,00524p^2 + 0,0442p + 1)}$$

$$\text{or: } F(p) = \frac{k_1 k_2 n_c \beta}{(1+T_1 p)(1+T_2 p)} \cdot R(p)$$

$$\text{avec: } T_1 = \frac{\Delta GP_1}{m_1}$$

m_1, m_2 : facteurs de mérite des neutrons

μ_{u_1}, μ_{u_2} .

$$T_2 = \frac{\Delta GP_2}{m_2}$$

$\Delta GP, \Delta GP_2$: gains en puissance de

μ_{u_1} et μ_{u_2} .

$$\Delta GP = 225$$

$$m_1 = 60.000$$

d'après les caractéristiques de

$$\Delta GP_2 = 30.600$$

μ_{u_1} et μ_{u_2} . (§ II.4)

$$m_2 = 73000$$

$$k_1 = 127$$

$$; \quad k_2 = 55,5$$

$$\beta = 1,69$$

$$; \quad n_c = 260$$

$$F(p) = \frac{495340(1+0,166p)}{(1+1,213p)(1+0,004p)(0,00524p^2 + 0,0442p + 1)}$$

$$F(p) = \frac{495340(1+0,166p)}{(1+1,213p)(0,00524p^2 + 0,0442p + 1)}$$

II.5.2.3- Calcul de la F.F. $S(p)$ du réseau de stabilisation Mu_1

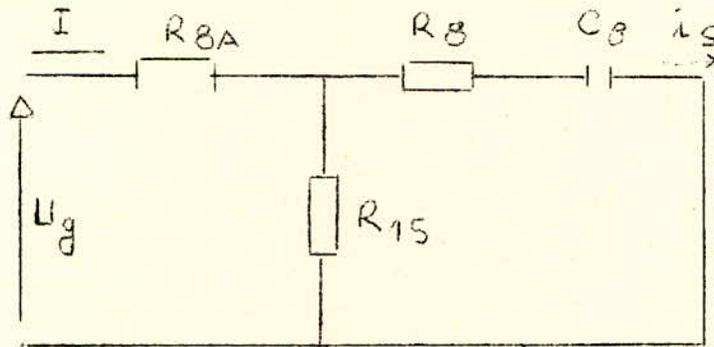


Fig II.16; Circuit de stabilisation de Mu_1

A partir des équations électriques correspondant à la FIG II.16 on trouve que:

$$S(p) = \frac{I_s(p)}{U_g(p)} = \frac{\frac{R_{15}C_8}{R_{8A} + R_{15}} p}{1 + \frac{R_{8A}(R_{15} + R_8)C_8 + R_{15}R_8C_8 p}{R_{8A} + R_{15}}}$$

$$R_{8A} = 7.10^3 \Omega$$

$$R_8 = 4.7.10^3 \Omega$$

$$R_{15} = 820 \Omega$$

$$C_8 = 2.10^{-6} F.$$

$$S(p) = 2.1.10^{-6} \frac{p}{(1 + 0.01p)}$$

II.5.2.4- Etude de la boucle secondaire (ou boucle ouverte)

$$F(p) S(p) = 0.012 \frac{p(1 + 0.166p)}{(1 + 0.01p)(1 + 1.215p)(0.0052p^2 + 0.0442p + 1)}$$

Remarque: (voir Fig II.17)

La fréquence propre du système correspondant à cette boucle secondaire, est $\omega_n = 4 \text{ rad/s}$. La fréquence $\omega = 400 \text{ rad/s}$ est très éloignée de ω_n au voisinage de laquelle sont situées

les fréquences influant sur la stabilité du système. L'influence de $\omega=400\text{rd/s}$ sur la stabilité du système se trouve alors relativement faible par rapport aux basses fréquences; ce qui revient à négliger la constante de temps $T=0,01\text{s}$.
d'où l'on peut écrire:

$$F(p) S(p) = 0,042 \cdot \frac{p(1+0,166p)}{(1+1,215p)(0,0052p^2+0,0442p+1)}$$

II.5.2.5- Calcul de B(p)

$$B(p) = \frac{F(p)}{1+F(p) S(p)}$$

$$B(p) = \frac{495940 (1+0,166p)}{(1+1,225p)(0,0051p^2+0,0475p+1)}$$

II.5.2.6- Calcul de C(p)

$$C(p) = \frac{E_a}{U_g} = \frac{\gamma}{R_g} \cdot \frac{1}{(1+\frac{L_g}{R_g} p)}$$

$$R_g = 0,1726 \Omega$$

$$L_g = 0,0286 \text{ H}$$

$$\gamma = 25,45$$

$$C(p) = \frac{147}{(1+0,166p)}$$

II.5.2.7- Calcul de KG(p)

$$KG(p) = A(p) \cdot B(p) \cdot C(p)$$

$$KG(p) = \frac{452 (1+0,54p)}{(1+0,32p)(1+1,225p)(0,0051p^2+0,0455p+1)}$$

II.5.2.7- Réponse en fréquence du système

(Diagramme de Bode FIG II.18)

$$H(p) = K_1 \cdot K_2 \cdot KG(p)$$

$$H(p) = 9,5 \frac{1+0,54p}{(1+0,32p)(1+1,225p)(0,005p^2+0,0455p+1)}$$

II.5.2.9- Résultats:

- Temps de réponse:

La fréquence de coupure ω_c à 6dB relevée sur le diagramme de Bode (Fig II.10) est égale à 1,9rad/s.

Le temps de réponse du système est donné par la relation:

$$T = \frac{\pi}{\omega_c}$$

$$T \approx 1,65s \quad \text{pour } \omega_c = 1,9\text{rad/s.}$$

-Marge de Gain : $G_M = 9,5\text{dB}$

-Marge de Phase : $\Delta\varphi = 55^\circ$

-Précision :

$$\begin{aligned} \xi &= V_o - V \\ &= V_o - K_1 K_2 (E_a - ZI) \\ &= V_o - K_1 K_2 (KG - ZI) \end{aligned}$$

$$\xi = \frac{V_o}{1+K_1 K_2 KG} + \frac{K_1 K_2 ZI}{1+K_1 K_2 KG}$$

Pour $I=0$:

$$\xi_v(\infty) = \frac{1}{1+K_1 K_2 K} V_o$$

$$V_o = 216V$$

$$K_1 K_2 = 0,021$$

$$\xi_v(\infty) = 19,44V$$

$$K = 452$$

Cet écart rapporté à la sortie de l'alternateur principal

vaut:

$$\xi_{rv}(\infty) = \frac{\xi_v(\infty)}{K_1 K_2} = 925V$$

Pour $V_o=0$:

$$\xi_I(\infty) = \frac{K_1 K_2 R}{1+K_1 K_2 K} I_o$$

Si $I_0 = I_n = 1140A$

$R = 2.105 \Omega$, résistance de l'induit de l'alternateur

principal:

$$E_I(\infty) = 0,047V$$

ce qui est négligeable devant $E_V(\infty)$

d'où : $E(\infty) = E_V(\infty)$

A la sortie de l'alternateur principal, on aura:

$$E_r(\infty) = E_{rv}(\infty) = 925V$$

$$\frac{E_r(\infty)}{V_s} = 8\% \quad \text{pour } V_s = 10500V$$

La précision du système est de: 8%

II.5.2.9-Insuffisances:

Avec les systèmes d'excitation actuels, on peut améliorer largement les résultats obtenus précédemment.

Fig II.15 Diagramme de Bode de la Boucle
secondaire $S(p) \cdot F(p)$

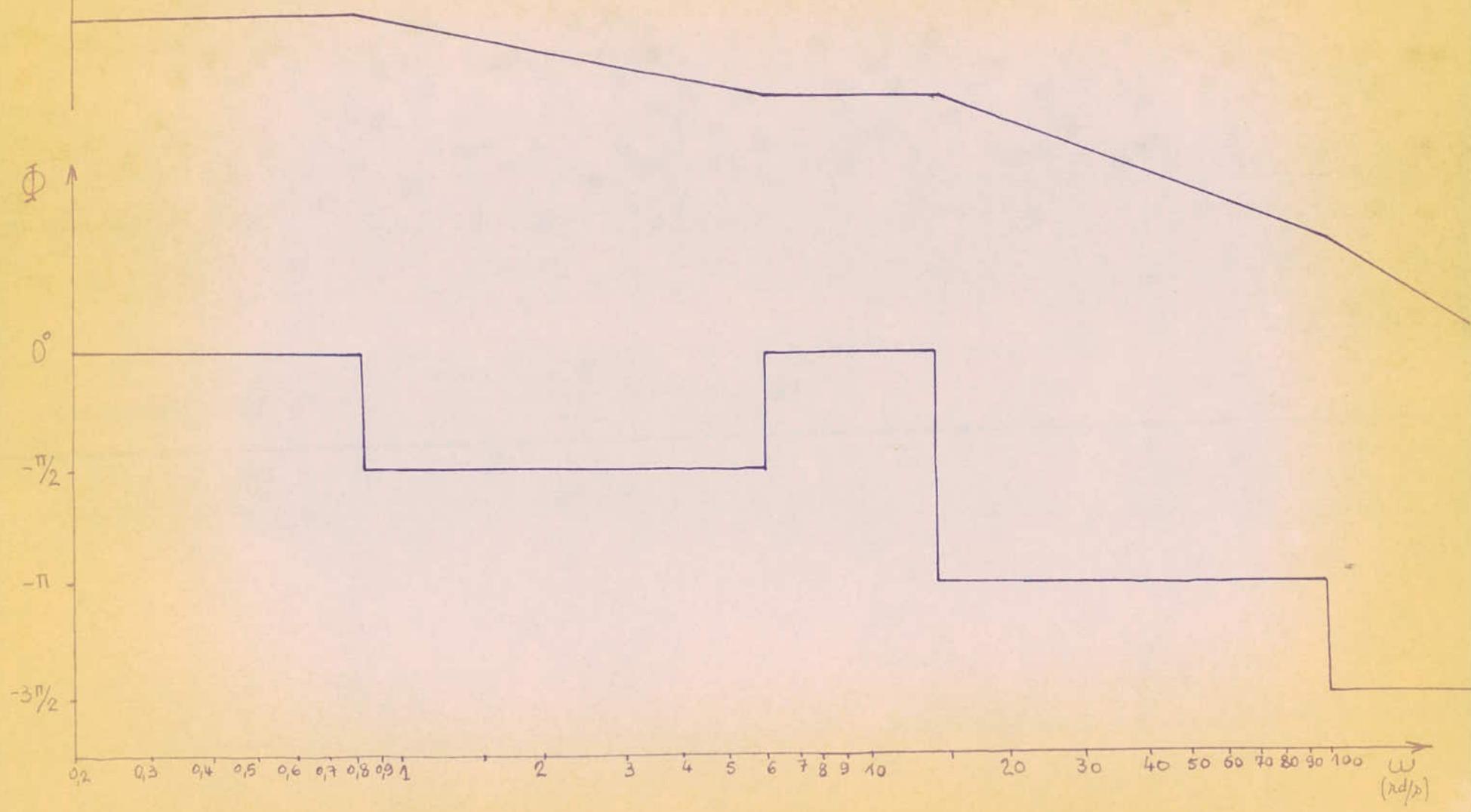
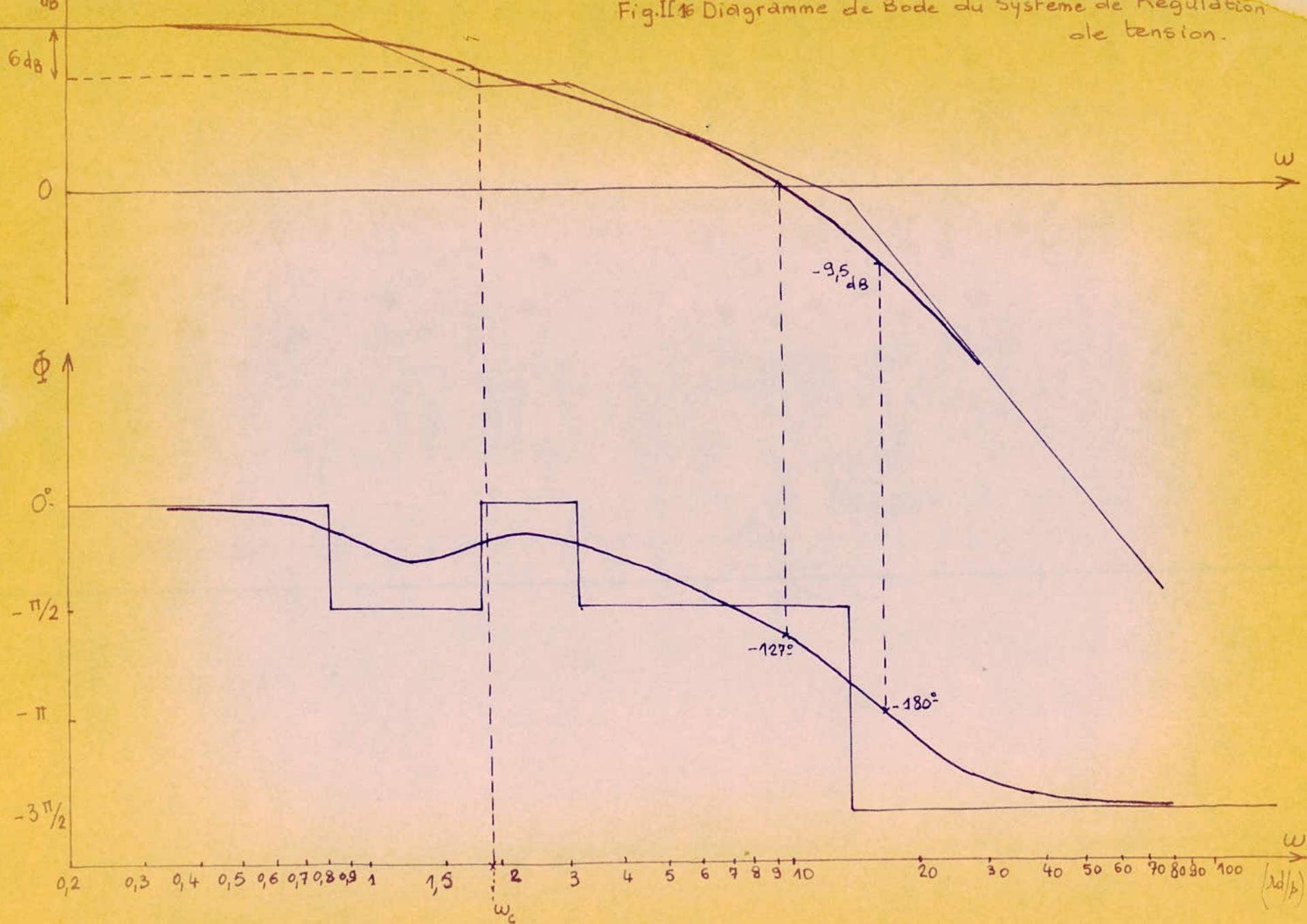


Fig. II.16 Diagramme de Bode du système de régulation de tension.



Chapitre III.

Différents Principes de Régulation de Tension-

Dans les différents régimes de marche, des contraintes sont imposées à l'alternateur, lesquelles doivent être satisfaites par le système d'excitation. Outre sa tâche fondamentale de fournir le courant d'excitation et de maintenir un point de fonctionnement stationnaire, la fonction du système d'excitation est en général d'élargir les limites de stabilité.

La structure de régulation choisie doit, avec les paramètres, satisfaire à toutes les conditions de fonctionnement possibles et la tenue en service doit être satisfaite dans tous les cas. Parmi les objectifs à atteindre suivant les régimes de service que l'on a, on peut citer comme exemples:

-- court temps de stabilisation de régulation et haute qualité de régulation de la tension.

-- stabilité statique satisfaisante, c'est-à-dire amortissement satisfaisant des phénomènes transitoires, maintien de la stabilité dynamique pour une série de perturbations définies à l'avance.

-- rétablissement à sa valeur nominale de la tension aux bornes de l'alternateur après les défauts.

La principale fonction du système d'excitation n'est pas donc le maintien du niveau de tension, mais plutôt le maintien d'un point de fonctionnement donné à l'avance.

Dans l'hypothèse où l'alternateur n'est pas saturé on a:

$$E = V + jXI$$

E: f.e.m à vide.

X: réactance synchrone.

$$E^2 = (V + XI \sin \phi)^2 + (XI \cos \phi)^2$$

Pour un courant d'excitation J donné, donc pour E déterminée, les caractéristiques $V=f(I)$ pour ϕ donné constituent une famille d'ellipse.

$$\frac{V^2}{E^2} + \frac{X^2}{E^2} I^2 + \frac{2XI \sin \phi}{E^2} VI = 1$$

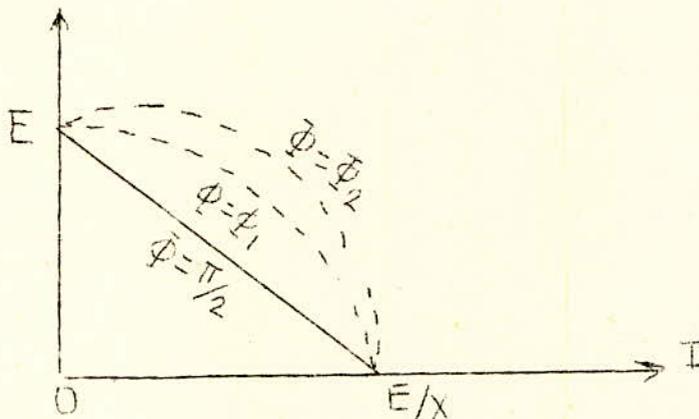


Fig III.1 Caractéristique en charge $V=f(I)$ de l'alternateur.

$$\frac{V^2}{E^2} + \frac{X^2}{E^2} I^2 + \frac{2XI \sin \phi}{E^2} VI = 1$$

$$\frac{V^2}{E^2} = 1 - \frac{X^2}{E^2} I^2 - \frac{2XI \sin \phi}{E^2} VI$$

$$V^2 = E^2 - X^2 I^2 - 2XI \sin \phi VI$$

Pour $V=\text{constante}$: $E^2 - X^2 I^2 - XI = \text{CONSTANTE}$ avec k, X : constantes
Ainsi on ne peut avoir de tension V constante, lorsque la charge varie, qu'en agissant sur l'excitation.

