

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

INGENIORAT D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

Etude et mise au point d'un Bloc d'Alimentation
en courant continu à Fonctionnement Automatique

Proposé par :

M. KOURGHLI

Professeur à l'ENPA

Étudié par :

✍ **Abdelaziz AITIGRINE**

et

Mohamed SELMI

Janvier 1982

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

INGENIORAT D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

Etude et mise au point d'un Bloc d'Alimentation
en courant continu à Fonctionnement Automatique

Proposé par :

M. KOURGHLI

Professeur à l'ENPA

Etudié par :

Abdelaziz AITIGRINE

et

Mohamed SELMI

Janvier 1982

-ooOoo- D E D I C A C E S -ooOoo-

A NOS CHERS PARENTS

Abdelaziz

Mohamed

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

Nous tenons à remercier notre promoteur Mr M.KOURGHLI,
par la même occasion tous les professeurs qui ont contribué à notre
formation.

Que toutes les personnes qui directement ou indirectement,
nous ont aidé à l'élaboration de ce projet trouvent ici notre vive
reconnaissance.

- I N T R O D U C T I O N -

La production du courant électrique, par voie chimique a été pendant longtemps l'unique procédé exploité. Grace aux batteries d'accumulateurs, qui constituent les plus simples générateurs de courant continu.

Par leur souplesse et leur qualité, elles restent le seul réservoir apte à répondre à toute défaillance des machines principales et à assurer, sans risque, l'alimentation des nombreux dispositifs de sécurité et de contrôle indispensables dans les usines robots de l'avenir, et trouvent leur application sur une échelle très étendue dans l'industrie moderne.

Depuis plusieurs années le laboratoire d'électrotechnique se trouve déficitaire en énergie de courant continu en effet plusieurs installations se trouvent défectueuses, notamment le bloc redresseur à batteries au Cadmium-nickel de fabrication U.R.A.

L'objet de notre thèse de fin d'étude consiste d'une manière générale à remettre en marche ce bloc à fonctionnement automatique afin qu'il puisse répondre aux besoins du laboratoire.

-ooOoo- / H A P I T R E : I -ooOoo-

P R E S E N T A T I O N E T D E S C R I P T I O N

D U B L O C D ' A L I M E N T A T I O N

E N C O U R A N T C O N T I N U

I-1- PRESENTATION :

Le bloc d'alimentation en courant continu faisant l'objet de notre étude se trouve au sous-sol du laboratoire d'électrotechnique et d'électronique. Il est installé dans une salle; munie d'un ventilateur, adjacente à celle réservée aux batteries au plomb.

Un schéma d'ensemble du sous-sol est donné par la figure : I.1.

Pour ce qui concerne notre étude, la figure : I.2. représente un schéma donnant les cellules qui sont en relation directe avec le bloc d'alimentation en courant continu étudié et porte l'initiale "B2" (batterie au Cadmium-nickel), l'initiale "B1" est réservée à la batterie au plomb, qui se trouve dans la salle adjacente.

L'armoire du redresseur de charge est placée à côté des armoires de batterie au Cadmium-nickel. Une tension de 220 V-50 Hz venant de la cellule n°5 permet son alimentation. Le courant continu de l'ensemble arrive à la cellule n°10, il est ensuite distribué pour alimenter les circuits suivants :

- Les plates formes (pupitres) d'essais de machines au rez-de-chaussée.
- Certains moteurs et circuits d'excitation des machines auxiliaires.
- Tous les circuits de signalisation et d'éclairage des cellules du tableau général de distribution.
- La batterie d'accumulateur au cadmium-nickel assure en outre l'alimentation de l'éclairage de secours (5 Kw environ).

I- 2- DESCRIPTION :

Le bloc d'alimentation comprend trois armoires en tôle, dont la peinture est grise, la figure I.3. donne une représentation générale. L'armoire de gauche contient le chargeur avec :

- à la partie inférieure gauche, les trois bornes d'alimentation du secteur, ainsi que le répartiteur de raccordement du circuit de commande.
- à la partie inférieure droite, les deux bornes de raccordement à la batterie.

- à la partie inférieure centrale, le répartiteur de raccordement des circuits auxiliaires.

Les deux armoires de droite contiennent la batterie (constituée d'éléments Voltabloc "S.A.F.T.") avec :

- à la partie inférieure extrême droite et extrême gauche, les bornes départ utilisation avec les deux fusibles "H.P.C." (haut pouvoir de coupure) de protection (voir schéma générale fig : I.3.) et les deux bornes de raccordement au chargeur.

- à la partie inférieure centrale de la plus petite armoire, le répartiteur de raccordement des circuits auxiliaires.

2.1.- ELEMENTS VOLTABLOC "S.A.F.T." :

Chaque élément se compose d'un groupe de plaques frittées très minces (moins de 1 mm) d'épaisseur monté dans un bac en acier muni d'un couvercle soudé, d'ou sortent les bornes négative et positive.

Les plaques sont constituées par un feillard métallique perforé, excellent conducteur, sur lequel est fritté un support de nickel carbonyl extrêmement poreux et également très conducteur.

Les plaques sont imprégnées de matières actives :

- hydrate de nickel pour la polarité positive.

- hydrate de cadmium pour la polarité négative.

L'isolement entre plaques positives et négatives est réalisé à l'aide d'un tissu isolant et poreux enveloppant successivement les plaques d'un groupe. L'électrolyte est une solution de potasse à très faible résistivité.

Le montage des éléments VOLTABLOC est réalisé de façon hermétique, une soupape de sécurité fonctionnant en cas de pression interne anormale a été prévue sur le couvercle de chaque élément entre les bornes.