III. - Solution avec Excitatrice à courant continu (FIG III.2)

Le transformateur de tension transmet la tension de sortie de l'alternateur principal au détecteur qui la compare à une tension de référence. L'écart résultant agit sur

le régulateur de tension qui fournit la puissance d'excitation à l'excitatrice; celle-ci commande l'excitation de l'alternateur principal de manière à réduire l'écart. Un alternateur auxiliaire monté en bout d'arbre alimente le régulateur.

Parmi les excitatrices à courant continu on distingue:

-Les excitatrices shunt et série qui se suffisent à elles-mêmes.

-Les excitatrices à excitation séparée nécessitant une source auxiliaire d'excitation.

AVANTAGES:

L'excitation par excitatrice à courant continu constitue la méthode classique. Elle peut s'utiliser pour les groupes turbo-alternateurs jusqu'à une puissance de 100MVA. Si nous faisons abstraction de la question d'entretien dans le cas des groupes thermiques, l'excitatrice demeure une solution donnant des performances acceptables et très commodes d'emploi. L'inversion possible des paramètres tension et courant rotor assure une désexcitation ou surexcitation rapide en cas de défaut.

INCONVENIENTS:

Les excitatrices des turbo-alternateurs peuvent être réalisées à attaque directe jusqu'à une puissance de 125 MW. La réalisation et la tenue en service du collecteur à vitesse périphérique élevée (45m/s) posent toujours des problèmes assez délicats.

Pour pallier à ce problème, on a préféré une autonomie complète, avec excitatrice entraînée par réducteur à engrenages droits.

Les contacts glissants, balais-collecteur, nécessitent une attention et un entretien constant. Les vapeurs d'huile provenant

du réducteur et les poussières de l'air ambiant, qui si elles viennent en contact avec le collecteur, sont la cause de rayures circulaires caractéristiques et de difficultés de commutation. L'usure des balais diminue la résistance de ceux-ci et produit des poussières de charbon. Ainsi un manque de maintenance peut entraîner des incidents tels que: surintensités, difficultés de passage de courant, risque d'usure du collecteur. Pour remédier à ces problèmes, on a été conduit à considérer les systèmes d'excitation à redresseurs.

III.2- Solution avec Alternateur à flux variable et Redresseurs fixes (FIG III.3)

Le dispositif d'excitation avec alternateur à flux variable et redresseurs fixes se compose essentiellement d'un excitateur à courant alternatif, d'un pont de diodes fixes, d'un dispositif de régulation, d'un alternateur pour l'alimentation du régulateur et d'un système de desexcitation rapide (D.E). Une autre possibilité consiste à alimenter le régulateur de tension par la tension de l'alternateur principal, supprimant ainsi l'alternateur auxiliaire tout en réduisant la longueur de la ligne d'arbre (Fig III.4)

Cette disposition rend l'excitation de choc à la sortie du régulateur pratiquement proportionnelle à la tension de l'alternateur. L'amorçage de l'excitation de l'alternateur recourt à la rémanence de l'alternateur lui-même et à celle de l'alternateur d'excitation; si cela ne suffit pas, il faut l'alimenter par une source auxiliaire (batterie).

III.5- Solution avec Alternateur à flux variable et Redresseurs tournants (FIG III.5)

Sur la partie tournante de la machine, on peut distinguer:

- L'enroulement rotorique de l'alternateur principal.
- L'enroulement triphasé de l'alternateur d'excitation.
- L'ensemble redresseur intermédiaire transformant en courant continu le courant émis par l'alternateur d'excitation.

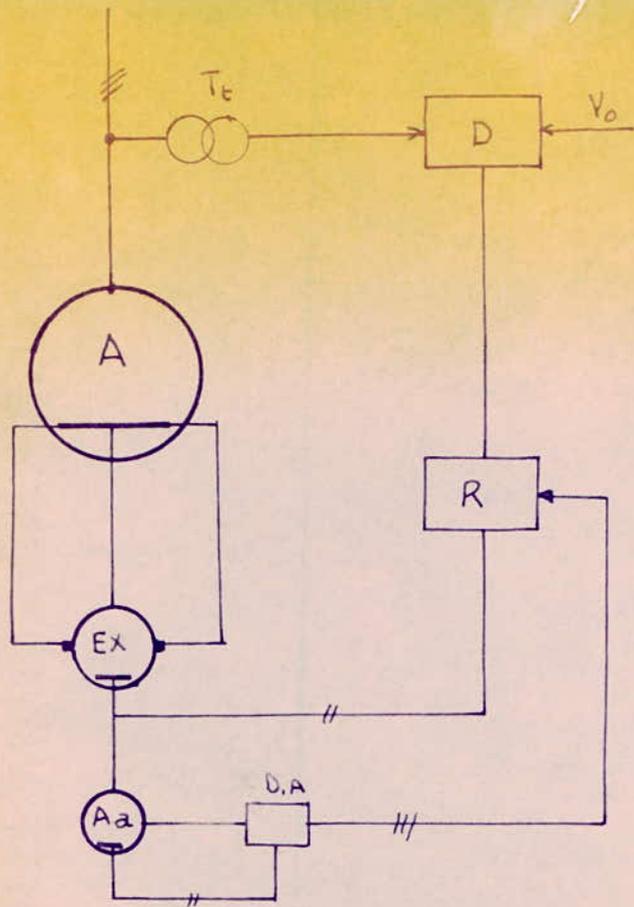
AVANTAGES

Cette solution est appliquée pour l'excitation des turbo-alternateurs de toutes puissances pour lesquelles elle devient d'autant plus intéressante que l'intensité d'excitation est plus élevée.

La fiabilité des diodes au silicium utilisées, avec un facteur de sécurité convenable, est considérable.

INCONVENIENTS

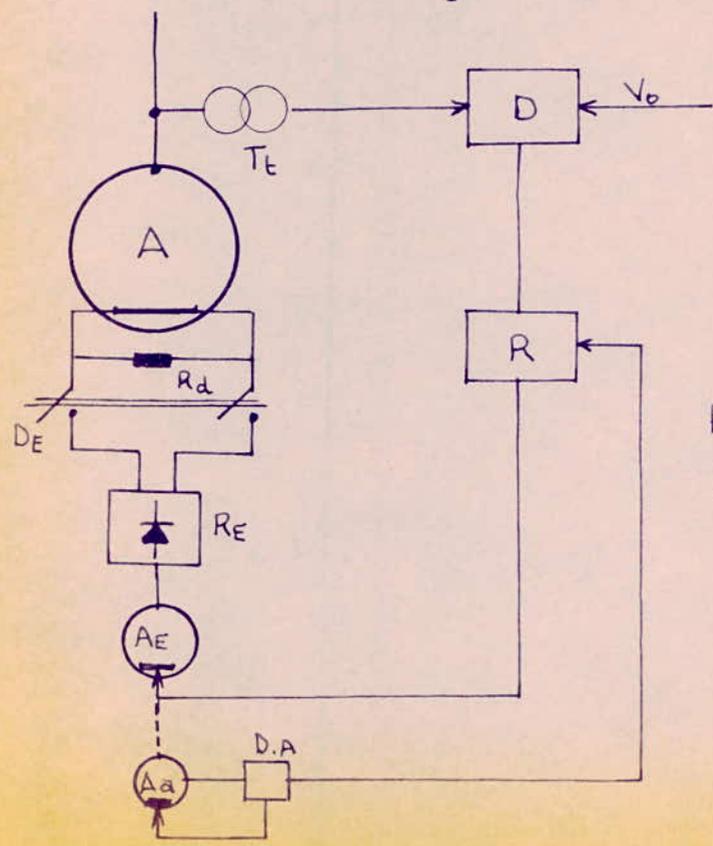
- La mesure directe du courant rotorique est impossible.
- La desexcitation rapide en cas de défauts ne peut être prévue.
- La présence de redresseurs dans le circuit rotorique peut, dans le cas de régimes troublés aux bornes de l'alternateur principal, provoquer des surtensions nuisibles.
- Le temps de réaction de la chaîne globale de la régulation de tension, lors de perturbations sur le réseau, est supérieure à celui qui peut être enregistré sur les systèmes d'excitation statique classique.



A: Alternateur Principal
 Aa: " Auxiliaire
 Ex = Excitatrice
 D.A : Dispositif d'auto-
 excitation

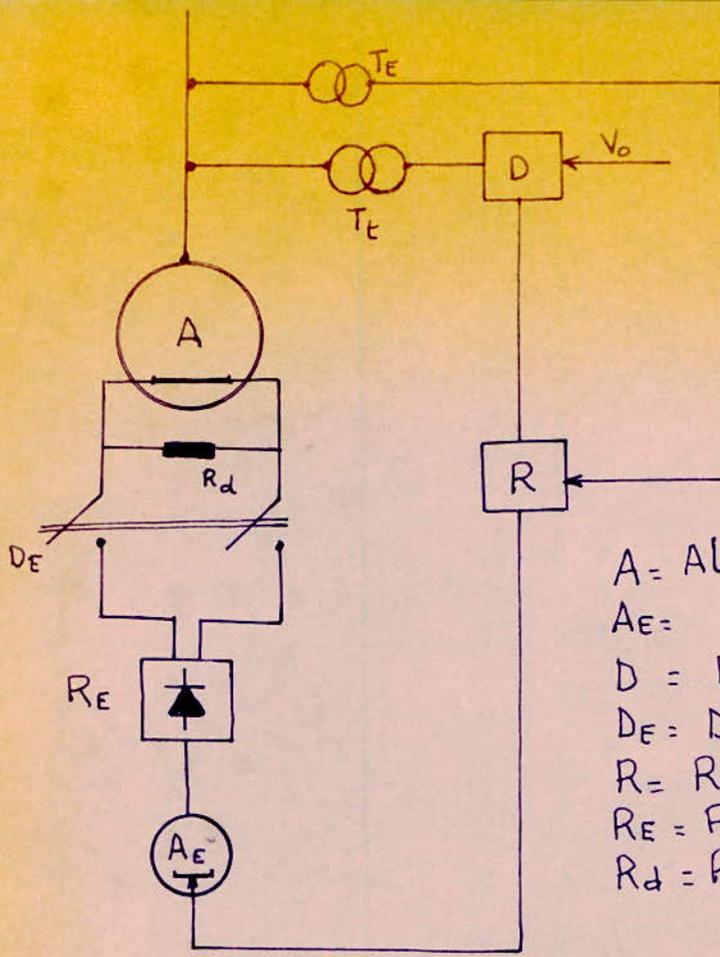
R = Régulateur
 D = Détecteur
 Vo = Tension de référence
 Tt = Transformateur
 de tension.

Fig. III.2 Solution avec Excitatrice à Courant Continu.



A_E = Alternateur d'excitation
 D_E = Disjoncteur d'excitation
 R_d = Résistance de décharge
 R_E = Redresseurs.

Fig. III.3 Solution avec alternateur à Flux Variable et redresseurs fixes.



A = Alternateur Principal
 AE = " " d'excitation
 D = Détecteur d'écart
 DE = Disjoncteur d'excitation
 R = Régulateur
 RE = Redresseurs
 Rd = Résistance de décharge.

Fig III.4 Alimentation par la tension de l'Alternateur principal.

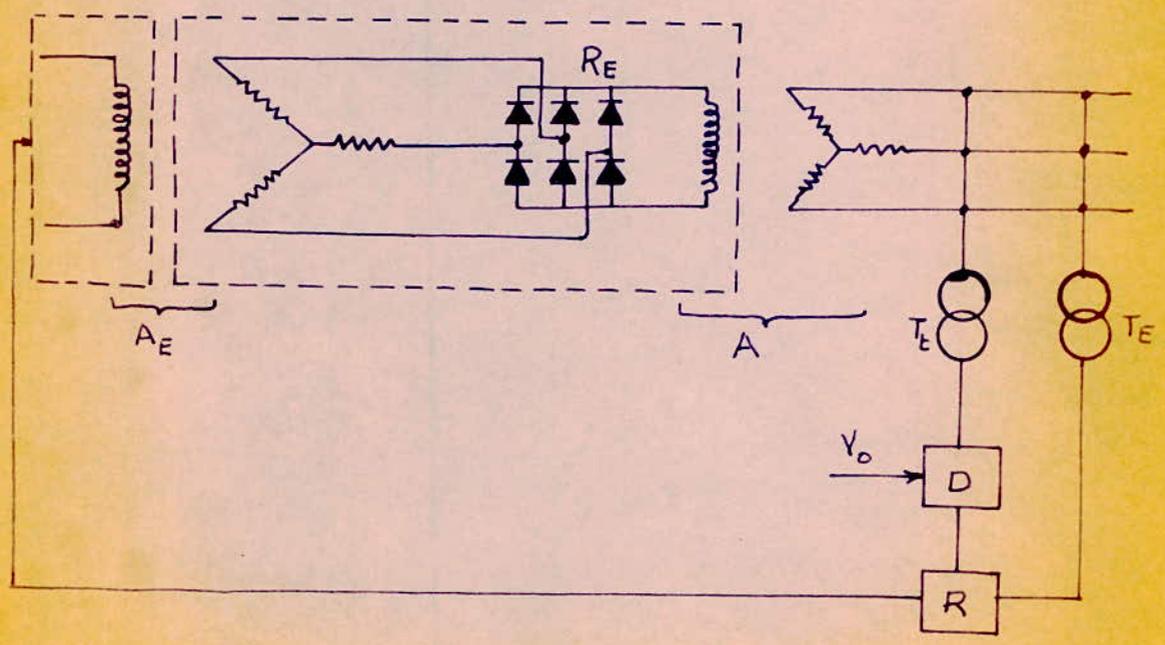


Fig. III.5 Solution avec alternateur à Flux Variable et redresseurs tournants.

III.4-Solution avec Excitation directe par Redresseurs fixes (FIG III.6)

La puissance d'excitation du système d'excitation directe provient d'un réseau auxiliaire indépendant (alternateur auxiliaire).

Le redresseur d'excitation comprend les thyristors 1 et les diodes 2. La tension peut ainsi varier entre la tension plafond et zéro, sans inversion de polarité.

Si le redresseur d'excitation RE ne comporte que des thyristors 1 et 2, cela permet de commuter en service l'inversion de direction pour livrer une tension d'excitation négative.

Devant la puissance relativement importante requise par le redresseur d'excitation, il allait de soi de la prélever aux bornes de l'alternateur plutôt que de maintenir une source indépendante (FIG III.7)

Le transformateur Te livre par l'intermédiaire de Re le courant d'excitation. Par l'intermédiaire de RE et TE, la tension de l'alternateur transmet l'excitation supplémentaire requise.

III.5-Solution avec Alternateur à flux constant et Thyristors (FIG III.8)

Ce système d'excitation comprend un pont de thyristors alimenté par un alternateur auxiliaire entraîné le plus souvent en bout d'arbre de l'alternateur principal.

-Alternateur auxiliaire:

Le principe même de ce schéma veut que la tension de plafond soit à tout instant disponible pour que sur ordre du régulateur, elle puisse être appliquée instantanément aux bornes

du rotor de l'alternateur principal. Il en résulte que la tension de service de l'alternateur auxiliaire est celle qui correspond à la tension d'excitation de plafond de l'alternateur principal. L'alternateur auxiliaire fonctionnant à flux pratiquement constant, sa constitution est voisine de celle des alternateurs normaux.

-Désexcitation rapide:

Le pont de thyristors permet d'inverser la tension aux bornes du rotor et de maintenir cette tension négative jusqu'à l'annulation complète du courant rotor de l'alternateur principal. On peut donc se dispenser dans cette solution du disjoncteur de champ pour des alternateurs de grande puissance. Un disjoncteur de champ de l'alternateur auxiliaire complète la sécurité de l'ensemble. Il permet, avec une temporisation convenable, d'assurer une désexcitation de secours.

III.6- Solution avec Auto-excitation shunt (FIG III.9)

L'excitation directe par thyristors alimentés en soutirage shunt aux bornes de l'alternateur a été d'abord utilisée, soit lorsque l'on recherchait de très grandes performances dynamiques (compensateurs ou moteurs synchrones pour l'industrie sidérurgique par exemple), soit pour l'excitation d'alternateurs hydrauliques à vitesse lente, pour lesquels le dimensionnement d'une excitatrice entraînée en bout d'arbre est relativement important et où donc l'emploi d'une excitation statique directe à thyristors est la plus évidente.

L'expérience acquise sur ces installations et l'accroissement des puissances unitaires des thyristors ont permis d'envisager peu à peu l'excitation de ce type d'excitation aux alternateurs

hydrauliques ou thermiques, jusqu'aux puissances les plus élevées.

- Schéma:

La puissance d'excitation est prélevée aux bornes de l'alternateur, à travers un transformateur TE de construction classique, et est redressée par un pont de thyristors Th qui peut être, soit du type pont mixte, soit du type pont complet. Le montage à pont complet tend à être employé de plus en plus, de préférence au montage pont mixte. La différence de prix entre les deux types de montage tend, en effet, à devenir relativement faible par suite des réductions de prix des thyristors, et le montage pont complet présente le grand avantage de pouvoir inverser la tension d'excitation. La tension d'excitation, à la sortie du pont de thyristors Th, est appliquée à l'inducteur à travers un disjoncteur d'excitation du type classique, avec résistance de décharge.

Un circuit d'amorçage permet d'exciter la machine en cas d'absence de rémanent; le circuit est automatiquement éliminé lorsque la tension aux bornes atteint 50 à 60% de la tension nominale.

Ce circuit peut être alimenté, soit par batterie (Fig III.9) soit à partir d'une tension auxiliaire alternative redressée. Le régulateur est alimenté soit à partir d'un petit alternateur auxiliaire à aimants permanents en bout d'arbre, soit à partir d'un petit onduleur alimenté par batterie et destiné à fournir les sources d'alimentation du régulateur et du générateur d'impulsions, lorsque la tension aux bornes de l'alternateur est très différente de la tension nominale.

Un certain nombre d'avantages sur l'installation résultent de la suppression de l'excitatrice (excitatrice continue ou alternateur d'excitation et redresseurs). Les avantages sont d'ailleurs les mêmes que ceux obtenus avec le type d'excitation statique avec compoundage :

- Pour les machines hydrauliques à vitesse lente le dimensionnement de l'excitatrice est relativement important. Il en serait de même pour des groupes thermiques nucléaires de puissance élevée à 1500tr/mn. Le dimensionnement d'une excitation statique est indépendant de la vitesse de rotation du groupe.

- Réduction de la longueur de la ligne d'arbre (de la longueur du groupe d'excitation) d'où réduction possible de la longueur de la salle des machines (groupes horizontaux) ou de sa hauteur (groupes hydrauliques verticaux). La réduction de longueur de la ligne d'arbre simplifie les problèmes de torsion et de vitesse critique, facilite le démontage du rotor du groupe.

- L'équipement d'excitation a l'avantage de pouvoir être placé indépendamment de l'alternateur. De plus, avec ce type d'excitation, le niveau de bruit dans la salle des machines est réduit (suppression du bruit dû au groupe d'excitation).

III.7- Solution avec Auto-excitation compound (FIG III.10)

Le réglage de l'excitation se fait directement sur l'inducteur de l'alternateur principal.

L'équipement d'excitation compound comprend :

- Une alimentation shunt constituée d'un transformateur T_E dont le primaire est raccordé aux barres haute tension de l'alternateur et un pont de thyristors T_h .

-Une alimentation série constituée par un transformateur de compoundage TC, connecté de préférence côté neutre, qui alimente un pont de diodes RE.

Le pont de diodes et le pont de thyristors sont montés en série, débitent sur le rotor de l'alternateur.

Les thyristors sont contrôlés par un générateur d'impulsions qui se trouve lui-même sous la dépendance:

-soit d'un régulateur de tension R pour la marche normale en "excitation automatique".

-soit d'un rhéostat RHM pour la marche de secours en "excitation manuelle".

Le pont shunt de thyristors est prévu pour fournir la tension d'excitation de l'alternateur qui correspond à la marche à vide. La commande de grille des thyristors permet de régler cette tension depuis une valeur voisine de zéro jusqu'au plafond prévu.

Le pont série de diodes assure le complément de tension d'excitation nécessaire pour passer de la marche à vide à la marche en pleine charge.

Au régime normal de l'alternateur, la somme des tensions aux bornes des ponts est donc égale à la tension nominale d'excitation de l'inducteur de l'alternateur principal. L'ensemble des deux ponts est traversé par le courant nominal d'excitation.

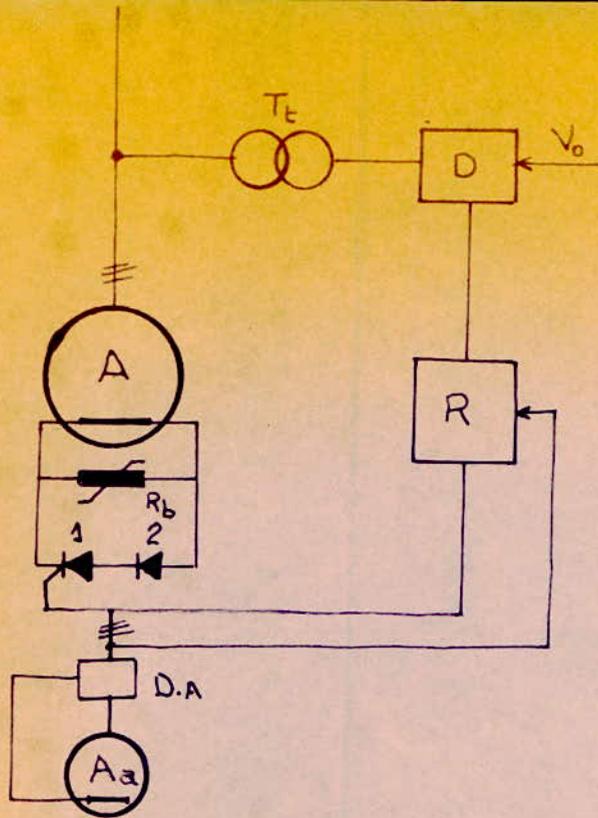
En cas de court-circuit en ligne, le pont shunt délivre une certaine tension, qui se trouve renforcée instantanément par l'action du pont série. Le courant d'excitation de l'alternateur est ainsi augmenté, ce qui permet d'éviter de disjoncter le groupe avant élimination du défaut.

Désexcitation:

La désexcitation est obtenue par l'ouverture du disjoncteur d'excitation: l'inducteur se décharge sur une résistance R_d .

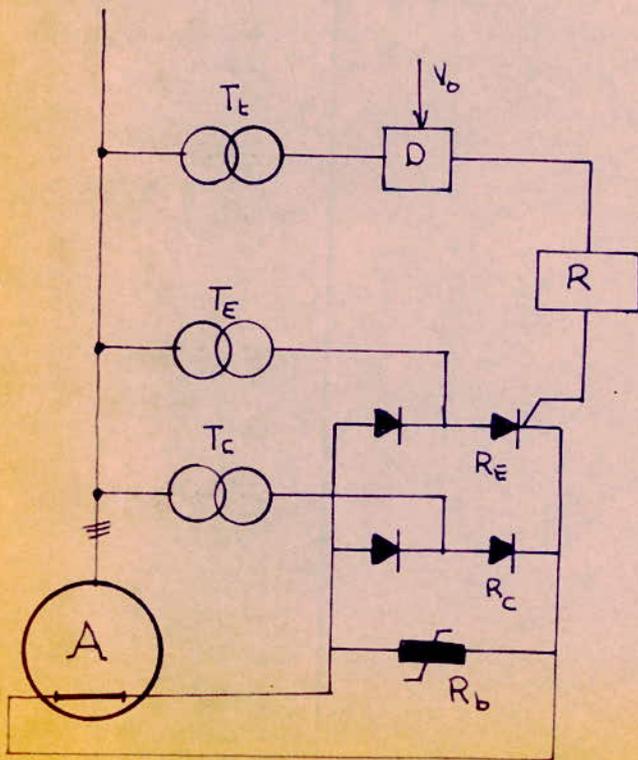
Amorçage :

Pour assurer la montée en tension de l'alternateur, on injecte, pendant quelques secondes, un faible courant prélevé sur une batterie.



A = Alternateur Principal
 A_a = " " auxiliaire
 D = Détecteur d'écart
 R = Régulateur
 D.A. = Dispositif d'auto-Excitation
 R_b = Résistance Variable pour la protection des redresseurs.
 T_E = Transformateur de tension
 1 = Thyristors
 2 = Diodes
 V₀ = Consigne

Fig III 6 Solution avec Excitation directe par redresseurs fixes.



R_E = Redresseurs
 R_C = Redresseurs de Compoundage
 T_C = Transformateur de Compoundage

Fig III 7 Excitation par Compoundage (Redresseurs fixes).

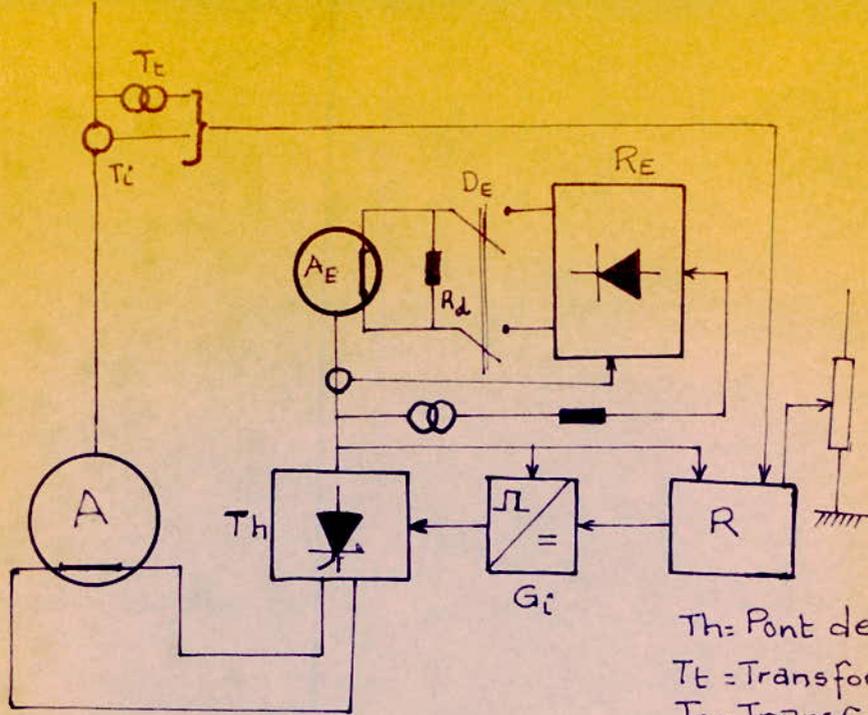


Fig III.8 Solution avec Alternateur à flux constant et thyristors.

- Th: Pont de thyristors
- Tt: Transformateur de tension
- Tc: Transformateur d'intensité
- RE: Redresseurs
- Rd: Résistance de décharge
- Gi: Générateur d'Impulsions
- DE: Disjoncteur d'excitation
- R: Régulateur
- A: Alternateur Principal
- AE: " " d'excitation.

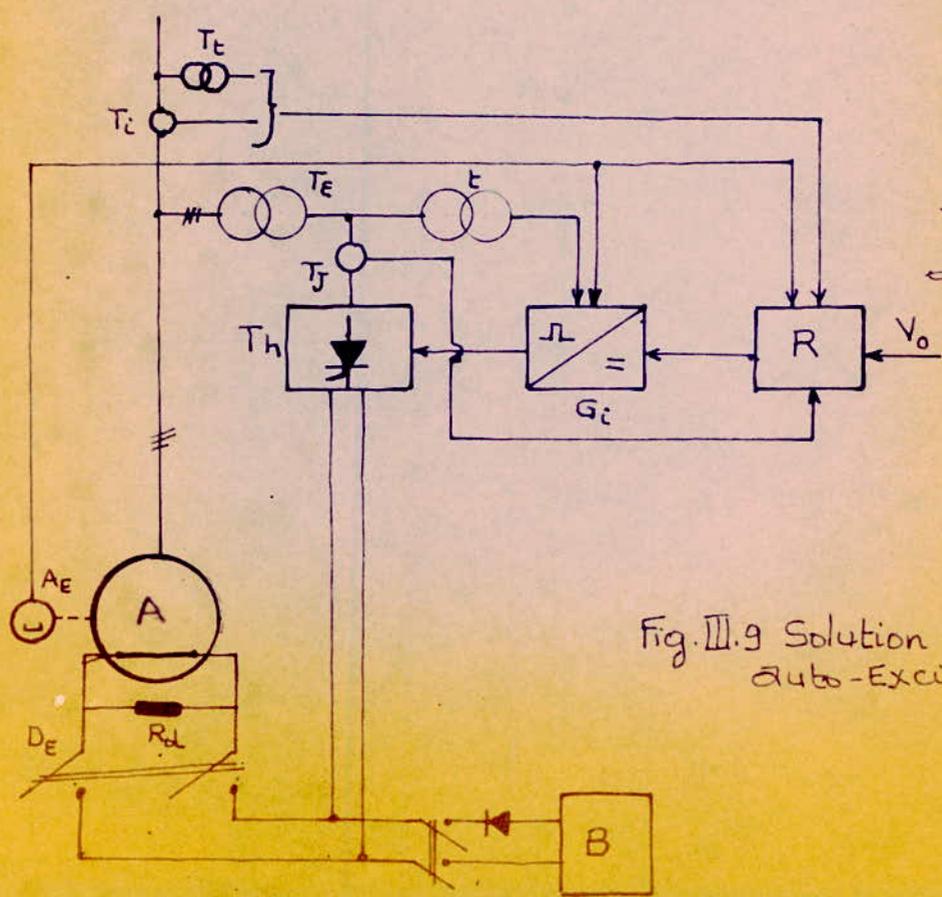
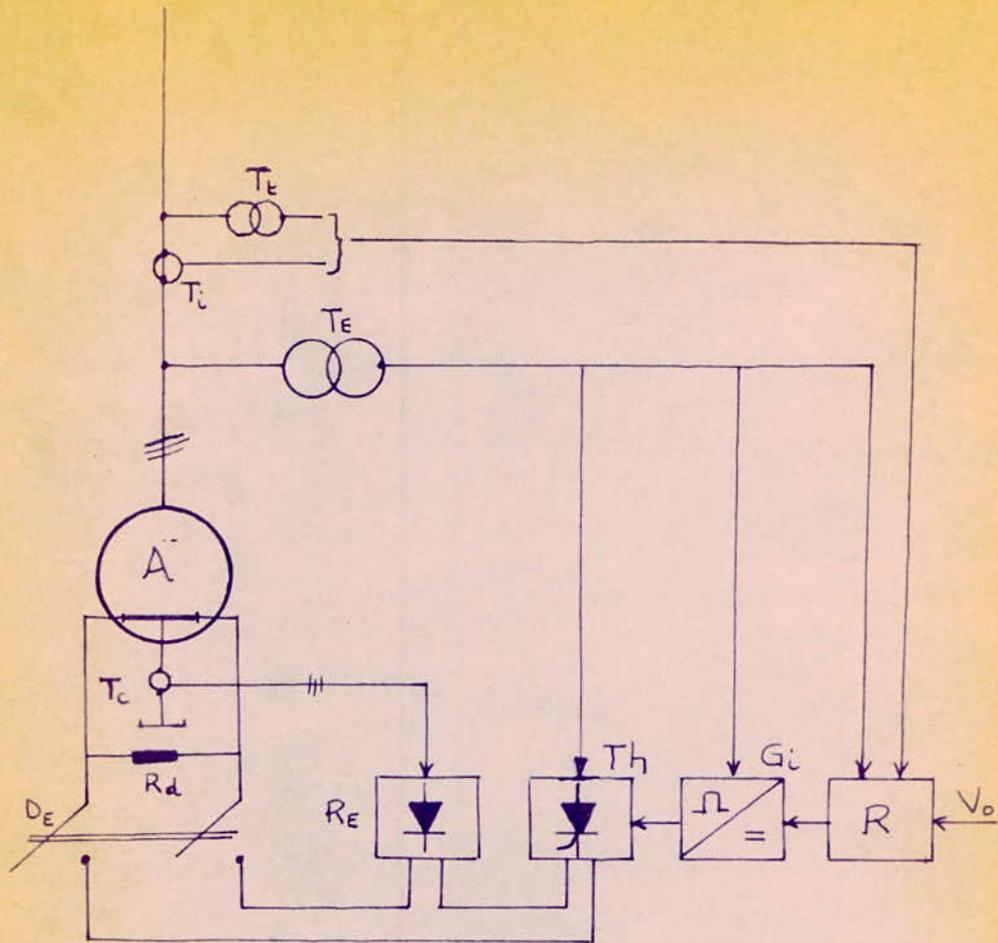


Fig. III.9 Solution avec auto-Excitation shunt.

- TE: Transformateur d'excitation
- Tj: Transformateur de courant d'excitation
- B: Batterie



- A = Alternateur Principal
 DE = Disjoncteur d'excitation
 Gi = Générateur d'Impulsions
 RE = Redresseur à diodes
 R = Régulateur
 Th = Thyristors
 Tc = Transformateur de tension.
 TE = " " de Compoundage
 Ti = " " d'Excitation
 Tc = " " d'intensité.

RD = Résistance de décharge.

Vo = Consigne.

Fig. III.10 Auto-Excitation Compound.

Chapitre IV

Système de Régulation de Tension Proposé.

IV 4 1 Introduction

Le maintien de la stabilité statique et de la stabilité dynamique en régime perturbé, la rapidité de rétablissement de la tension après défaut, la fiabilité du système et du matériel conduisent à préférer dans la plupart des cas les systèmes d'excitation à réglage direct de la tension rotorique aux systèmes à excitatrice tournante dont la constante de temps propre est grande comparativement. De nos jours, une ligne d'arbre plus courte, donc bâti de fondations plus court, un niveau de bruit plus faible, une élimination d'entretien et un coût raisonnable sont fortement appréciés. C'est pourquoi l'évolution récente des systèmes d'excitation a tendance à écarter la méthode utilisant une excitatrice pour se pencher beaucoup plus sur les systèmes d'excitation entièrement statiques.

Les systèmes d'excitation statiques alimentés par soutirage aux bornes de l'alternateur s'appliquent à des machines de très grande puissance et permettent de réduire le temps de réponse de l'ensemble de la chaîne à quelques millisecondes.

L'emploi d'une excitation statique à thyristors donne la possibilité d'inverser le sens de la tension rotorique.

IV-2-Schéma de principe (Voir Fig. 1.1.1)

IV-3-Principe de fonctionnement .

...../.....

Le système d'excitation comprend:

- Un régulateur de tension R.
- Un Générateur d'impulsions G.
- Un pont redresseur Th .
- Un rhéostat pour marche manuelle.