Montage en batterie :

Le nombre d'éléments constituant une batterie est défini d'une part, par la tension nominale et d'autre part, par la tension moyenne d'un élément. La tension moyenne d'un élément est de 1,25 Volt (moyenne entre la tension fin de charge : 1,42 V et la tension fin de décharge 1,1 V).

Les éléments sont assemblés mécaniquement par des grilles en fibre de verre et montés dans des tiroirs métalliques.

2.2.- CHARGEUR A TENSION CONSTANTE ET DEBIT LIMITE :

Le chargeur à tension constante et débit limité, a été spécialement étudié pour la charge des batteries VOLTABLOC. Ses caractéristiques lui permettent d'assurer :

1) La charge permanente d'entretien maintenant la batterie à l'état de pleine charge, la tension est en effet maintenue parfaitement stable ($\pm 1\%$) indépendamment

- Des variations de la tension alternative d'alimentation, dans les limites de $\pm 10\%$ environ.

- Des consommations absorbées par les circuits d'utilisation dans les limites prévues.

2) La recharge rapide de la batterie.

3) La limitation de l'intensité maximum débitée à la valeur nominale.

2.2.1.- Circuit de puissance :

Il comprend :

- 1 transformateur d'alimentation Tr (secteur triphasé 220 V ou 380 V).
- 3 transducteurs monophasés Td 2.1. - Td 2.2. - Td 2.3. dont le rôle est de contrôler le débit du chargeur en fonction du courant de commande délivré par l'amplificateur magnétique Td.1/Rd.1.
- 1 pont triphasé de diodes au silicium montés sur ailettes de refroidissement (Rd 2).
- La batterie VOLTABLOC.

2.2.2.- Organes de commande :

Le transformateur Tr est raccordé au réseau alternatif par le contacteur CDJ dont la bobine est commandée par les boutons poussoirs "marche arrêt" situés sur la cellule n° 10.

2.2.3- Régulation :

Le circuit de régulation comprend :

- un amplificateur magnétique Td.1/ Rd.1. qui alimente les enroulements de commande ~~des~~ des transducteurs de puissance (Voir schéma général).
- un ensemble régulateur contenu dans un coffret métallique.

Sur le couvercle de ce coffret sont montés :

- un régulateur de tension à transistors (couleur noir) qui règle la tension $\pm 1\%$ de la valeur nominale.
- un régulateur d'intensité à transistors (couleur rouge) qui limite le débit du chargeur à son intensité nominale.

Ces deux régulateurs sont montés sur prises débrûchables, maintenus par une bride de fixation.

A l'intérieur du boîtier sont placés :

- le circuit d'alimentation de l'enroulement E 7. S 7 de polarisation du transducteur Td1.
- le dispositif de charge rapide dont l'action sur le régulateur de tension a pour effet d'accélérer la recharge après panne de secteur.
- la résistance complémentaire R 6 du régulateur de tension.
- un répartiteur à 16 bornes pour raccordement au chargeur.

Tous ces organes sont montés sur un circuit imprimé. (Fig. I.3. bis)

Nota : - La référence de tension sur laquelle repose le fonctionnement du régulateur de tension est donnée par une petite batterie VOLTABLOC ER, logée dans le tiroir, côté positif de la batterie principale.

La basse tension nécessaire à l'alimentation des régulateurs à transistors est prélevée sur la résistance Rb.

2.2.4- Organes de protection :

a) Fusibles :

- F6 - protection des circuits auxiliaires.
- F5 - protection des circuits auxiliaires.

- F7 - protection du transducteur Td 1
- F8 - protection des circuits de polarisation des transducteurs
- F1 - protection des circuits d'utilisation
- F2 - protection des circuits d'utilisation
- F3 - protection entre le redresseur et la batterie.

b) Relais magnétothermique du contacteur CDJ : protection du transformateur Tr contre les surcharges importantes, provoque le déclenchement du contacteur primaire CDJ. Le relais magnétothermique est monté près du contacteur et possède un réarmement manuel.

c) Relais magnétique RM à accrochage mécanique :
Provoque le déclenchement du contacteur CDJ en cas de surintensité, et protège ainsi le pont de redresseur.

d) Thermostat :

En cas d'échauffement de la batterie, dû à une surcharge accidentelle, un thermostat à fermeture à 45° (logé dans la batterie) provoque le déclenchement du contacteur CDJ par son relais à accrochage mécanique RTh à réarmement manuel.

I.3.- SCHEMA SYNOPTIQUE DU BLOC A COURANT CONTINU :

Ce schéma nous permet de situer chaque élément dans le bloc à courant continu, ainsi que sa fonction. Il nous facilite par ailleurs la compréhension du fonctionnement général (Voir la figure : I.4.).

I.4.- ETAT DU BLOC :

Après le relevé du schéma général, et test des différents éléments contenus dans l'armoire on a aperçu que plusieurs organes sont défectueux notamment :

- La batterie "VOLTABLOC" au Cadmium-nickel
- Les régulateurs intensité et tension
- Le redresseur Rd 1
- Le redresseur de polarisation Rp 2
- La batterie de référence
- L'un des deux manostats cassé
- Et autres éléments défectueux.