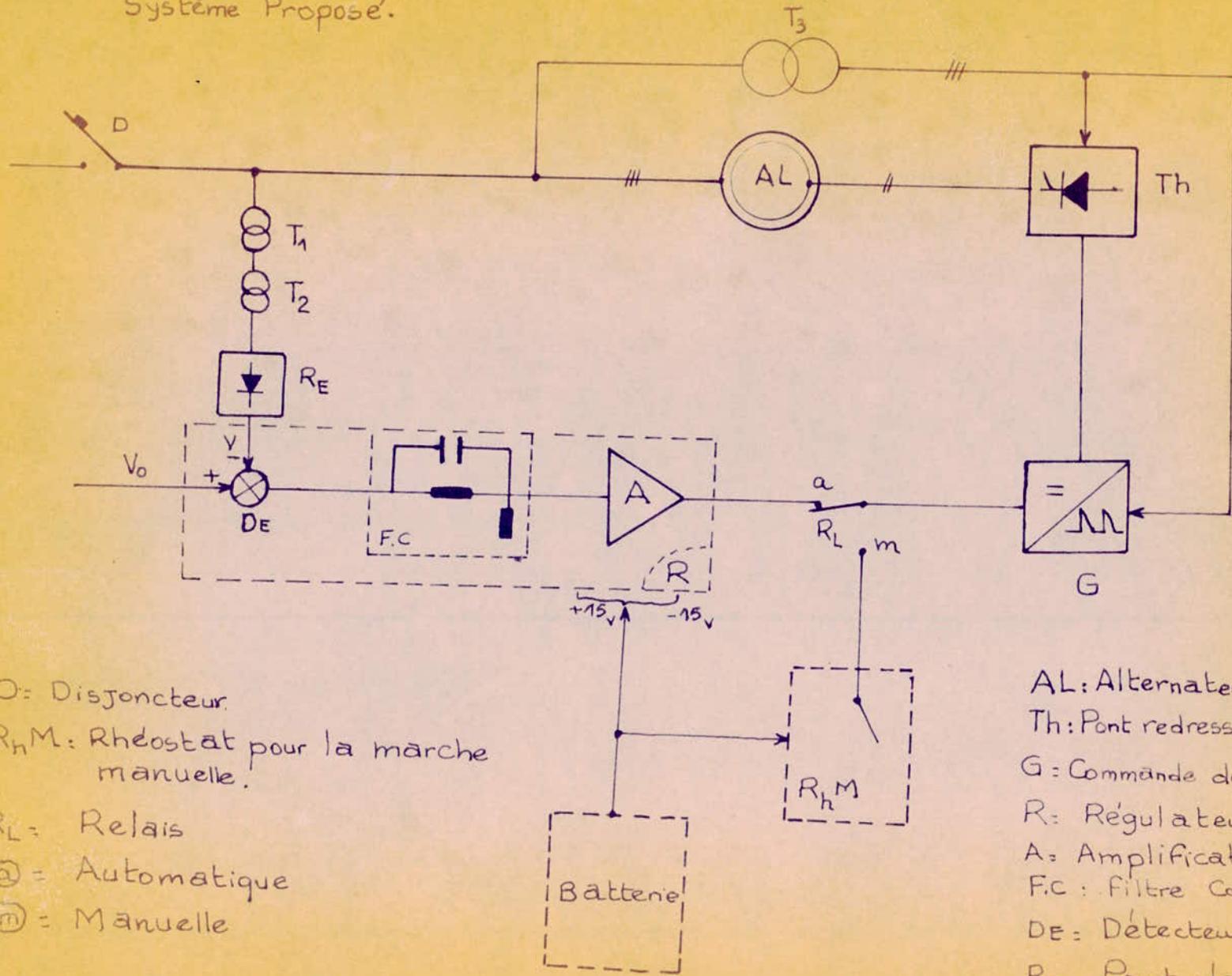
La tension prélevée aux bornes de l'alternateur, transformée par T 1 et T 2, puis mise en forme par RE, représente la tension "signal". L'écart résultant de la comparaison de cette tension " signal " avec la tension de " référence", est appliqué à l'entrée d'un filtre F.C. à avance de phase, puis amplifié par A pour fournir le signal d'entrée du générateur d'impulsions G. La commande de gâchettes élabore et ajuste la phase des impulsions permettant ainsi de régler l'instant d'allumage des thyristors. La valeur moyenne de la tension redressée varie en fonction de la phase des impulsions : $U_c = U_{co} \cos \psi$ et permet ainsi le réglage de la tension de sortie de l'alternateur. Le générateur d'impulsions comporte un relais R_l qui sélectionne la commande manuelle ou automatique. Le rhéostat de réglage manuel Rh M alimenté par la batterie délivre au générateur d'impulsions un signal de commande pour le fonctionnement de secours.

L'alimentation du pont de thyristors Th et du générateur d'impulsions (pour la synchronisation) est assurée par le transformateur T3 en soutirage aux bornes de sortie de l'alternateur.

L'alimentation nécessaire au fonctionnement

...../.....

Fig IV.1 Schéma de Principe du Système Proposé.



D: Disjoncteur.
 R_{hM} : Rhéostat pour la marche manuelle.

R_L : Relais
 @ = Automatique
 (m) = Manuelle

AL: Alternateur principal
 Th: Pont redresseur à thyristors
 G: Commande de gâchettes
 R: Régulateur
 A: Amplificateur
 F.C: filtre Correcteur
 DE: Détecteur d'écart
 R_E : Pont de diodes.

...../.....

des éléments de l'équipement est assurée par la batterie.

A l'armorage, dans le cas où le remanent de l'alternateur est insuffisant, on injecte dans l'inducteur un courant prélevé sur la batterie de la centrale.

IV.4- Etude du système proposé.

IV.4-1. - Pont Redresseur Th:

IV.4-1-1- Principe de fonctionnement:

a - Ordre d'allumage des thyristors.

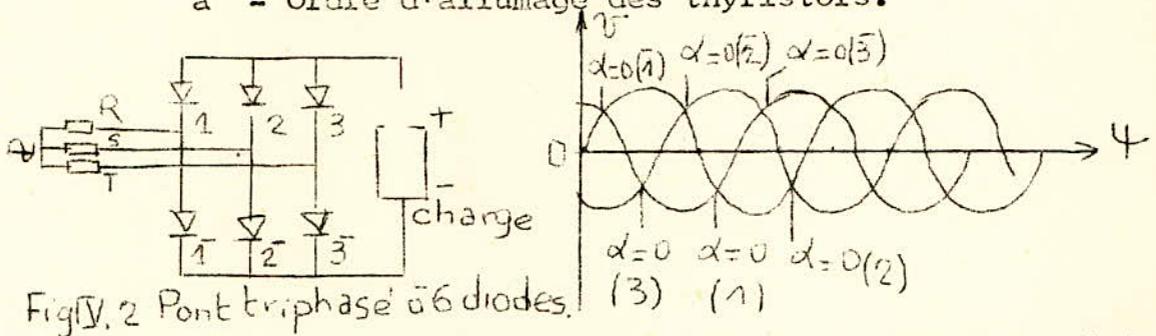


Fig IV. 2 Pont triphasé à 6 diodes.

Si l'on avait affaire à un pont triphasé à six diodes on aurait un double redressement de chacune des tensions monophasées alternatives, avec sommation à la sortie du pont.

Pour chaque diode il se produit un passage naturel et instantané de l'état bloqué à l'état conducteur dès que la tension à ses bornes devient positive. Le transfert de courant d'une cellule à l'autre se fait également instantanément. Ce transfert automatique détermine l'ordre de passage vers l'état de conduction des diodes qui sera =

1̄ 3̄ 2̄ 1̄ 3̄ 2̄ 1̄

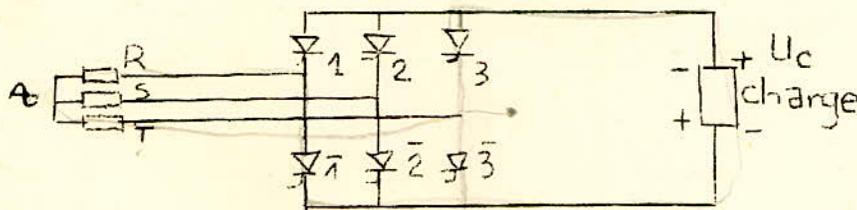
On mesure l'angle de conduction des cellules par rapport à leur théorique naturel en régime de conduction (Fig IV. 2.). La durée de conduction d'une diode est de 120° .

...../.....

...../.....

Dans un pont de thyristors, l'instant d'amorçage de chaque cellule peut être retardé par rapport à l'origine naturelle $\psi = 0$, ce qui provoque un décalage équivalent dans le transfert du courant d'une cellule à l'autre. Chaque cellule conduit pendant pendant 120° . L'ordre d'allumage tout en se décalant dans le temps de la même quantité par rapport à l'évolution instantanée des tensions, est le même que dans le cas du pont à diodes.

b. Forme des ondes de tension obtenues du côté continu d'un pont de Graetz à six thyristors.



-Fig IV..3..Pont de Graetz à six thyristors.

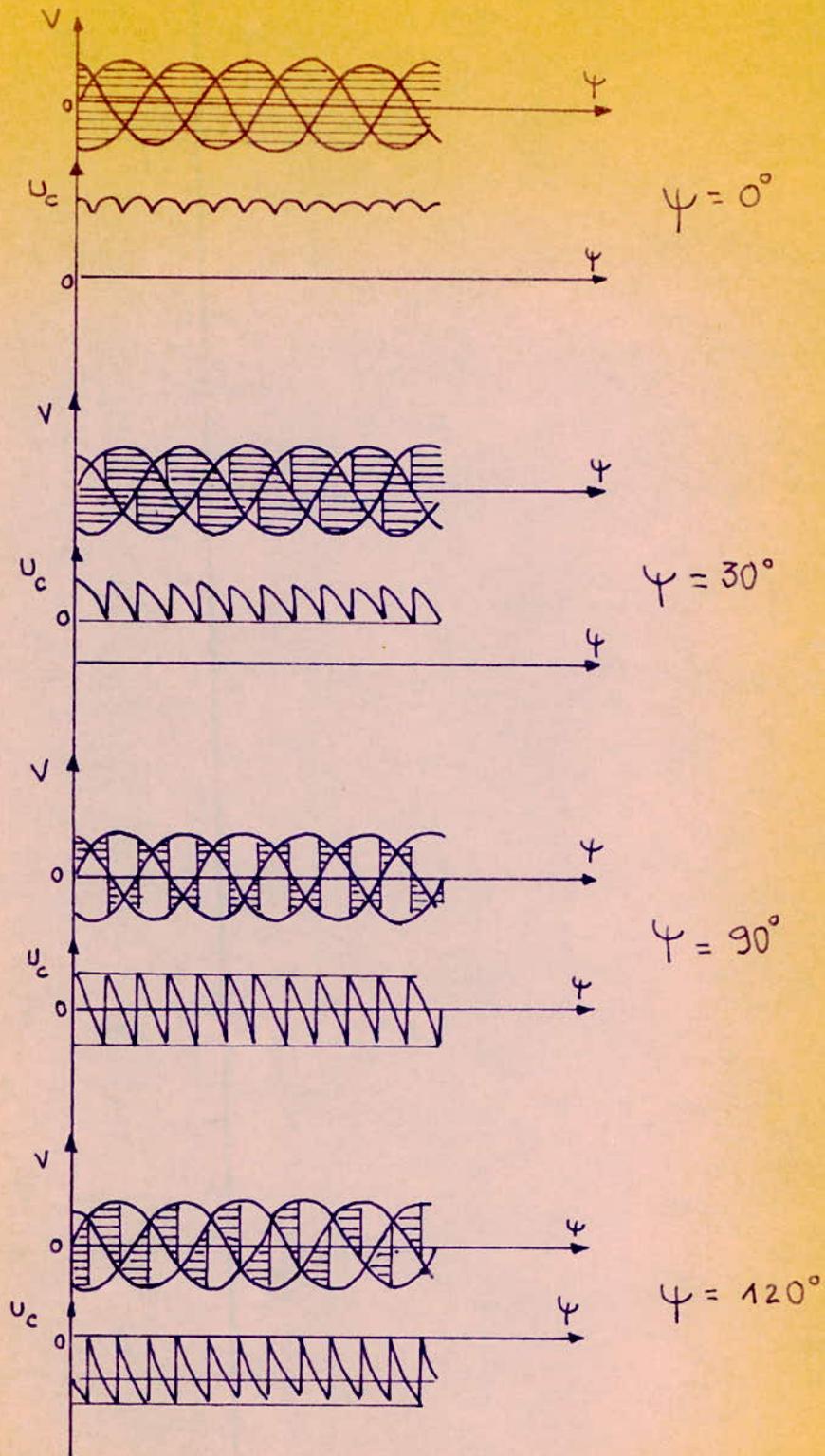


Fig IV :4 Forme des ondes de tension obtenues du cote continu du Pont de Graetz a six thyristors

c- Tension redressée totale U_c

Durant l'intervalle $\frac{\pi}{12} + \frac{\psi}{\omega}$, $\frac{\pi}{6} + \frac{\psi}{\omega}$ les thyristors $\bar{1}$ et 2 conduisent l'expression de la tension redressée u_c est de la forme:

$$u_c = v_R - v_S = V_{2m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ = \sqrt{3} V_{2m} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6})$$

durant l'intervalle $\frac{\pi}{6} + \frac{\psi}{\omega}$, $\frac{7\pi}{12} + \frac{\psi}{\omega}$ $\bar{1}$ et 3 conduisent.

$$u_c = v_R - v_U = V_{2m} \sin \omega t - V_{2m} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ = \sqrt{3} V_{2m} \sin(\omega t - \frac{\pi}{6})$$

durant l'intervalle $\frac{5\pi}{12} + \frac{\psi}{\omega}$, $\frac{7\pi}{12} + \frac{\psi}{\omega}$ 3 et 2 conduisent.

$$u_c = v_S - v_U = V_{2m} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - V_{2m} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ = \sqrt{3} V_{2m} \cos \omega t$$

La tension totale redressée est formée de 6 segments (de sinusoïdes pour $\psi = 0^\circ$), sa valeur moyenne est donnée par la relation:

$$U_c = \frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{12} + \frac{\psi}{\omega}}^{\frac{7\pi}{12} + \frac{\psi}{\omega}} \sqrt{3} V_{2m} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) dt \\ U_c = \frac{3\sqrt{3} V_{2m}}{\pi} \cos \psi = U_{c0} \cos \psi \quad (4.1)$$

d- Tension inverse

La tension v_{Th1} aux bornes du thyristor Th_1 , par exemple, a toujours pour valeur: $v_{Th1} = v_R - (v_M - v_0)$, $v_M - v_0$ étant successivement égal à v_R, v_S, v_U au fur et à mesure que Th_1, Th_2, Th_3 conduisent.

De même, la tension v_{Th1} aux bornes de Th_1 , donnée par

$$v_{Th1} = (v_M - v_0) - v_R, \text{ prend successivement les valeurs } v_M - v_R, v_S - v_R, \\ v_U - v_R$$

La tension inverse aux bornes des thyristors a la même forme d'onde et la même valeur de crête que lors du fonctionnement en commutation parallèle simple.

$$v_{i\max} = 3V_{2m} \quad ; \quad V_{2m} = \frac{U_{c0}}{\sqrt{3}} \quad ; \quad v_{i\max} = U_{c0} \cdot \frac{\pi}{3} \quad (4.2)$$

IV.4.I.2- Dimensionnement

a- des thyristors.

- Tension nominale d'excitation $U_n = 280 \text{ V.}$
- Courant nominal d'excitation $I_n = 1140 \text{ A.}$
- Courant maximal d'excitation $I_{\max} = 1,5 I_n = 1710 \text{ A.}$

Devant la puissance demandée, notre choix portera sur un pont de Gratz triphasé de thyristors qui présente l'avantage de nécessiter un transformateur normal.

Le fonctionnement nominal correspondra à un angle d'amorçage $\Psi = 48^\circ$, permettant ainsi de disposer de la même puissance de surexcitation et de désexcitation.

$$\text{d'après (4.1)} \quad U_c = U_{c0} \cos \Psi$$

$$\text{pour } \Psi = 48^\circ$$

$$U_c = U_n = 280 \text{ V;}$$

$$U_{c0} = 424 \text{ V.}$$

on a aussi d'après (4.2)

$$V_{\max} = U_{c0} \frac{\sqrt{3}}{3}$$

$$V_{\max} = 443 \text{ V.}$$

Le courant direct de chaque thyristor vaut

$$I_T = \frac{I_{\max}}{6}$$

$$I_T = 285 \text{ A.}$$

...../.....

De plus comme le pont de thyristors peut fonctionner en onduleur, on aura les mêmes caractéristiques sauf que la tension directe sera égale à la tension inverse.

Donc, pour chaque thyristors on aura $V_F = V_C = 415 \text{ v}$
 $I_T = \dots 285 \text{ A}$

Notre choix de thyristors a été fait sur la revue " B.B.C année 76 "

Type B.T 4100	
Chute de tension à l'état passant	1,7 V
Tension de crête inverse	1000 V
Courant direct moyen (170°c)	300 A
Vitesse admissible pour l'accroissement de la tension $\frac{du}{dt}$ pour T° max.	100 v/us
Courant de surcharge pour 10 ms si t° = 25° c	6300 A/us
Courant maximal de déclenchement de la gachette t° = 25° c	0,20 A
Température maximale de fonctionnement t° max.	12,5° c
Résistance thermique	0,1 °c/W
Vitesse admissible pour l'accroissement de l'intensité di/dt pour T) max.	50 A/Us

Chaque thyristor est fourni monté sur le radiateur lui correspondant (radiateur à ailettes).

...../..

b- du transformateur d'alimentation T₃:

- Tension nominale au secondaire

Rappelons que d'après (4.2) $U_c = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{2m} \cos \psi$

en régime nominal

$$\psi = 48^\circ, \quad U_c = U_n = 280 \text{ V.}$$

d'où l'on tire :

$$V_{2m} = \sqrt{2} V_{2n} = 235 \text{ V.}$$

$$V_{2n} = 179 \text{ V.}$$

- Courant nominal au secondaire:

$$I_{2n} = I_{cn} \sqrt{\frac{2}{3}}; \quad I_{cn}: \text{courant nominal dans le circuit continu.}$$

$$I_{2n} = 251 \text{ A.} \quad I_{cn} = 1110 \text{ A.}$$

- Facteur de puissance F_s

$$F_s = \frac{\text{Puissance active}}{\text{Puissance apparente}} = \frac{U_n I_{cn}}{3 V_{2n} I_{2n}}$$

$$F_s = 0,639$$

- Puissance apparente

$$S_n = \frac{P \text{ active}}{F_s}; \quad S_n = 499 \text{ KVA}$$

- Couplage

On utilise un couplage ΔY donnant de petits harmoniques et permettant de relier le neutre à la masse.

- Tension nominale au primaire

$$V_{1n} = 10,5 \text{ KV. (égale à la tension entre phases de l'alternateur principal)}$$

- courant nominal au primaire

$$I_{1n} = \frac{S_n}{3 V_{1n}}, \quad I_{1n} = 16,15 \text{ A.}$$

- Rapport de transformation

$$k = \frac{V_{1n}}{V_{2n}}; \quad k = 57,5$$

...../.....

IV . 4 . 1 . 3 - Protection des thyristors.

a - Contre les surintensités.

a.1 - Origine des surintensités:

Les surintensités dans un groupe convertisseur peuvent avoir deux origines distinctes:

- Une origine externe où les surintensités proviennent d'une surcharge ou d'un court-circuit dans le réseau d'utilisation.

- Une origine interne où les surintensités sont causées par une avarie d'un ou plusieurs thyristors, ce qui se traduit par une cessation de l'effet redresseur ou par des perturbations de la commande d'amorçage.

La cessation de l'effet redresseur entraîne des perturbations importantes, allant jusqu'à l'annulation, sur la tension continue.

Comme perturbations de la commande d'amorçage, on peut avoir soit un raté d'amorçage qui conduit à la surcharge des autres thyristors en parallèle, soit un amorçage intempestif provoquant un court-circuit entre phases.

Les surcharges des thyristors se traduisent par une élévation de température brutale des jonctions qui ne peuvent évacuer les calories engendrées et, de ce fait, passent d'une façon quasi-instantanée à l'état de court-circuit par effet d'avalanche.

...../.....

.../...

a.2 Moyens de protection contre les surintensités:

Le fusible présente l'avantage principal de permettre une protection simple et efficace. Il présente cependant le désavantage, économique surtout, de devoir être remplacé après chaque intervention. C'est pourquoi on a envisagé d'utiliser le fusible pour la protection interne et le disjoncteur pour la protection externe à cause des temps d'action plus longs dont on dispose fréquemment dans ce cas et du fait qu'un court-circuit externe fait travailler un grand nombre de fusibles.

a.3 Emplacement des dispositifs de protection contre les surintensités.

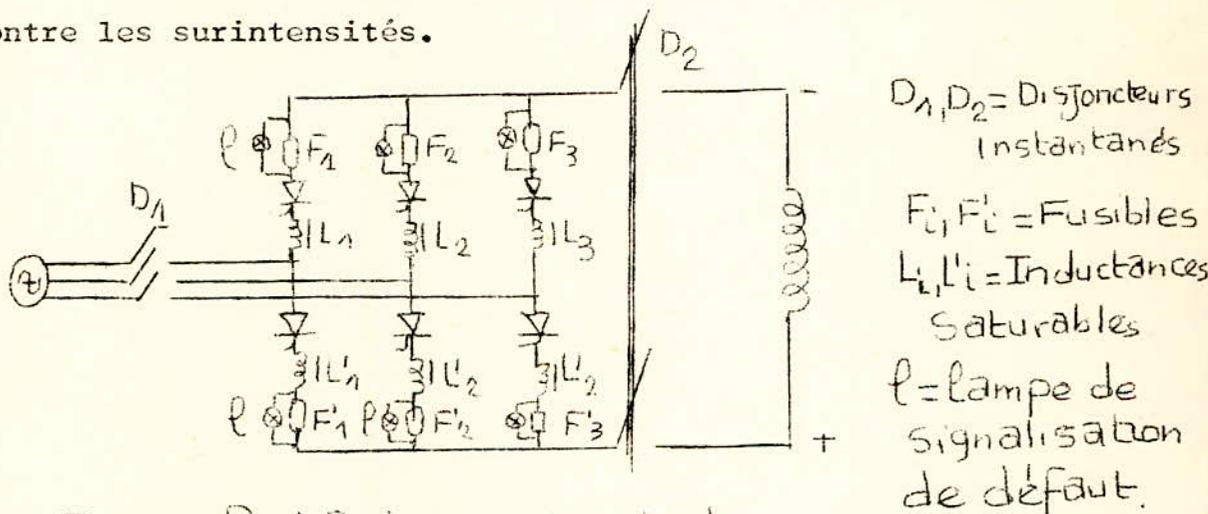


Fig. IV 5 Pont Redresseur muni des Protections contre les surintensités.

Les fusibles assurent l'interruption d'une surintensité brutale avant qu'elle ait pu causer une avarie définitive, et une sécurité contre les chaleurs importantes pouvant entraîner la destruction des jonctions des thyristors.

Lors du processus d'amorçage, la vitesse de variation du courant direct, $\frac{di}{dt}$, traversant un thyristor peut

.../...

atteindre une valeur importante. Parallèlement, la décroissance de tension aux bornes du dispositif, lors du passage à l'état conducteur, ne s'effectue pas instantanément. Par conséquent il y aura présence simultanée du courant et de tension.

Fonction de ces deux paramètres, la puissance instantanée peut atteindre des valeurs élevées, donc un échauffement considérable des jonctions du semi-conducteur entraînant la destruction de ce dernier. Pour pallier à ce problème on protège le thyristor en ajoutant une inductance saturable en série avec celui-ci.

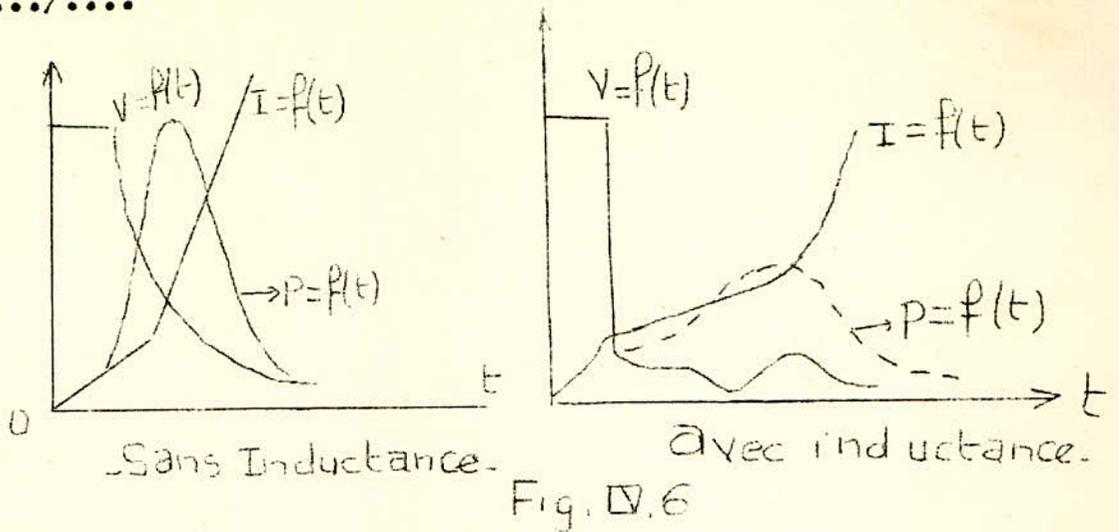
Tant que l'inductance n'est pas saturée, le courant qui la traverse est relativement faible; dès que l'inductance se sature, elle se comporte comme un court-circuit. Son action revient à retarder l'établissement du courant (Voir fig IV.6.)

Le disjoncteur D1 intervient lors d'une surcharge, d'une défaillance des circuits de régulation ou de commande, d'une défaillance de réseau etc....

Le disjoncteur D 2 intervient lors d'un court-circuit sur la charge (enroulement inducteur de l'alternateur principal).

On choisit D1 et D2 de manière à avoir une coupure de courant instantanée en cas de défaut.

.../...



b. Contre les surtensions:

b.1 Origine des surtensions

Parmi les principales causes de surtensions on peut citer:

- Les surtensions atmosphériques provoquées par les coups de foudre.

- Les surtensions dues à l'interruption brutale du courant parcourant des circuits selfiques comme par exemple lors de la rupture du courant magnétisant du transformateur d'alimentation ou du courant dans le circuit continu inductif.

- La mise sous tension du transformateur

d'alimentation.

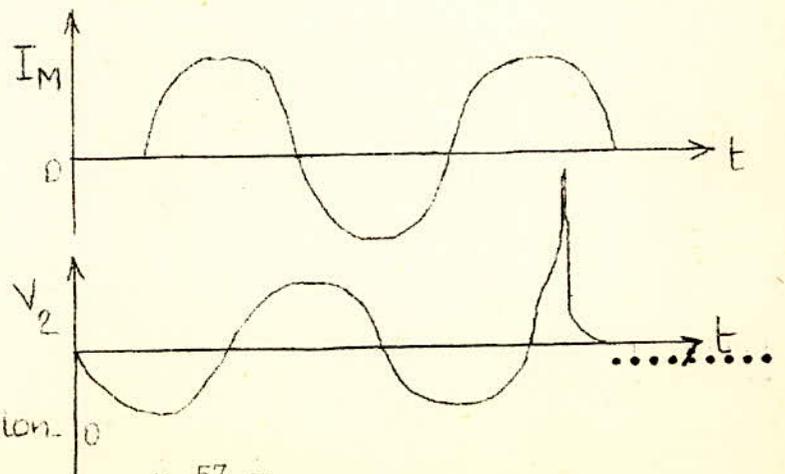
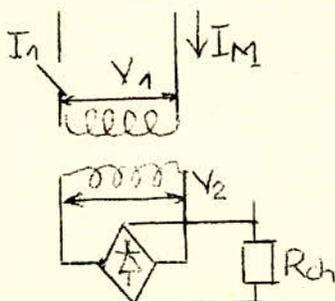


Fig. IV.7

Exemple de Surtension.

b. 2 Moyens de protection contre les surtensions.

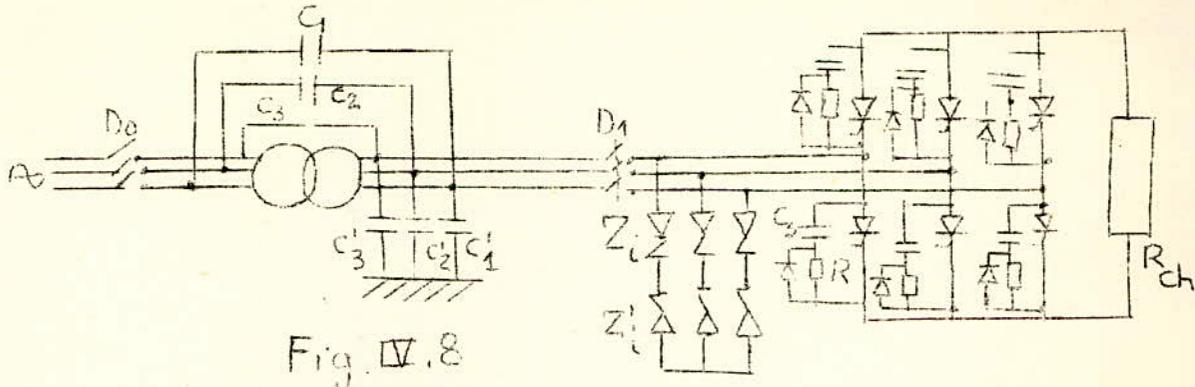


Fig. IV.8

- Les interruptions de courants magnétisants s'accompagnent toujours de surtensions importantes? Pour éviter de telles surtensions, on introduit un interrupteur d'isolement D_0 au primaire du transformateur et un autre D_1 au secondaire (le même interrupteur que celui prévu pour les surintensités). Leur fonctionnement est tel que:

- Lors de l'enclenchement en forme D_0 puis D_1
- Lors du déclenchement en ouvre D_1 puis D_0

L'interrupteur D_0 est à ouverture très rapide.

- Des surtensions à l'enclenchement de la tension sur le primaire du transformateur apparaissent par transmission capacitive. L'emploi de capacités C_i et C'_i placées telles qu'elles sont sur la figure (IV.8), élimine ce phénomène de transmission de surtensions.

$$\boxed{V_{2i} = \frac{C_i}{C_i + C'_i} V_{1i}}$$

; V_{1i} = tension primaire de la phase i

$C'_i \approx 10 C_i$

V_{2i} = tension secondaire.../... de la phase i .

- Les diodes zener Z_i et Z'_i placées en opposition, éliminent les pointes de tension pour les deux alternances de la tension alternative. Autrement dit, elles servent à éliminer les surtensions.

- Les réseaux R - Cs placés en parallèle avec chaque thyristor assurent la protection individuelle des semi-conducteurs contre les surtensions. Ces réseaux permettent d'accumuler dans les condensateurs une partie de l'énergie des surtensions en limitant l'amplitude de celles-ci, et d'autre part une action directe sur la vitesse de croissance de ces surtensions.

C- Protection contre les parasites .

- Les thyristors sont de parfaits générateurs de parasites. On distingue deux types de parasites: les parasites électromagnétiques et les parasites magnétiques.

C.I- Parasites électromagnétiques:

Ces parasites sont de deux origines différentes.

- Les pointes parasites qui sont causées au niveau même des jonctions au moment où le dispositif retrouve sa condition de blocage.

- Les parasites qui sont engendrés par l'établissement rapide du courant dans les circuits d'utilisation et

.../...

qui se repercutent également dans les lignes d'alimentation.

C.2 Parasites magnétiques:

Les parasites magnétiques provoquent des champs magnétiques rayonnés, localisés aux alentours des transformateurs. Ces champs peuvent entraîner une perturbation des transformateurs de liaison et des amplificateurs de lecture.

C.3-Protection contre les parasites:

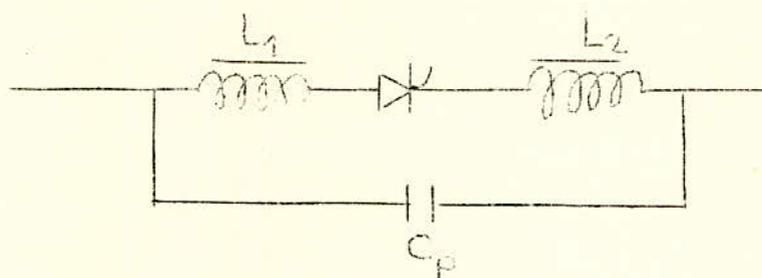


Fig. IV.9

L_1 et L_2 limitent le temps de montée du courant lors du passage du thyristor à l'état de conduction. On monte une capacité C_p en parallèle avec L_1 et L_2 de façon que le circuit L_1, L_2, C_p laisse passer à la résonance les parasites qui se dirigeront automatiquement vers la terre.

Les lignes d'alimentation ou de distribution doivent être blindées, avec mise à la terre du blindage. Les "chemins de câbles" sont le plus près possible du sol, afin de diminuer au plus la hauteur effective d'antenne.

d- Contre les harmoniques:

Les sources d'harmoniques, qui sont de

beaucoup les plus importantes, sont les redresseurs qui produisent essentiellement des harmoniques de courant dans les réseaux à courant alternatif. Les perturbations harmoniques dues aux variations de tension redressée peuvent engendrer une gêne, sur place au lieu même où elles apparaissent, et pour des appareillages placés très loin du fait de l'interconnexion du réseau électrique. Les perturbations harmoniques se traduisent par la déformation des tensions et courants appliqués aussi bien au matériel de réseaux, qu'à l'appareillage de la clientèle. Chaque tension harmonique engendre des surtensions par superpositions de sa valeur crête à celle de la tension fondamentale, des échauffements supplémentaires par effet joule etc... Une autre source d'harmoniques provient des circuits magnétiques saturés, surtout par les transformateurs où la relation entre l'induction B et le champ magnétique H n'est plus linéaire. Les harmoniques produits par le transformateur sont dus à la saturation de son circuit magnétique, et dépendent de la valeur de la tension appliquée au transformateur.

d.I- Moyens de limitation des harmoniques dans les réseaux.

- Transformateur.

Les harmoniques produits par le transformateur sont liés à la situation du circuit magnétique de cet appareil. Pour réduire leur niveau, on intervient au niveau de la construction du noyau, en l'exécutant à cette fin en tôles formées de grains orientés. Une fois cette correction réalisée, on élimine les harmoniques homopolaires à l'aide d'un choix judicieux du couplage des enroulements.

- Redresseurs:

Un redresseur à p phases effectives produit des harmoniques d'ordre $n = Kp \pm 1$ dans le réseau à courant alternatif, K étant égal à: 1, 2, 3, ..., étant supérieur ou égal à 6 et même à 12 ou plus; les harmoniques d'ordre inférieur sont absents. Le courant de l'harmonique de rang n est de l'ordre de grandeur de $\frac{1}{n}$ du courant fondamental et une fréquence $f_n = n f$ (f fréquence fondamentale).

d.2- Filtres d'harmoniques.

Dans notre étude, l'utilisation du pont de Graetz simple ($p=6$) permet d'éliminer les harmoniques d'ordre 3 et ses multiples. Pour réduire les courants harmoniques restant (de rang: 5, 7, 11, 13, ...), on place des filtres d'harmoniques près de la source afin d'éviter la pénétration de ces courants dans le réseau. Ces filtres sont constitués parfois simplement de condensateurs, plus fréquemment d'ensembles formés de capacités et d'inductances. On accorde la capacité et la self sur l'harmonique de rang n à éliminer de manière à réaliser un court-circuit

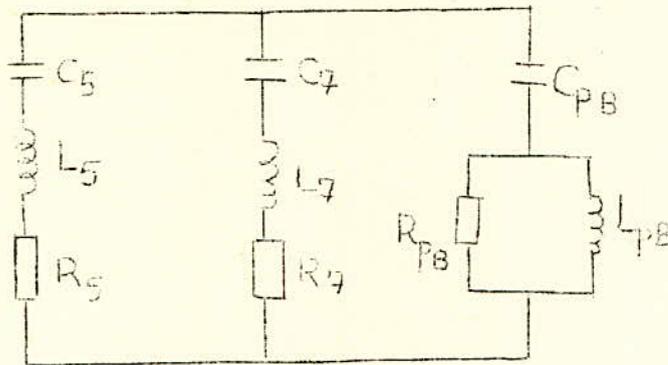
$$nL\omega - \frac{1}{nC\omega} = 0$$

Dans notre cas, on placera un filtre résonnant pour chacune des fréquences d'ordre 5 et 7 (car ayant les amplitudes les plus grandes, donc les plus gênantes) et un filtre passe-bas pour les fréquences supérieures à $50.7 = 550$ Hz (Fig:

On placera chaque cellule de ce type entre chaque phase et le neutre.

Le coût élevé de ces filtres se trouve justifié par la compensation de l'énergie réactive absorbée par le pont redresseur

au réseau.



- Fig. IV.10

Les harmoniques dans le circuit continu étant négligeables car l'inducteur de l'alternateur constituant un filtre permet de les éliminer.

IV.4.2 - Commande de gâchettes

IV.4.2.1 - Choix de la commande.

La voie utilisée pour déclencher les thyristors étant l'application d'un signal de gâchette, on distingue trois modes d'amorçage selon la forme du signal :

- courant continu.
- courant alternatif.
- impulsions ou trains d'impulsions.

C'est ce dernier mode de déclenchement que nous retiendrons, car il présente des avantages indéniables vis à vis des autres modes. En effet, l'amorçage par impulsions permet une puissance de crête supérieure à la puissance moyenne de gâchette admissible, et des tolérances plus grandes peuvent être appliquées

au circuit d'amorçage. De plus, il est possible de réduire à une valeur minimale le retard entre le signal de gâchette et la montée du courant anodique, ce qui rend possible une synchronisation bien précise. Enfin la dissipation d'énergie due à l'accroissement du courant au niveau de l'amorçage est réduite. C'est en fait, le seul moyen efficace permettant d'obtenir un déclenchement avec une bonne précision tout en engendrant une dissipation relativement faible.