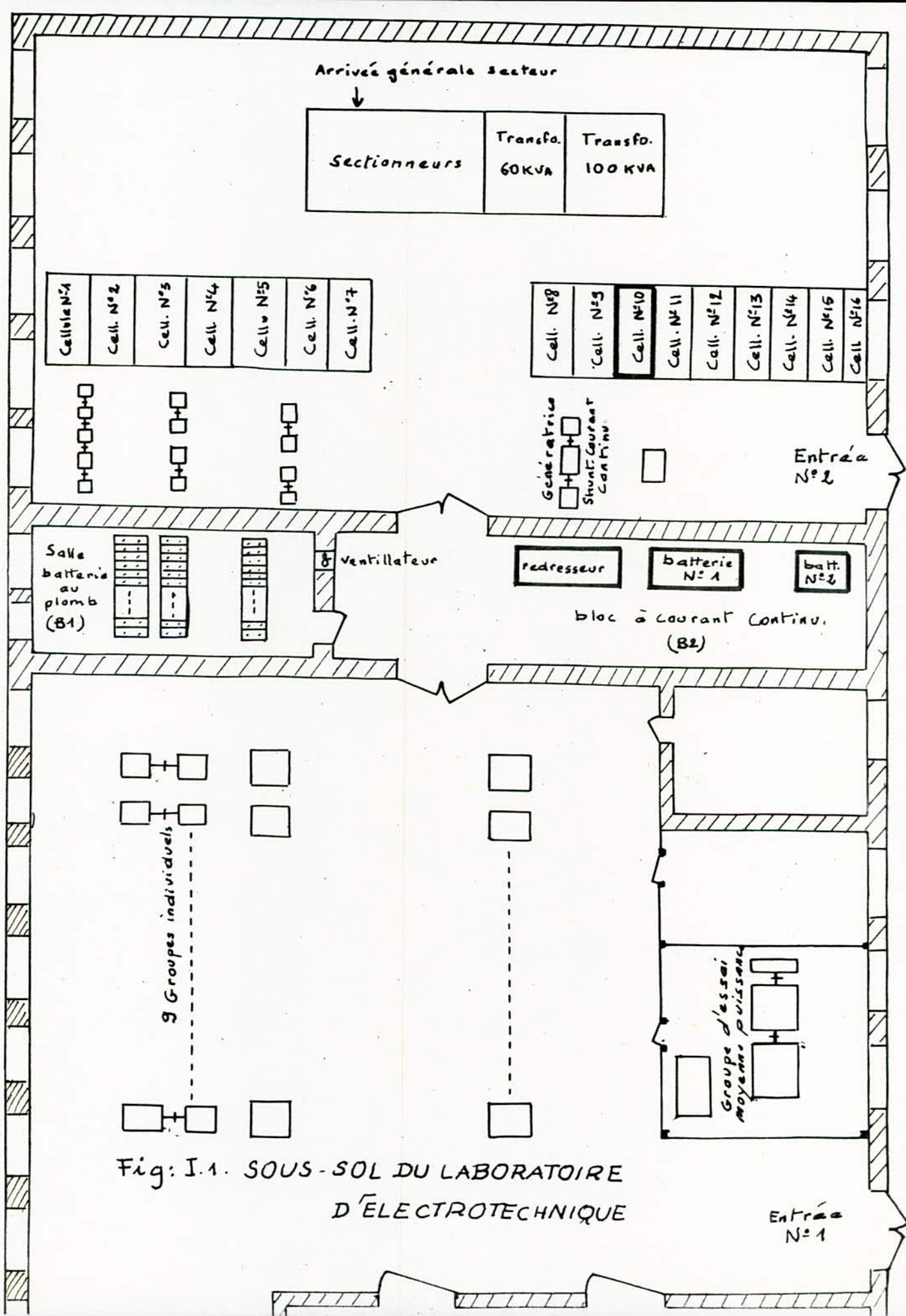


Fig: I.1. SOUS-SOL DU LABORATOIRE D'ELECTROTECHNIQUE

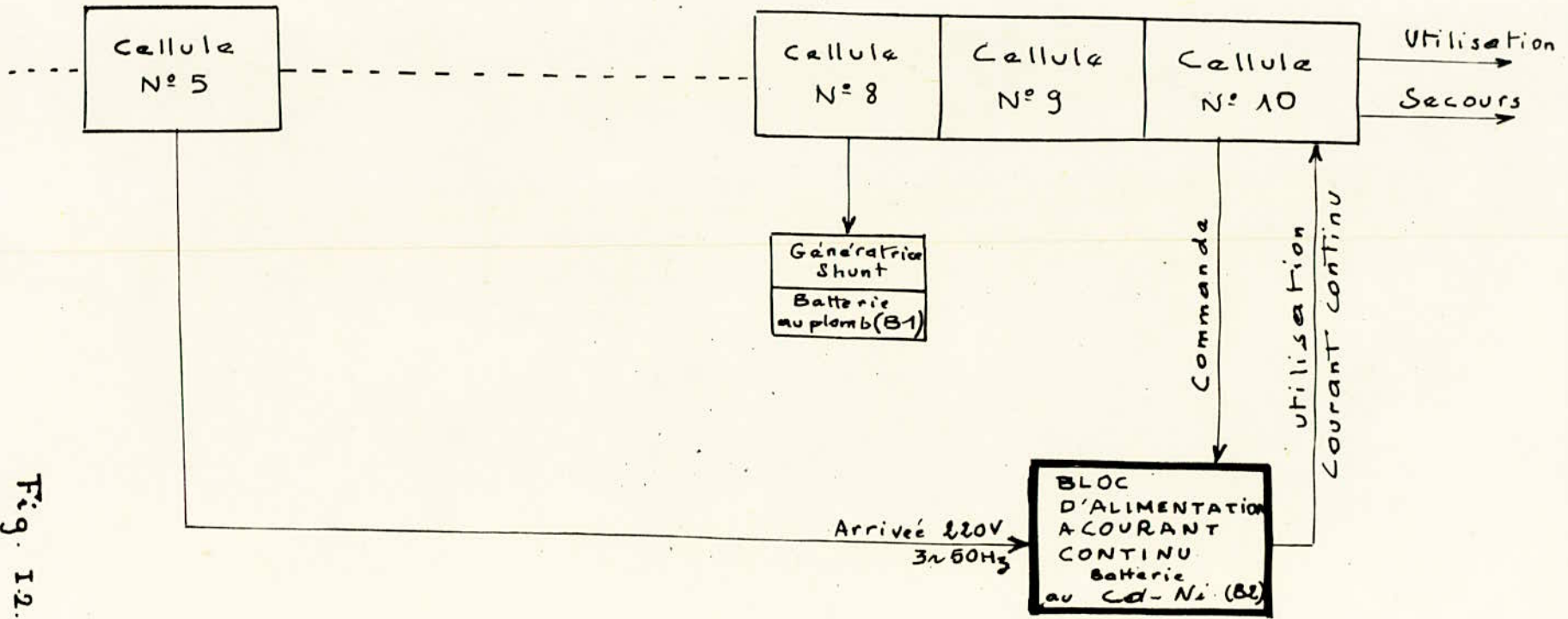


Fig. 12.
 Cellule d'alimentation
 et de commande du bloc
 à courant continu

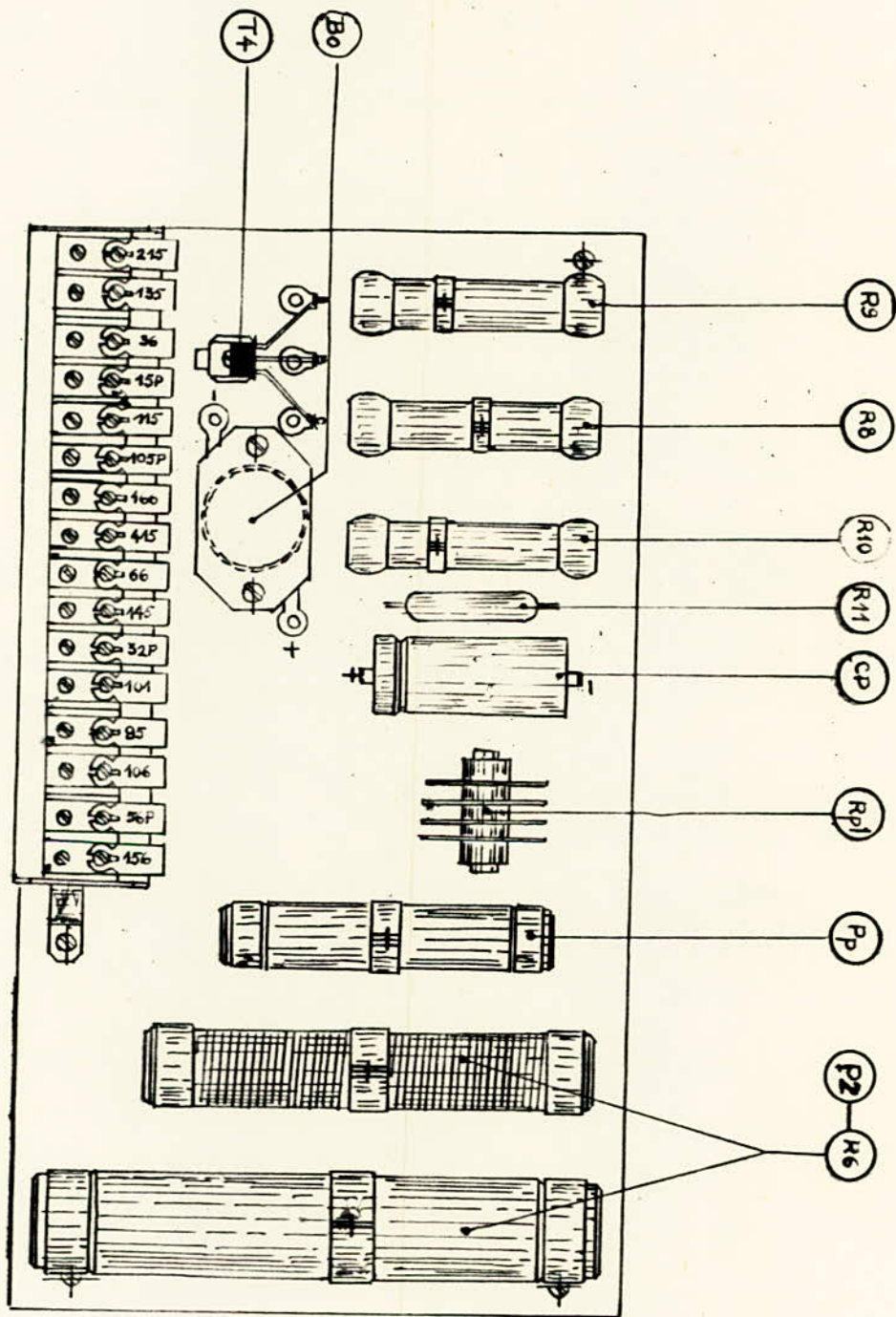


Fig. I.3 bis. coffret de régulation

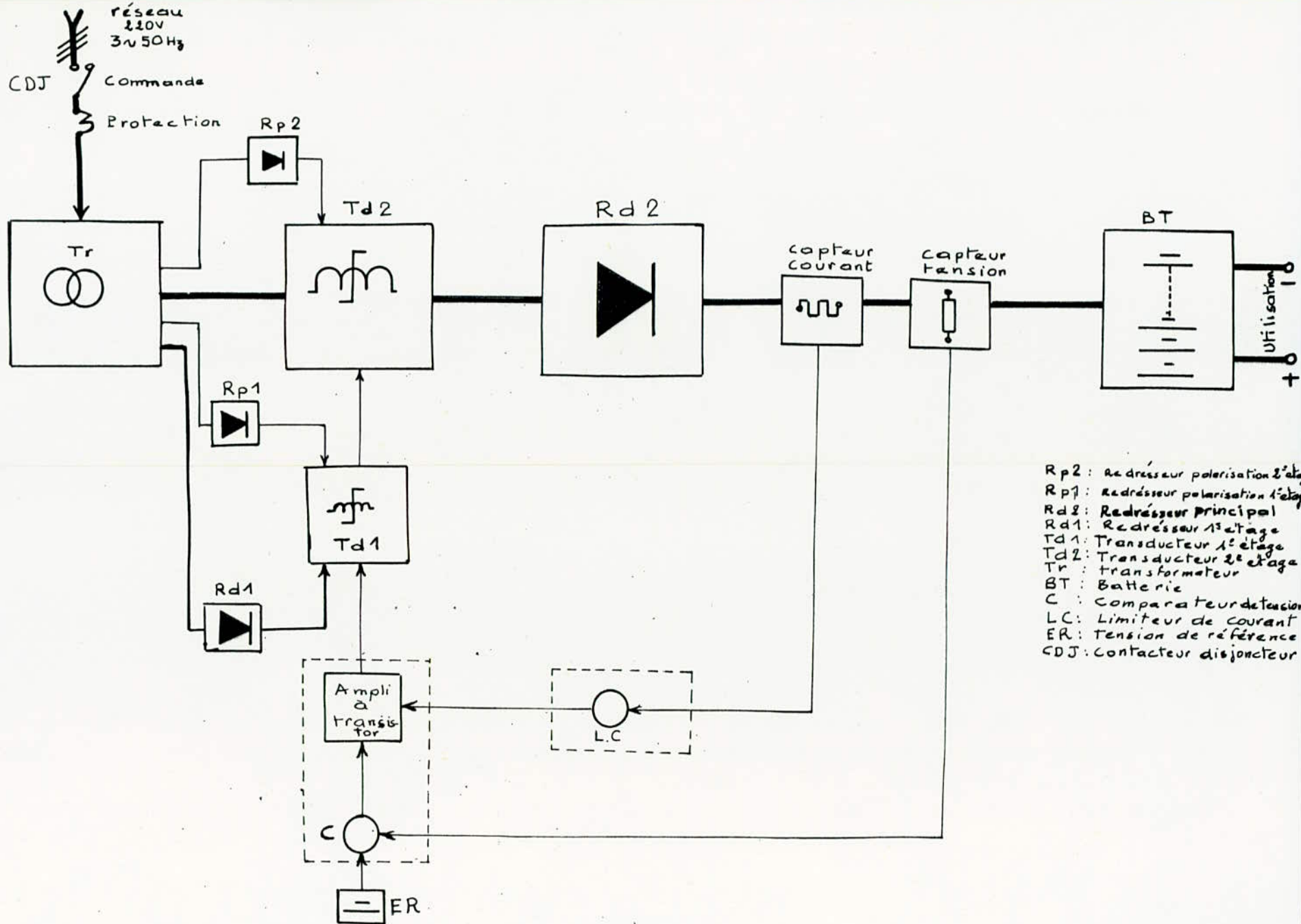


Fig. I.4. Schéma synoptique

- Rp2 : Redresseur polarisation 2^e étage
- Rp1 : Redresseur polarisation 1^{er} étage
- Rd2 : Redresseur principal
- Rd1 : Redresseur 1^{er} étage
- Td1 : Transducteur 1^{er} étage
- Td2 : Transducteur 2^e étage
- Tr : transformateur
- BT : Batterie
- C : Compensateur de tension