IV.4 .a.2-Choix du générateur d'impulsions.

L'obtention d'impulsions utilise de nombreux procédés pouvant être classés ainsi:

- commande par oscillateurs.
- commande par "trigger".
- commande par thyristers.
- commande par circuits logiques.
- commande par unijonction.

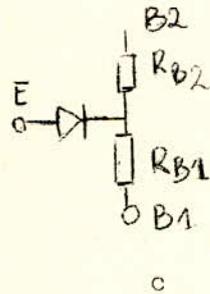
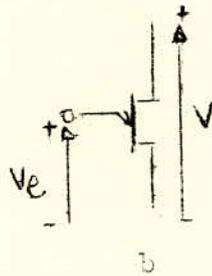
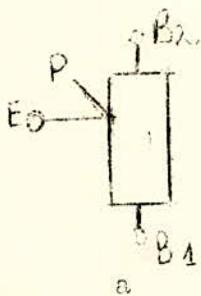
Il existe d'autres moyens de commande, peu employés actuellement, qui utilisent des amplificateurs magnétiques, des circuits RL, RC. Quelquesoit le système utilisé comme générateur, la commande se ramène à une variation de la phase du signal de gâchette par rapport à la tension anode-cathode.

Notre choix portera sur l'emploi d'une commande par unijonction (U.J.T.), car nous pouvons réaliser avec très peu de composants, un assez bon relaxateur.

a-Fonctionnement du transistor unijonction.

Le transistor unijonction se compose d'un bâtonnet semi-conducteur de type N, portant une inclusion de type P. Les

extrémités du bâtonnet N sont reliées aux électrodes appelées bases: B_1 et B_2 . L'inclusion P est reliée à une électrode appelée émetteur E. Lorsque l'on applique une tension continue V entre les bases, elle se répartit le long du barreau et il apparaît entre E et B_1 une tension $V_e = \eta V$; η étant un rapport caractéristique du transistor de l'ordre de 0,5 à 0,65



a: structure

b: polarisation

c: schéma équivalent

Fig IV.II-Transistor Unijonction

Appliquons maintenant une tension positive croissante V_e entre E et B_1 , au moyen d'une source à débit limitée.

Si $V_e < \eta V$, la jonction est polarisée en inverse, et il ne circule qu'un très faible courant de fuite I_{RBO} .

Si V_e est supérieure à ηV , la diode est polarisée en direct et il circule un courant I_p . Si V_e est constante, I_p s'accroît et contribue à réduire la résistance. Le phénomène est cumulatif et se produit dès que I_p est plus grand que le courant de

pic: I_p (Fig II.12)

Quand le courant I_p diminue, il passe par une valeur où la tension V_p augmente: c'est le point de vallée (I_v, V_v). Au dessous du courant de vallée, l'U.J.T. se dessature et la résistance

reprend sa valeur initiale.

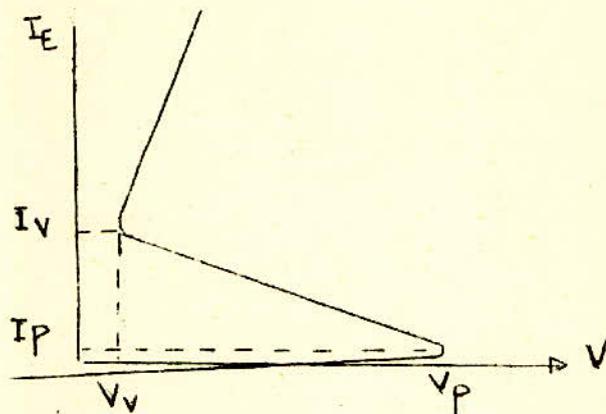


Fig IV.12 : caractéristique de l'UJT

b-Fonctionnement du générateur d'impulsions.

Le générateur d'impulsions comprend le transistor unijonction polarisé par la tension d'alimentation et un condensateur C branché entre l'émetteur et le pôle négatif de la source d'alimentation V .

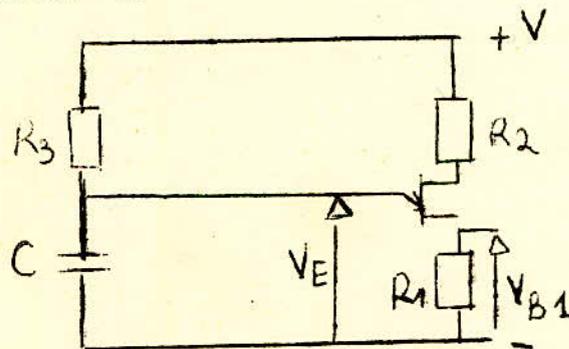


Fig IV.13: générateur d'impulsions

La capacité est chargée à travers R_3 jusqu'à ce que la tension d'émetteur atteigne V_P à ce moment, l'U.J.T. bascule et décharge C à travers R_1 . Lorsque la tension d'émetteur tombe à une valeur au dessous de V_V , l'émetteur cesse de conduire, le transistor se bloque. Puis à nouveau, le cycle recommence et on obtient

Les courbes représentées par la FIG. IV.14; dents de scies pour la tension V_E , impulsions pour V_{BI} .

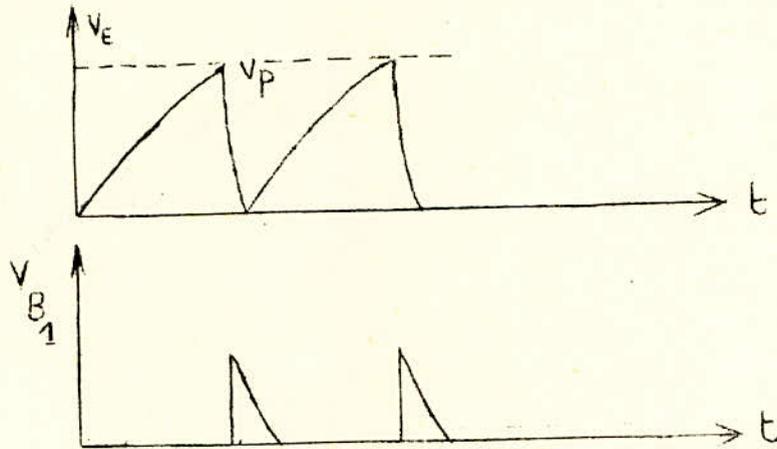


FIG. IV.14: formes des tensions V_E et V_{BI} .

IV.4.2.3-Commande du pont de thyristors.

Le montage en pont de Graetz comporte six thyristors fonctionnant dans l'ordre de succession suivant:

$\bar{1} - 3 - \bar{2} - 1 - \bar{3} - 2 - \bar{1} - 3 \dots$

chacun d'eux recevant un signal de gâchette.

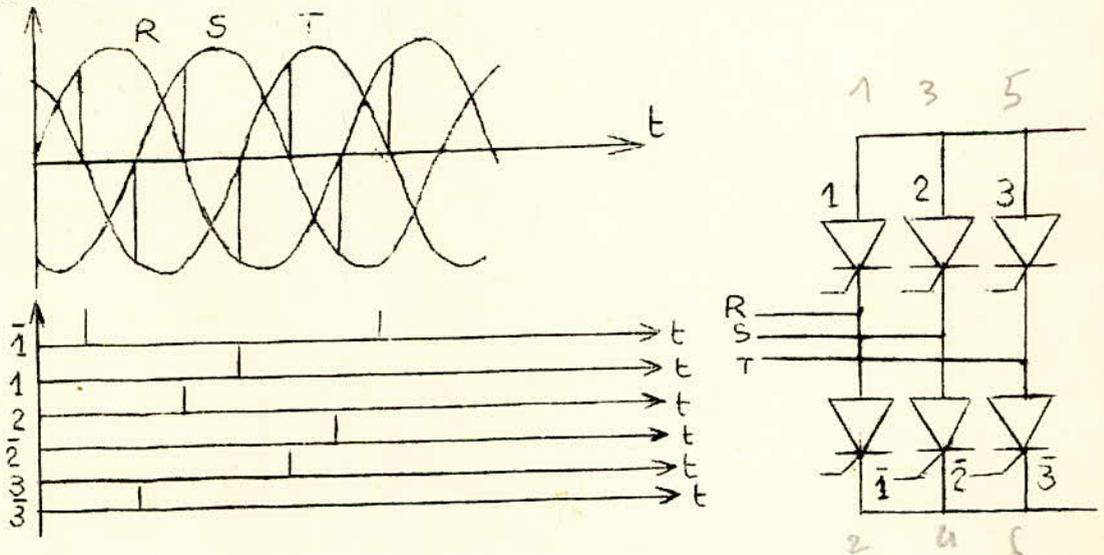
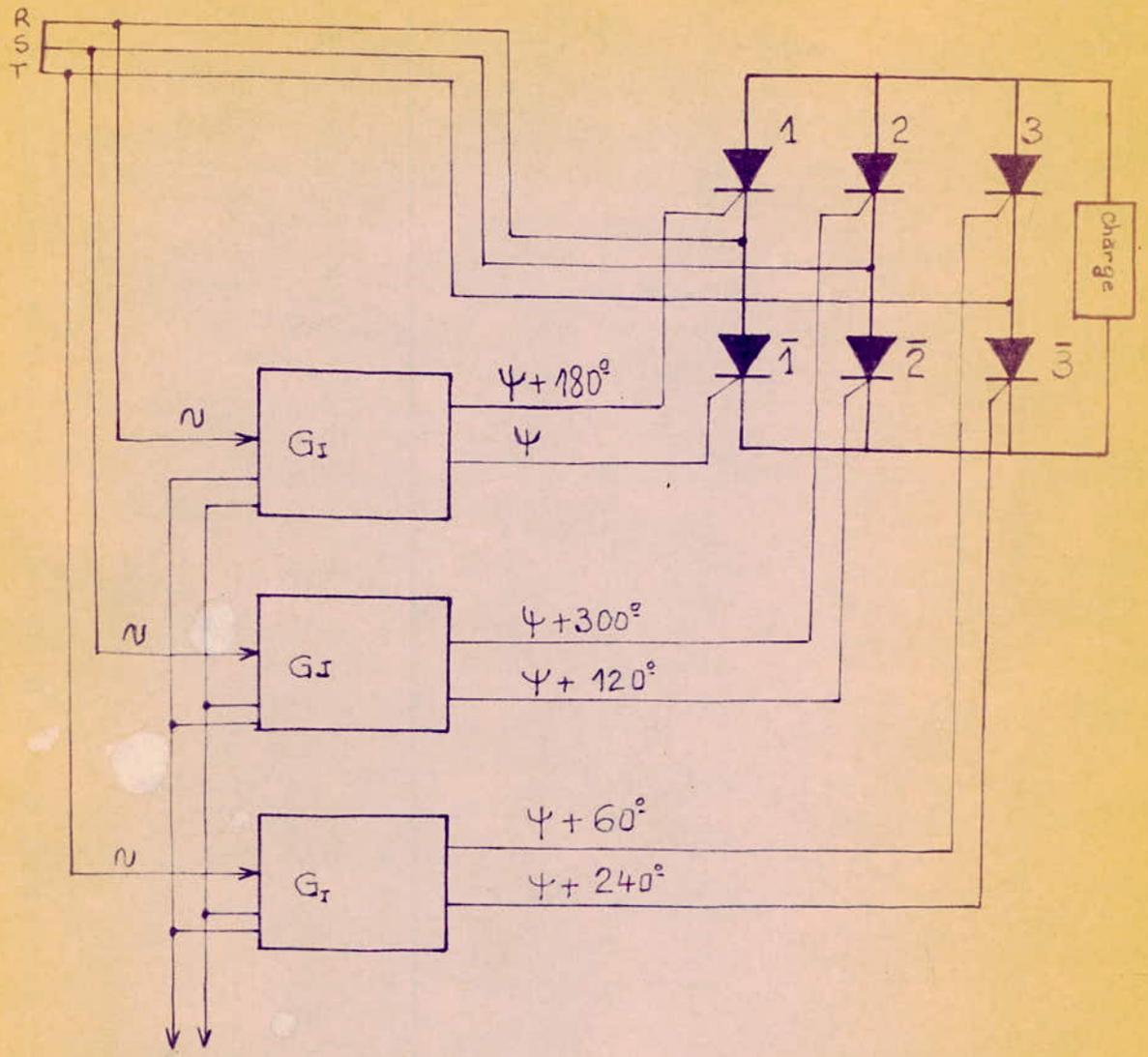


Fig. IV.15 : Ordre de Succession des impulsions.



U_c = Tension de Commande.

Fig. IV.16 Schéma synoptique de la commande des thyristors.

$$V_c = I_0 \cdot V_s$$

$$V_0 \rightarrow \text{diode}$$

$$V_s \uparrow$$

$$V_c = \epsilon$$

On remarque sur la FIG:IV.I5, que deux thyristors d'un même bras (ex: I-I) sont commandés par des impulsions déphasées de 180° et que deux impulsions successives sont déphasées de 60° . Compte tenu de ces considérations, nous utiliserons trois générateurs d'impulsions identiques commandés par la même tension provenant du détecteur d'écart. (FIG:IV.I6)

Chaque générateur d'impulsions commandera deux thyristors d'un même bras à travers un transformateur d'impulsions à deux sorties, dont l'une possède ses enroulements inversés, permettant ainsi un déphasage de 180° entre les impulsions de sortie.

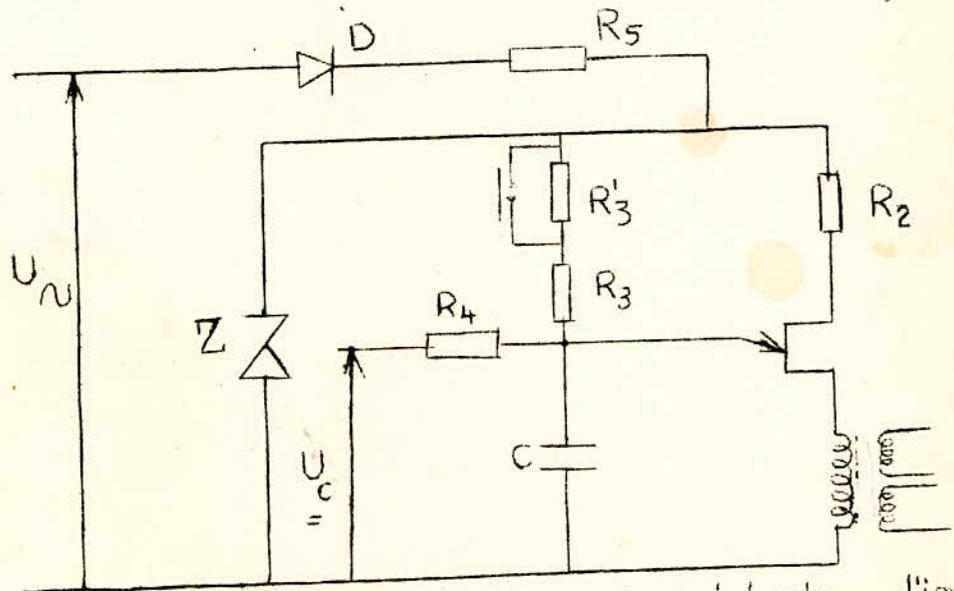


Fig IV.17: Synchronisation du générateur d'impulsions.

La synchronisation de chaque générateur d'impulsions est assurée par la tension alimentant les thyristors commandés par celui-ci. La tension d'alimentation est redressée par la diode D, stabilisée et écourtée par la diode zener Z. La résistance R_3 est shuntée pendant le fonctionnement normal et sera mise en service par un relais pour obtenir une désexcitation rapide.

2

(fonctionnement en onduleur des thyristars)

Le fonctionnement du générateur d'impulsions est régi par le système d'équations suivantes:

Soit I le courant circulant dans R_3 , I' le courant dans R_4 , I_c le courant dans la capacité.

$$\begin{aligned} V &= R_3 \cdot I + \frac{1}{C} \int I_c dt \\ U_c &= R_4 \cdot I' + \frac{1}{C} \int I_c dt \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$I_c = I + I'$$

Le système d'équations s'écrit en transformée de Laplace

$$\begin{aligned} \frac{V}{p} &= R_3 I(p) + \frac{1}{Cp} I_c(p) \\ \frac{U_c}{p} &= R_4 I'(p) + \frac{1}{Cp} I_c(p) \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$I_c(p) = I(p) + I'(p)$$

La résolution du système d'équations (4.4) nous donne:

$$V_c(p) = \frac{1}{Cp} I_c(p) = \frac{R_3 U_c + R_4 V}{p(R_3 + R_4 + R_3 R_4 Cp)}$$

$$V_c(t) = \frac{R_3 U_c + R_4 V}{R_3 + R_4} \left[1 - e^{-\frac{R_3 + R_4}{R_3 R_4 C} t} \right] \quad (4.5)$$

V_c : tension aux bornes de la capacité.

On détermine l'instant de premier amorçage correspondant au temps $t = \tau$ pour $V_c = V_p$.

$$V_p = \frac{R_3 U_c + R_4 V}{R_3 + R_4} \left[1 - e^{-\frac{R_3 + R_4}{R_3 R_4 C} \tau} \right]$$

d'où l'on tire :

$$\tau = \frac{R_3 \cdot R_4 \cdot C}{R_3 + R_4} \ln \frac{R_3 \cdot U_c + R_4 \cdot V}{R_3 \cdot U_c + R_4 \cdot V - (R_3 + R_4) \cdot V_p}$$

IV.4.2.4- Dimensionnement du circuit de commande.

Les caractéristiques de l'U.J.T. ont été relevées dans le "bloc lata" de l'association des industries électriques (E.I.A.)

U.J.T.	type	MU:489I
coefficient intrinsèque.....	n =	0,55
courant de pic.....	I _p =	5µA.
courant de vallée.....	I _v =	2mA.
tension de vallée.....	V _v =	4 V.
courant inverse.....	I _{EB0} =	0,0IµA.
tension interbases (max).....	V _{B2,BI} =	35 V.

La tension d'alimentation est fixée à V=30V; il vient V_p=16,5V.

La variation de la tension de commande en régulation automatique est comprise entre deux valeurs: -982,8V et I2I6,8V.

On dimensionnera notre circuit pour le régime nominal correspondant à un angle d'amorçage $\Psi=45^\circ$, pour une tension de commande nulle. De même l'on aura pour U_c=-982,8V un angle $\Psi=90^\circ$ et pour U_c=I2I6,8V un angle correspondant 30°.

D'après la relation (4.6), nous avons:

$$\begin{aligned} \text{pour } \Psi=45^\circ \quad U_c=0 \quad & 0,0025 + \frac{R_3 \cdot R_4 \cdot C}{R_3 + R_4} \ln \frac{30 \cdot R_4}{30 \cdot R_4 - (R_3 + R_4) \cdot 16,5} \\ \text{et } \Psi=90^\circ \quad U_c=-982,8V \quad & 0,005 = \frac{R_3 \cdot R_4 \cdot C}{R_3 + R_4} \ln \frac{30 \cdot R_4 - 982,8 \cdot R_3}{30R_4 - 982,8R_3 + (R_3 + R_4)16,5} \end{aligned} \quad (4.7)$$

avec V = 30V. et V_p = 16,5V.

Le système (4.7) n'est valable que si le logarithme est positif dans le cas le plus défavorable ($U_c = -982,8V$.)

$$R_4 \cdot V - R_3 \cdot U_c - (R_3 + R_4) V_p > 0$$

$$\text{d'où } R_4 > 74,03 \cdot R_3$$

De même la résolution du système (4.7) nous donne la relation suivante:

$$R_4 < 107,07 \cdot R_3$$

$$\text{Donc: } 74,03 \cdot R_3 < R_4 < 107,07 \cdot R_3$$

Compte de la normalisation des résistances nous choisissons:

$$R_4 = 100 \cdot R_3$$

En remplaçant dans (4.7) nous obtenons la relation:

$$R_3 \cdot C = 0,0033$$

R_3 est comprise entre deux limites R_3^I et R_3^{II} définies par

- conditions d'amorçage des oscillations (U.J.T.)

$$\frac{V - V_p}{R_3^I} \rightarrow I_p \quad R_3^I < 2,7 \text{ M } \Omega$$

- conditions d'entretien des oscillations (U.J.T.)

$$\frac{V - V_v}{R_3^{II}} < I_v \quad R_3^{II} > 13 \text{ k } \Omega$$

$$13 \text{ k } \Omega < R_3 < 2,7 \text{ M } \Omega$$

Nous prenons pour R_3 la valeur $15 \text{ k } \Omega$; il vient:

$$R_3 = 15 \text{ k } \Omega$$

$$R_4 = 1,5 \text{ M } \Omega$$

$$C = 0,22 \mu\text{F}$$

Remarque:

Le recalcul de l'angle d'amorçage en régime nominal

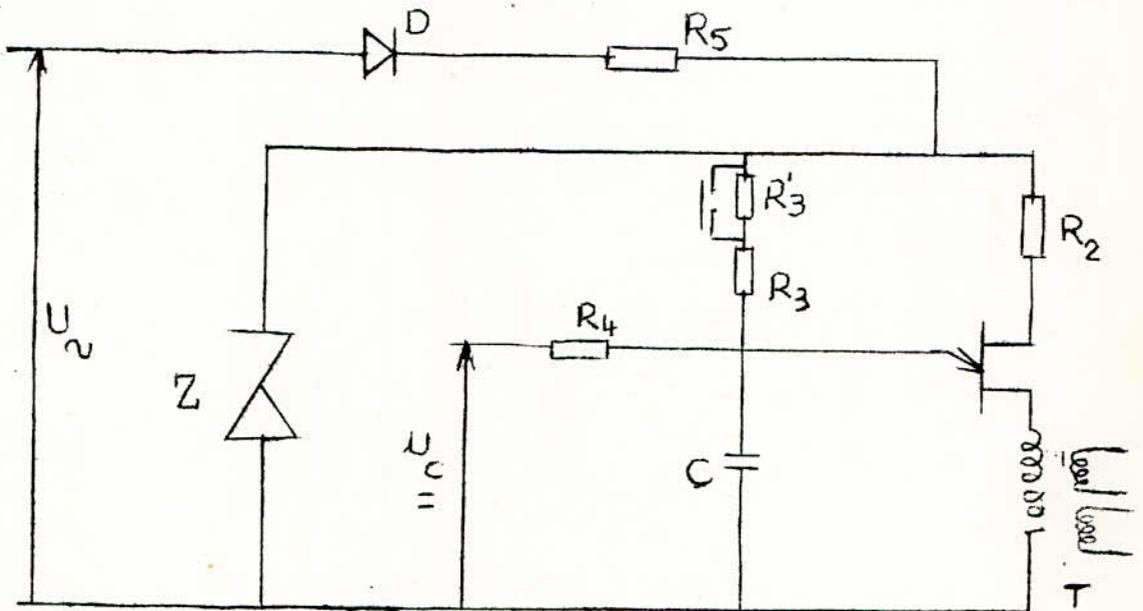
($U_c = 0V$) donne $\Psi \approx 48^\circ$.

La résistance R_2 est fixée pour les besoins de la compensation de température; R_2 prend la valeur 100Ω

La résistance R_5 dont le rôle est de limiter le courant, possède une valeur comprise entre 5 et $10 \text{ k } \Omega$

La résistance R_3^I a été calculée de manière à avoir un angle

d'amorçage $\Psi = 131^\circ$ pour la désexcitation rapide lors d'un défaut.
 Les diodes D et Z sont classées dans le "block-data" (E.I.A.)
 sous les références D: IN362 ; Z: I/4.M30Z



- Fig. IV.18 Dimensionnement du générateur d'impulsions.

U.J.T.	: MU 489I	R4	: 1,5M Ω
R2	: 100 Ω	C	: 0,22 μ F
R3	: 15k Ω	R5	: 5 \times 10k Ω
R ₃ '	: 1,2k Ω	Z	: I/4 M30Z
D	: IN362	T	: transformateur d'impulsions.

IV.4.3- Régulateur de tension

IV.4.3.1- AMPLIFICATEUR opérationnel.

On a choisi comme type d'amplificateur opérationnel le LM 101, car celui-ci possède des caractéristiques perfectionnées telles que: la rejection en mode commun, le slow rate, la dérive, l'impédance d'entrée etc...

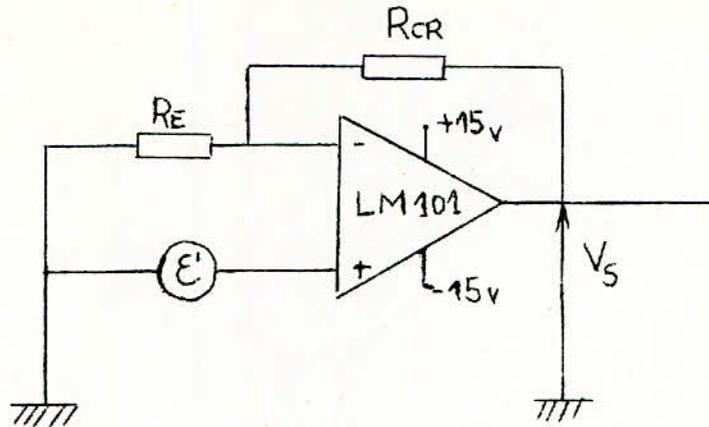


Fig: IV.19- Amplificateur sans inversion.

Le gain en boucle fermée de l'amplificateur est donné par la formule

$$A = \frac{V_S}{V_E} = \frac{R_E + R_{CR}}{R_E}$$

- Protections

a- contre le bruit

Les amplificateurs opérationnels comme tout dispositif électronique ne sont pas exempts de quelques défauts. Dans les montages appelés à fonctionner à de faibles niveaux, le bruit engendré par ces éléments si faible soit-il, peut s'avérer gênant.

Pour s'affranchir de cet inconvénient, l'amplificateur opérationnel doit être muni d'un écran en matériau conducteur à haute conductibilité.

Tous les circuits actifs de l'ensemble opérationnel doivent revenir à la masse à un seul point qui constitue la masse "haute qualité".

b- contre les surtensions

A l'entrée de l'amplificateur, sous l'affluence d'un parasite de forte amplitude ou d'une fausse manoeuvre, les tensions maximales de mode commun peuvent être dépassées et engendrer un claquage de la jonction des transistors d'entrée. Les sources d'alimentation peuvent également être le siège de surtensions.

Pour remédier à ce problème, on pourrait procéder à l'écrêtage des surtensions, au moyen de diodes zener, sur l'alimentation, à l'entrée et sortie de l'amplificateur.

c- contre les courts-circuits en sortie;

L'amplificateur opérationnel choisi, le LM 101, est protégé intérieurement contre les surcharges et courts-circuits pouvant se produire au niveau de la sortie.

IV.4.3.2- Filtre correcteur.

Ce circuit réalise un filtre à avance de phase permettant quand la condition de stabilité est respectée de diminuer le temps de réponse.

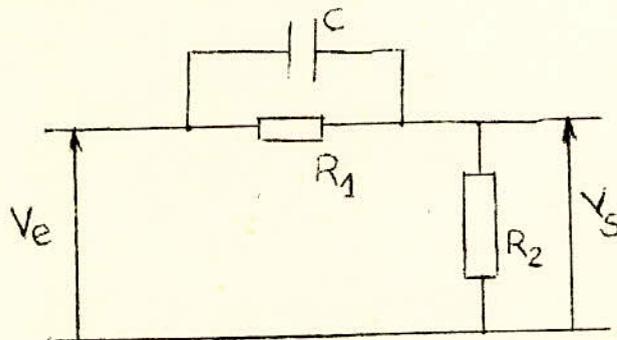
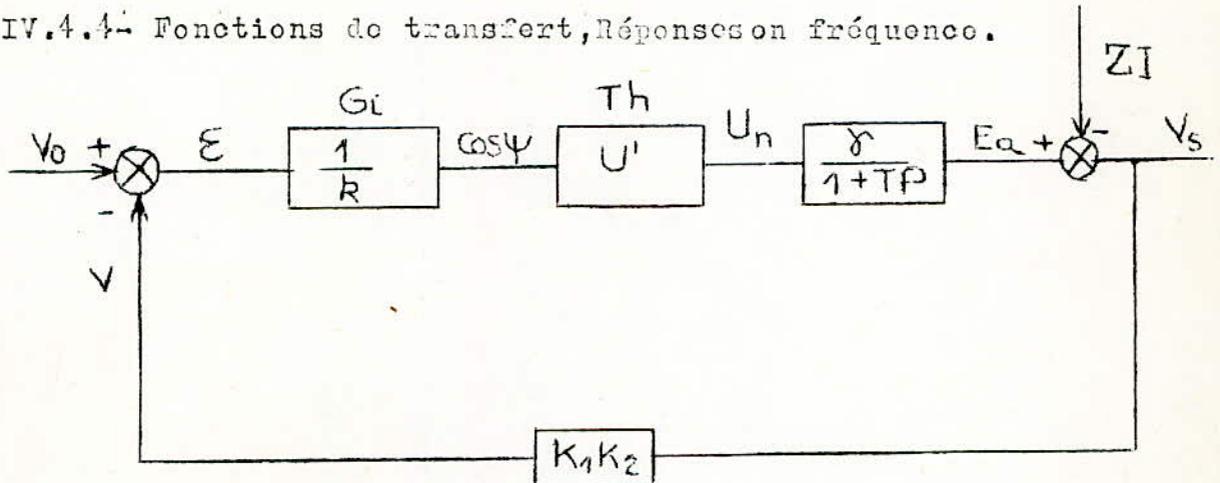


Fig IV.20 correcteur à avance de phase.

IV.4.3.3- Détecteur d'écart.

Le détecteur d'écart de l'ancien système, ne présentant pas de défauts, est conservé dans le nouveau système. Ce circuit a déjà été décrit dans le paragraphe II.2. On rappelle que la mise en forme du signal est effectuée par un pont de Graetz simple à diodes et que la tension "référence" correspond à la somme des tensions aux bornes des diodes zener Z_1 et Z_2 (Fig:II.I)

IV.4.4- Fonctions de transfert, Réponses en fréquence.



G_i : générateur d'impulsions ; T_h : pont redresseur

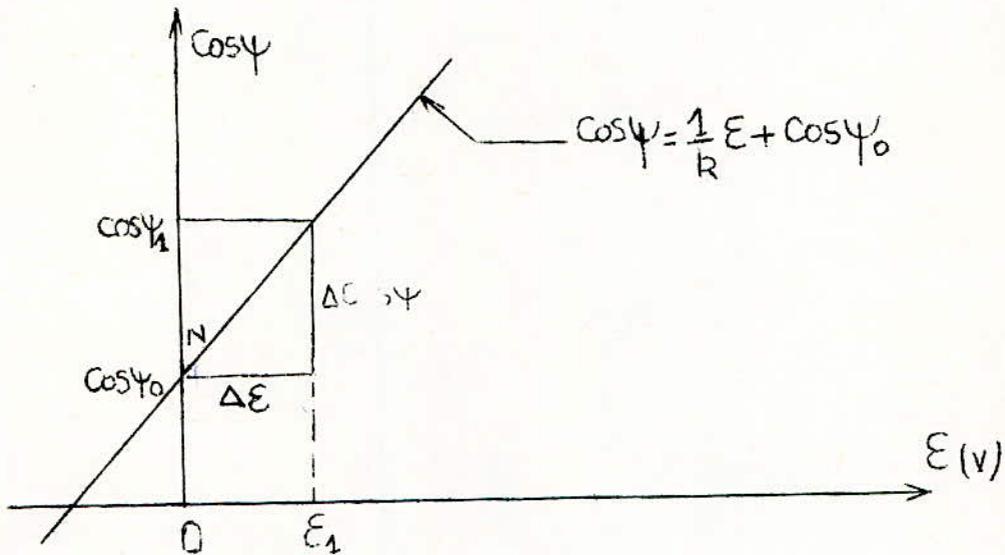
Fig IV.2I : Diagramme fonctionnel.

Nous avons affaire à un système non linéaire dans lequel la stabilité dépend non seulement de ses paramètres (système), mais aussi du signal perturbateur appliqué au système. Pour linéariser ce système, nous utiliserons la méthode "la linéarisation", ce qui pourrait être fait aussi par d'autres méthodes de linéarisation telles que:

- l'approximation du 1^o harmonique.

- la méthode de LJAPUNOV;
- La méthode du plan de phase.
- la simulation etc...

a - Linéarisation du système autour de son point nominal.



N: point nominal du système ($\psi = 48^\circ$)

Fig IV.22

en régime nominal $\epsilon = 0$ $\cos \psi = \cos 48^\circ = 0,66109$
 pour un point voisin de N : $\epsilon = +0,01V$ $\cos \psi = 0,66436$
 $\epsilon = -0,01V$ $\cos \psi = 0,65782$

$$(\cos \psi)' = \cos \psi - \cos \psi = 0,00327$$

d'où
$$\frac{I}{k} = \frac{\cos \psi}{k} \quad k=654$$

on a alors les expressions suivantes:

$$\cos \psi = \frac{I}{654} + 0,66109 = \frac{I}{654} + \cos 48^\circ \quad (4.8)$$

Dans l'étude de la stabilité du système le terme $\cos \psi$ de la relation (4.8) n'intervient pas? On en tiendra compte pour

La détermination de la précision. Ceci nous permet d'écrire:

$$H(p) = \frac{\delta U'}{k} \frac{K_1 K_2}{2} \frac{I}{I+Tp}$$

$$H(p) = \frac{I}{T+0,166p}$$

$$U' = 224V.$$

$$\delta = 147$$

$$K_1 K_2 = 0,02I$$

$$k = 654$$

$$T = 0,166s$$

b - Diagrammes de BODE (voir FIG: IV.23)

- stabilité : le système est stable quelque soit le gain.

- temps de réponse $T = \frac{\pi}{\omega_c} \approx 0,262s$ avec $\omega_c = 12rd/s$

ω_c : fréquence de coupure à 6 dB

- précision:

$$\cos \psi = \frac{I}{k} \varepsilon + \cos \psi_0$$

$$(\cos \psi)_{N+\Delta} = \frac{I}{k} (\varepsilon_N + \Delta \varepsilon_N) + \cos \psi_0$$

$$(\cos \psi)_N = (\cos \psi)_0$$

$$\varepsilon_N = 0$$

$$\frac{\Delta(\cos \psi)_N}{\Delta \varepsilon_N} = \frac{I}{k}$$

$$\frac{\Delta(\cos \psi)_N}{(\cos \psi)_N} = \frac{I}{k} \frac{\Delta \varepsilon_N}{(\cos \psi)_N}$$

$$\varepsilon^* = \frac{\Delta \varepsilon}{(\cos \psi)_N}$$

$$(\cos \psi)_N^* = \frac{\Delta(\cos \psi)_N}{(\cos \psi)_N}$$

$$(\cos \psi)_N^* = \frac{I}{k} \varepsilon^*$$

$$\varepsilon^* = \frac{\Delta \varepsilon}{(\cos \psi)_N}$$

$$V_0^* = \frac{V_0}{(\cos \psi)_N}$$

$$V^* = \frac{V}{(\cos \psi)_N}$$

$$\varepsilon^* = V_0^* - V^* = V_0^* - K_1 K_2 G_f U' \frac{1}{k} \varepsilon^* + K_1 K_2 Z I$$

$$\varepsilon^* (1 + K_1 K_2 G_f U' \frac{1}{k}) = V_0^* + K_1 K_2 Z I$$

$$\varepsilon^* = \frac{1}{1 + \frac{U' G_f K_1 K_2}{k}} V_0^* + \frac{K_1 K_2 Z I}{1 + \frac{U' G_f K_1 K_2}{k}}$$

1° cas: $V_0 = 0$; $\mathcal{E}_I^*(\infty) = \frac{K_1 K_2 \cdot R}{1 + \frac{U'}{K} K_1 K_2}$ avec $R = 0,002 \Omega$

pour $I_0 = I_n = 4204 \text{ A}$; on a $\mathcal{E}_I(\infty) = 14 \cdot 10^{-6} I_0$ d'où $\mathcal{E}_{I_0}(\infty) = 0,058 \text{ V}$.

2° cas: $I_0 = 0$; $\mathcal{E}_V^*(\infty) = \frac{1}{1 + \frac{U'}{K} K_1 K_2} V_0^*$

$V_0 = 216 \text{ V} \dots$; $\mathcal{E}_{V_0}(\infty) = 72 \text{ V}$.