- L.C. : Limiteur de courant
- ER : Tension de référence
- CDJ : Contacteur disjoncteur

-ooOoo- / H A P I T R E : I I -ooOoo-

ETUDE DES TRANSDUCTEURS
MAGNETIQUES
(1er ET 2ème ETAGE.)

II.1. - INTRODUCTION A L'ETUDE DES TRANSDUCTEURS MAGNETIQUES :

1.1. Définition : On appelle transducteur magnétique ou inductance à saturation variable I.S. ou encore Amplificateur magnétique des appareils utilisant la saturation des matériaux magnétiques pour faire varier la puissance dissipée dans une charge, fournie à partir d'une source alternative de puissance, en fonction d'une tension continue appliquée dans un circuit de commande. Cet effet est obtenu en faisant passer le ou les circuits magnétiques du transducteur d'un état de non saturation à un état de saturation, pendant une partie variable de chaque période de la tension alternative d'alimentation.

1.2. Constitution des transducteurs magnétiques :

Les montages communément appelés transducteurs magnétiques sont constitués de noyaux magnétiques bobinés. Ils comprennent toujours des enroulements faisant partie de deux circuits électriques principaux :

- Le circuit de puissance ou de travail, alimenté par une tension alternative (organe de blocage synchrone)
- Le circuit de commande ou de contrôle, alimenté par une tension continue.

D'autres enroulements sont parfois utilisés, faisant partie de circuits secondaires tels que circuits de polarisation ou de réaction.

L'amplificateur magnétique n'entre pas dans la catégorie des machines électriques mais, dans les régulateurs modernes, sert parfois à commander et contrôler leurs excitations.

1.3. Rappel de notions de base. Hypothèses simplificatrices : cycle d'hystérésis :

Le fonctionnement des transducteurs magnétiques étant basé sur la non-linéarité de la caractéristique de magnétisation du

matériau utilisé, la forme de cette caractéristique joue un rôle important dans le comportement de ces appareils.

Généralement on représente la caractéristique magnétique d'un matériau dans un plan d'axes de coordonnées : en portant en ordonnée l'induction B et en abscisse le champ appliqué H . Considérons un matériau ferromagnétique dans un état tel que l'induction est nulle en absence de champ, on obtient la courbe de première aimantation en faisant croître à partir de cet état initial la valeur du champ H (fig: II.1.). Si, le champ appliqué ayant été porté jusqu'à la valeur $+H_m$, on le fait décroître et on l'inverse jusqu'à la valeur $-H_m$, le point représentatif de l'état du circuit magnétique décrit la branche gauche du cycle de la fig: II.1., la branche droite est obtenue lorsque le champ passe à nouveau de $-H_m$ à $+H_m$. Le cycle entier est dans ce cas symétrique, par rapport au point O . Au delà de H_m l'induction B_m devient pratiquement indépendante de H_m on atteint B_s .

L'allure du cycle est fonction de la vitesse de variation, dans le temps, du champ appliqué.

Lorsque cette variation est très lente on obtient le cycle statique, si cette variation est plus rapide on obtient des cycles dynamiques qui sont toujours symétriques par rapport à l'origine mais plus larges que le cycle statique.

Les cycles d'hystéresis deviennent asymétriques si la variation du champ appliqué est elle même asymétrique, ce qui est le cas des transducteurs magnétiques (fig: II.2.).

Ainsi pour simplifier l'analyse du fonctionnement des transducteurs magnétiques, on admettra que les cycles d'hystéresis asymétriques du matériau employé peuvent être représentés comme indiqué sur la figure: II.3.

A la suite de cet étude on considère que la matière magnétique des noyaux des I.S. est caractérisée par la courbe $B = f(H)$ rectangulaire idéale de la fig : II.4. La partie intermédiaire de cette courbe est verticale et, par conséquent, aucune force magnétomotrice résultante n'est nécessaire quelque soit le ϕ dans la région non saturée.

$B = f(H)$ à la saturation est bien horizontale ce qui signifie que les enroulements de blocage, une fois saturés, auront une réactance nulle.

1.4. Utilisation de l'inductance (saturable) comme interrupteur ou organe de blocage synchrone :

L'impédance entre les bornes x_1, x_2 des figures : II.5. et II.6. est très grande par rapport à la résistance de charge R pendant la première partie de chaque $1/2$ période de la tension d'alimentation, et devient très petite pendant le reste de la $1/2$ période.

Pendant la première partie de la demi période, la majeure partie de la tension d'alimentation sera entre les bornes A et B de l'I.S. et, par suite la tension aux bornes de la résistance de charge sera très faible, tandis que ce sera l'inverse pendant le reste de la $1/2$ période, on considère que la chute de tension entre les bornes est négligeable, et que presque toute la tension d'alimentation apparaît aux bornes de la charge. Du fait de ces apparitions et disparitions périodiques d'une grande impédance en série avec la résistance de charge R_c , on peut admettre que l'I.S. se comporte comme interrupteur synchrone, fonctionnant entre la source de tension et la résistance de charge. Cet interrupteur est ouvert pendant la première partie de la demi période, et fermé pendant le reste de cette demi période.

La phase de l'instant de la fermeture de l'interrupteur détermine l'amplitude de la tension de sortie. On peut faire varier la phase en question en agissant sur le nombre d'ampère-tours de commande.

Les formes d'ondes de la tension d'alimentation e , du courant dans la charge i_L , du courant de commande i_c , de la tension de blocage $e_{G,A}$ dans le circuit de I.S. sont représentés dans la figure : II.7.

Remarque :

On distingue deux sortes de montages selon le mode de connexion des enroulements interrupteurs si c'est en série ou en dérivation.

Pour l'étude qui suit considérons le circuit fondamental d'une inductance (saturable) comprenant deux transformateurs monophasés simple A et B. Le fonctionnement de ces transformateurs branchés de manière

à constituer un circuit d'inductance à saturation variable s'écarte de celui des transformateurs normaux dans la mesure où l'on atteint et maintient la saturation pendant une partie d'une période de la tension d'alimentation.

Les notations utilisées pour les I.S. A et B des figures : II.5. et II.6. Sont symboliques, et ne correspondent pas à la disposition effective des noyaux dans la pratique.

1.5. Principe et analyse du fonctionnement d'une I.S. :

Le montage de la figure : II.8. le plus simple que l'on puisse imaginer pour réaliser une amplification de puissance en utilisant la propriété de saturation des matériaux magnétiques comprend deux enroulements bobinés sur même noyau, l'un faisant partie du circuit de commande à N_c spires, alimenté par une tension continue E_c , l'autre branché en série avec une charge à N_g spires, formant ainsi le circuit de puissance, et alimenté par une tension alternative e de pulsation ω . Les ampère-tours efficaces $N_g I_g$ développent dans le noyau magnétique une induction, de valeur efficace B à laquelle correspond une perméabilité relative μ du matériau magnétique par rapport à l'air. Rappelons que si l est la longueur du circuit magnétique en mètres, S la section droite de ce circuit en m^2 .