$\mathcal{E}_{V_0}^*(\omega) \gg \mathcal{E}_{I_0}(\infty) \Rightarrow \mathcal{E}^*(\infty) = \mathcal{E}_{V_0}^*(\infty) \Rightarrow \mathcal{E}(\infty) = \mathcal{E}_{V_0}(\infty)$

on néglige l'influence des perturbations dues à la charge "I" de vant celle introduite par V_0 .

A la sortie de l'alternateur l'écart $\mathcal{E}(\infty)$ vaut:

$\mathcal{E}_r(\infty) \approx \frac{\mathcal{E}(\infty)}{K_1 K_2}$; $\mathcal{E}_r(\infty) \approx 2429 \text{ V}$.

$\frac{\mathcal{E}_r(\infty)}{V_s} \approx 35\%$ pour $V_s = 10000 \text{ V}$.

Pour améliorer la précision et le temps de réponse du système, on introduit un filtre à avance de phase et un amplificateur (voir Fig: IV.24);

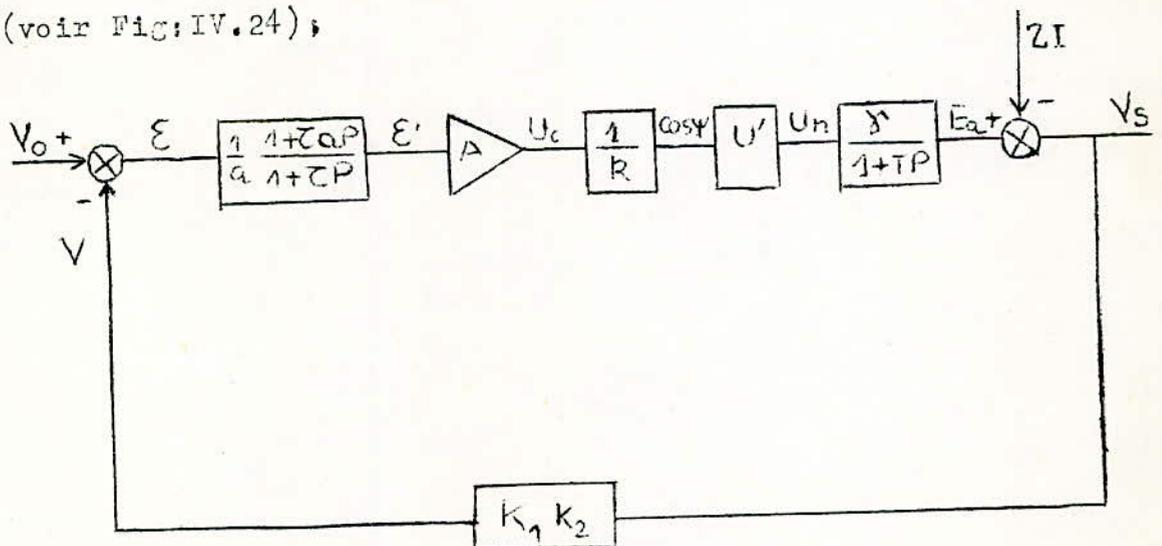


Fig: IV.24-Diagramme fonctionnel du système proposé.

Le filtre est dimensionné de manière à réduire de 10 fois environ le temps de réponse. Compte tenu de la normalisation des résistances on aura: $a=9,5$ et $a\tau=1$ d'où $\tau=0,017s$

Les résistances et la capacité du filtre (Fig: IV.20) prendront pour valeurs: $R_1=59k\Omega$; $R_2=4,7k\Omega$; $C=4,25\mu F$.

La fonction de transfert du système dans ce cas est:

$$H'(p) = \frac{\Lambda}{a} \frac{1+a\tau p}{1+\tau p} \frac{2}{1+0,166p}$$

$$\begin{aligned} a &= 9,5 \\ \tau a &= 0,166s \\ \tau &= 0,017s \end{aligned}$$

$$H'(p) = \frac{0,215 \Lambda}{(1+0,017p)}$$

- Précision:

$$\mathcal{E}(\infty) = \mathcal{E}_v(\infty) = \frac{V_o}{1+0,215 \Lambda}$$

Si l'on veut avoir une précision de 1%, on choisira Λ égal à:

$$\frac{\frac{\mathcal{E}(\infty)}{K_1 K_2}}{V_s} = 0,01$$

$$\mathcal{E}(\infty) = 0,01 K_1 K_2 V_s = 2,16V.$$

$$0,215 \Lambda = \frac{V_o}{2,16} - 1 \quad \text{d'où} \quad \Lambda = 460 \quad \text{pour} \quad V_o = 216V.$$

comme les résistances R_E et R_{CR} de l'amplificateur (Fig: IV.19) sont normalisées, on ne peut avoir Λ égal exactement à 460, on prendra alors pour $R_E=47k\Omega$; $R_{CR}=22 \cdot 10^3 k\Omega$

$$\Lambda = \frac{R_{CR}}{R_E} = 468$$

on aura alors:

$$H'(p) = \frac{100,62}{(1+0,017p)}$$

La précision devient de nouveau;

$$\frac{\xi(\infty)}{K_1 K_2 V_s} = \frac{V_0}{I + 0,215.A} \cdot \frac{I}{K_1 K_2 V_s} \approx 0,9\%$$

-- Diagramme de BODE (voir FIG:IV.25)

$$H'(p) = \frac{100,62}{(1 + 0,017p)}$$

- stabilité; elle est assurée comme dans le cas où il n'y avait ni filtre ni amplificateur.

- temps de réponse : $T = \frac{\pi}{\omega_c}$; $\omega_c = 140 \text{ rad/s}$

$$T = 0,022s$$

Remarques: La constante de temps du générateur d'impulsions n'est qu'une fraction de la période $T=1/50=0,02s$. Son influence sur les performances du système intervient dans le cas de hautes fréquences. Or, l'étude de notre système a été faite en basses fréquences; c'est pourquoi on a négligé cette constante de temps.

Le pont de thyristors introduit une constante de temps:

$$T_{th} = I_F \frac{dt}{di} \quad T_{th} = 6 \cdot 10^{-6} s$$

$$I_F = 300A. \quad \frac{di}{dt} = 50A/\mu s$$

La vitesse de balayage (slew rate) d'un amplificateur opérationnel est mesurée en $V/\mu s$ (ex: pour le bon vieux 709, $\frac{dV}{dt} = 0,3V/\mu s$) la constante de temps de cet amplificateur est très faible. Ceci nous permet, comme pour le générateur d'impulsions, de ne pas prendre en compte les constantes de temps du pont de thyristors et de l'amplificateur.

- Ecart introduit par les ondulations de tension.

Au niveau de l'inducteur, les ondulations de tension peuvent être symbolisées par une perturbation V' .

L'écart total du système sera:

$$\mathcal{E}(1 + K'(p)) = V_0 + K_1 K_2 EI + \frac{K_1 K_2}{(1 + Tp)} V'$$

Pour $V_0=0$ et $I=0$ on a:

$$\mathcal{E}_{V'}(\infty) = \frac{K_1 K_2}{I + 100,62} V' = 3,03 \%$$

Si l'on suppose que la perturbation est égale à U_n pour le régime nominal, l'écart à la sortie de l'alternateur sera:

$$\mathcal{E}_r(\infty) = \mathcal{E}_{V'}(\infty) / V_s = 8,2 \cdot 10^{-4} \%$$

L'écart est négligeable vu qu'il est très faible et que l'inducteur de l'alternateur constitue un filtre.

Fig IV.2b

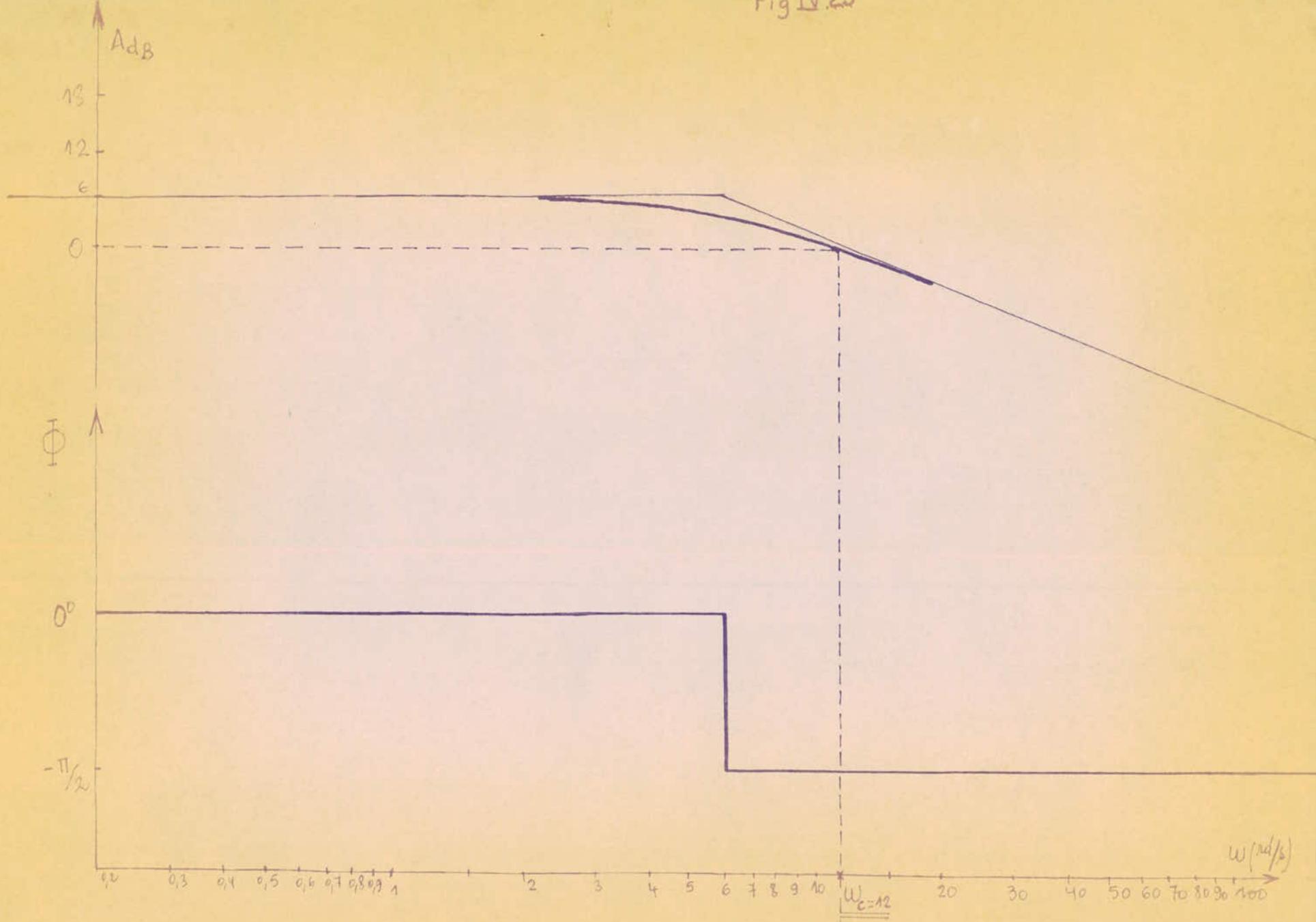
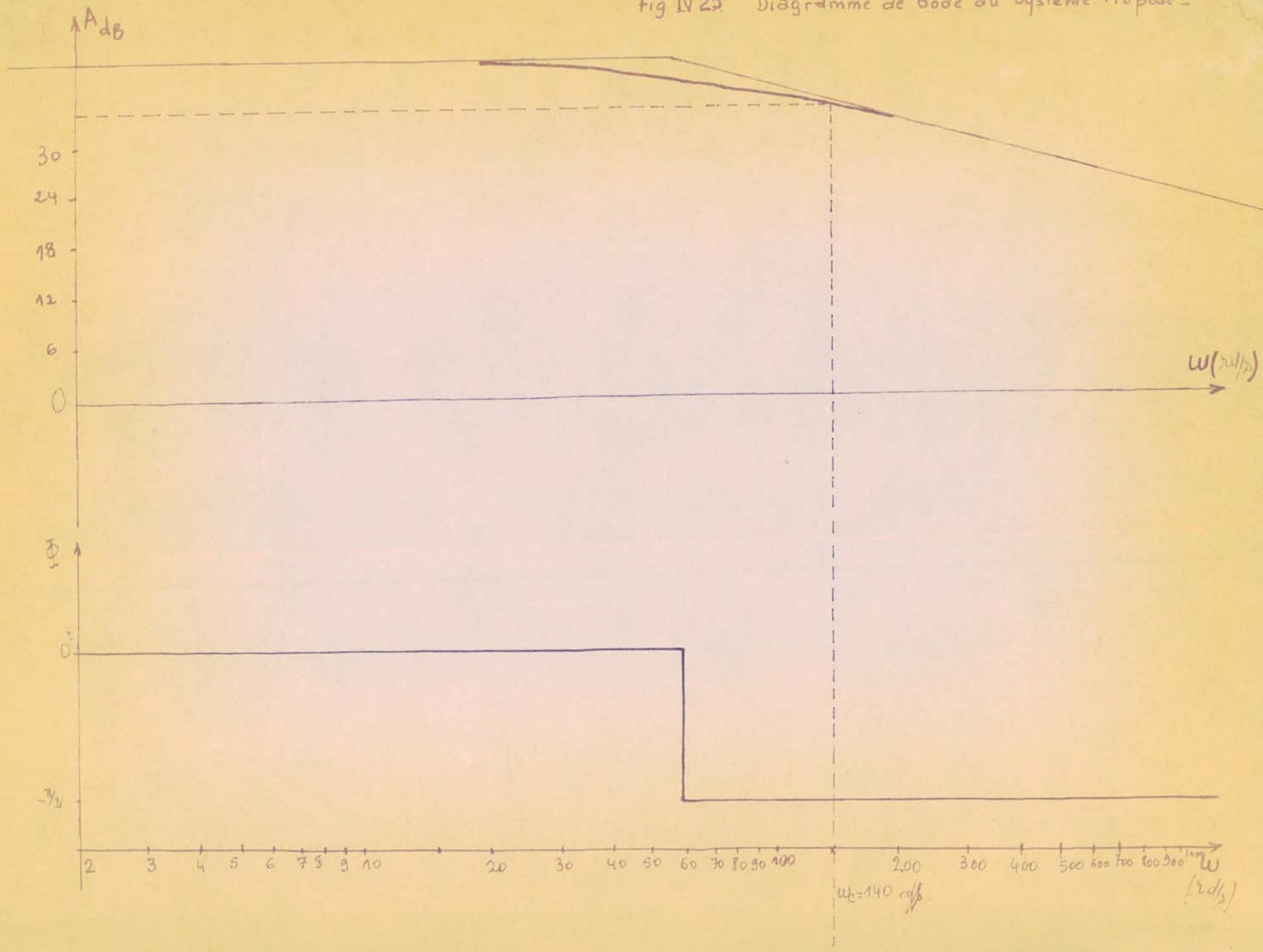


Fig IV 25 Diagramme de Bode du Système Proposé



- CONCLUSION -

Jusqu'à ces dernières années, les amplificateurs magnétiques étaient considérés comme les seuls éléments fiables, donnant des performances statiques assez bonnes et dont la durée de vie n'est limitée que par la fragilité des diodes qu'ils comportent. Associés à une excitatrice tournante, ces amplificateurs trouvaient un très large emploi dans le domaine de la régulation de tension des alternateurs.

L'avènement des semi-conducteurs, a permis aux constructeurs d'utiliser des systèmes d'excitation statique à la place des méthodes classiques (avec excitatrices tournantes) jugées encombrantes, produisant beaucoup de bruit et nécessitant une attention et un entretien constant.

Le système d'excitation statique à thyristors alimentés par soutirage aux bornes de l'alternateur améliore, par rapport aux systèmes avec excitatrices tournantes, la marge de stabilité et la rapidité par l'effet important de sa faible constante de temps.

Pour les fréquences correspondant à la zone de stabilité du système, l'amplificateur magnétique et le pont de thyristors introduisent les mêmes harmoniques (1, 2, 3, 4, 5, ...). Le sur-volteur-dévolteur et l'excitatrice principale en aval de l'amplificateur jouent le rôle d'un filtre passe-bas.

L'installation de filtres dans l'emploi de semi-conducteurs, constitue souvent un coût additionnel.

Les résultats obtenus précédemment dans l'étude du système proposé ne sont pas rigoureusement exacts, vu que l'on avait affaire à un système non linéaire qu'il fallait linéariser par une méthode approximative.

- BIBLIOGRAPHIE -

LIVRES

- [I.] CIGRE " Grands Réseaux Electriques
Volume I / année 1970 à Haute Tension "
- [II.] R. DAMAYE " L'Amplificateur Opérationnel "
Editions Radio, Paris 1974.
- [III.] M. GAUDRY " Redresseurs et Thyristors "
Dunod, Paris 1969 .
- [IV.] J.ch. GILLE " Théorie et Calcul des
P. DECAULNE Asservissements Linéaires "
M. PELLEGRIH Dunod, Paris 1971 .
- [V.] H. LILLEN " Thyristors et Triacs "
Editions Radio, Paris 1975 .
- [VI.] G. MAGGETTO " Le Thyristor "
Presses Universitaires de
Bruxelles, 1971
Eyrolles, Editeur, Paris.
- [VII.] G. SEQUIER " Les Montages Redresseurs "
Dunod, Paris 1970 .
- [VIII.] TECHNIQUES de L'INGENIEUR "Transducteurs Magnétiques"
Electronique (2 étoiles) par B. FAVEZ
et F. MAURY

ARTICLES:

- ADOLF DUDLER : " Régulation de la
Tension des Alternateurs Synchrones
avec les Régulateurs Unitrol. "
N°1, Tome 57, Janvier 1970 .
- Revue E.B.C.
- HANS GLAVITSCH : " Sur le choix des
Paramètres de Régulation de
Systèmes d'excitation pour Turbo-
alternateurs de grande Puissance "
N°5, Tome 61, Mai 1974 .
- Revue C.E.H.
- C.H. SICARD: "Le Réglage de l'exci-
tation des Turbo-Alternateurs
lors de fortes Perturbations
sur le Réseau "
- N° 97: Décembre 1976
- Revue R.G.E.
- A. BLAUCPAIN et J. BONNEFOIS
" Les Problèmes de Réglage et
de Commande de la Tension dans
les Réseaux Electriques ".
- N°5/Tome 85/Mai 1976