μ est définie par :

$$B = \mu_{abs} \cdot H.$$

or $\mu_{abs} = \mu_0 \mu$

la perméabilité du vide est : $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$

$$H = \frac{N_g I_g}{l}$$

alors : $B = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{N_g I_g}{l} \cdot \mu$

la réluctance du circuit magnétique est :

$$R = \frac{l}{4\pi \cdot 10^{-7} \mu \cdot S}$$

et le coefficient de self-induction de l'enroulement considéré

$$L = \frac{N_g^2}{R}$$

Son impédance :

$$Z = L\omega = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot S \cdot N_G^2 \cdot \omega \cdot \mu}{l}$$

est donc proportionnelle à la perméabilité μ .

On sait que μ varie avec l'induction, donc avec le nombre d'Ampéretours placés sur le noyau magnétique.

Les figures : II.9. a) et b) rappelle l'allure des variations de B et μ . On voit que lorsque la saturation du matériau magnétique est atteinte la perméabilité μ diminue lorsque le nombre d'A.T. augmente.

Les N_G spires bobinées sur un noyau magnétique constituent une réactance placée en série avec la charge R parcourue par un courant efficace I_G , supposons que les A.T. efficaces $N_G I_G$ produisent une induction efficace à laquelle correspond une perméabilité représentée par le point M de la fig: II.b). Faisons circuler une intensité I_C dans les N_C spires de l'enroulement de commande, les A.T. correspondants $N_C I_C$ provoquent une saturation supplémentaire du matériau magnétique; le point M se déplace en N et la réactance de l'enroulement alternatif diminue.

On voit donc que l'ajustage de I_C par l'intermédiaire d'un rhéostat r variable permet de modifier la valeur de l'impédance placée en série avec la charge R_c .

La forme d'onde du courant dans la charge est très déformée et, en particulier les alternances positives et négatives ne sont pas symétriques.

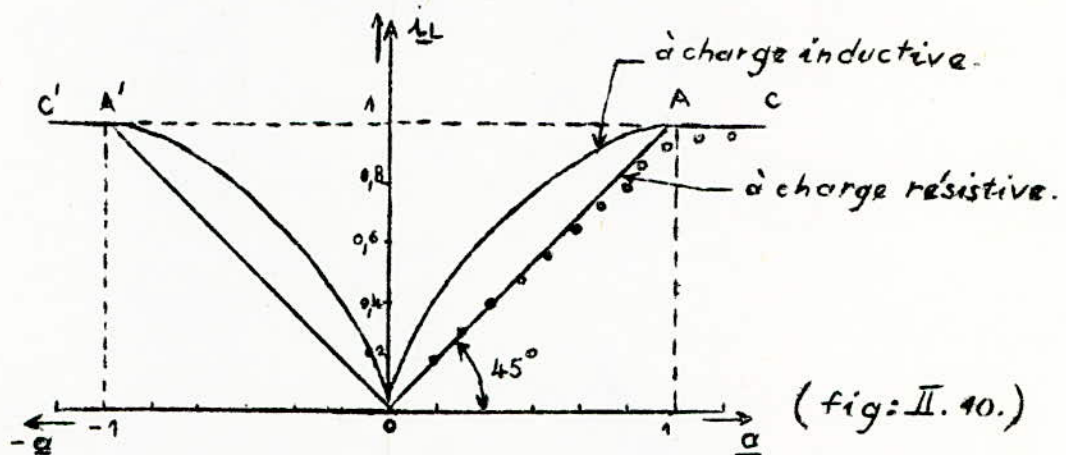
C'est pourquoi la très grande majorité des transducteurs comprennent au minimum deux noyaux magnétiques. Le branchement judicieux des deux enroulements de commande selon les figures: II.5. et II.6. permet de pallier la première difficulté signalée ci-dessus, la symétrie du montage permettant d'obtenir la symétrie des alternances du courant dans la charge.

Lorsque la bobine à noyau de fer, branchée dans le circuit, est saturée le courant dans le circuit de travail n'est plus limité que par la résistance de charge, alors que, lorsqu'elle n'est pas saturée, elle s'oppose au passage du courant.

La puissance dissipée dans la charge est donc fonction des intervalles de temps respectifs de saturation et de non saturation au cours d'une période.

1.6. Caractéristiques de commande "normalisée" (ou "réduite") :

La figure : II.10. représente la courbe théorique en gros trait plein, et la courbe expérimentale par des points.



OA et OA' portent le nom de "régions de proportionnalité" et les sections AC et A'C' celui de "régions limitées par la résistance". A l'intérieur des régions de proportionnalité, OA a une pente positive, est dite région positive, tandis que OA' région négative. Afin d'avoir une représentation sans dimension, on a désigné par le rapport:

$$\underline{i}_L = \frac{I_L}{I_{L,m}}$$

Courant de charge réduit où : I_L : valeur efficace du courant de charge.

$I_{L,m}$: valeur efficace du courant de charge maximum.

On appellera de même le rapport : $\frac{N_c I_c}{N_G^* I_{G,m}} = \underline{\alpha}$

Ampéretours de commande réduits avec : $N_c I_c$: ampéretours de l'enroulement de commande.

N_G^* : nombre de spires de l'enroulement de blocage.

A l'intérieur de la zone de proportionnalité, la relation entre les A.T. réduits de commande et le courant de charge réduit devient une ligne droite qui, lorsqu'on prend les mêmes échelles pour i_L et a , elle fait un angle de 45° avec les axes.

L'inversion du signe de la tension de commande E_c amène le flux à décrire la branche négative de gauche de l'intervalle de saturation de la courbe idéale B (H) de la figure : II.4.

Ce qui engendre la caractéristique OA'C' (fig: II.10.) On remarquera que le courant I_L de charge dépend uniquement de la valeur arithmétique de E_c , mais non de son signe.

En examinant la courbe on remarque que pour $a = 0$, l'intensité réduite $i_L \neq 0$ a une valeur positive. On diminue le courant dans la charge pour $a = 0$ en branchant en parallèle sur les enroulements de blocage une capacité les faisant résonner sur la fréquence d'alimentation.

Dans la région limitée par la résistance; le courant de charge n'atteint pas tout à fait la valeur $I_{L,m}$ à cause de la réactance de saturation et de fuite des enroulements d'excitation. Il faut donc un nombre d'A.T. réduit a supérieure à l'unité pour atteindre le courant de charge maximum.

1.7. Emploie d'un enroulement de polarisation dans le circuit de commande d'un transducteur :

Le circuit de commande d'un transducteur est toujours muni d'un enroulement secondaire de polarisation dit de tarage bobiné comme l'enroulement de commande C et traversé par un courant continu réglable i_B (voir fig: II.11.).

Il permet de traduire la courbe caractéristique par l'apport d'A.T. positifs, on peut déplacer le zéro de la courbe vers la droite, et de centrer la zone d'utilisation sur la partie rectiligne de la courbe de réponse.

On fera ainsi varier l'état de saturation correspondant à un courant de contrôle nul.

II.2. TRANSDUCTEURS A RETROACTION (OU "REACTION") :

2.1. Introduction :

La rétroaction (appelée aussi réaction) est l'opération consistant à faire réagir dans un sens ou dans l'autre la sortie d'un appareil sur l'entrée du dit appareil. Un exemple typique est celui d'une génératrice compound à courant continu. L'entrée correspond au courant dans l'inducteur et le dispositif de rétroaction est l'enroulement série. Suivant les sens des courants dans les enroulements en dérivation et ensérie, les A.T. de l'enroulement série s'ajouteront à ou se retrancheront de ceux de l'enroulement en dérivation. Si la rétroaction tend à augmenter la valeur de la grandeur à l'entrée elle est positive; si elle tend à réduire cette valeur, elle est négative, et appelée parfois contre-réaction.

On réalise une réaction positive en faisant donc passer le courant traversant la charge, dans un enroulement étroitement couplé à l'enroulement de commande. Cette rétroaction est donc une "réaction magnétique".

Une réaction magnétique positive augmente le gain $K_{A.T.}$ en A.T. d'un amplificateur magnétique et, par conséquent le gain dynamique en puissance. L'augmentation du gain dynamique en puissance est une des raisons qui incitent le plus à utiliser la rétroaction magnétique positive. Signalons, par parenthèse, que l'application de la réaction magnétique ne modifie pas la résistance apparente du circuit de commande.

Le transducteur à rétroaction magnétique se déduit des circuits fondamentaux du transducteur série (fig: II.5.) , ou du transducteur parallèle (fig: II.6.) par addition d'un troisième enroulement sur chacun de ces deux transducteurs. Ces nouveaux circuits, dont on représente les bornes par z_1 et z_2 sont branchés dans le circuit de charge, après redressement du courant (Voir fig: II.12.) Grâce à ces nouveaux enroulements, le courant de charge s'ajoute à, ou se retranche, de la force magnétomotrice engendrée par l'enroulement de commande original, et l'on appelle plus spécialement, les nouveaux enroulements entre z_1 et z_2 "enroulements d'auto-excitation"

Dans la figure : II.12., la force magnétomotrice engendrée par les enroulements de réaction à le même sens que celle produite par un courant de commande positif, et l'on dit alors que la réaction est positive. Les enroulements de réaction peuvent être montés en série ou en parallèle; sauf indication contraire, on suppose que les enroulements de réaction sont montés en série.

2.2. Méthode graphique de détermination de la caractéristique de commande réduite dans le cas d'une réaction magnétique :

La figure : II.13. représente la caractéristique réduite de commande d'un transducteur ordinaire. C'est en principe la courbe représentée sur la figure: II.10. par des petits cercles, mais les écarts par rapport à la droite à 45° sont exagérés dans la figure en vue de souligner les conséquences de ces écarts.

Supposons d'abord qu'on ait une réaction magnétique et des redresseurs à courant inverse nul ($I_F = I_L$). Le nombre d'A.T. réduit de réaction, a_F , est donné par :

$$a_F = \frac{N_F I_F}{N_G^* I_{L,m}} = \frac{N_F}{N_G^*} \cdot \frac{i_L}{I_{L,m}}$$

N_F : spires de l'enroulement de réaction.

I_F : courant qui circule.

Si l'intensité réduite du courant dans la charge est donné par CG (fig: II.13.) et en absence de réaction, il faut un nombre réduit d'A.T. égal à AC. En présence d'une réaction, les enroulements de réaction engendrent un nombre réduit a_F d'ampéretours de commande, représenté par AB, et, par conséquent, les enroulements de commande ont à engendrer seulement le reste BC. La figure: II.13.B) représente la caractéristique de commande réduite en présence de réaction. Avec OA = OB' et BC = B'C', le point c' est un point de la nouvelle caractéristique de commande. Par le point B et l'origine O, faisons passer une droite dite "droite de réaction". Il est manifeste que, d'après la construction ~~ci-dessus~~ du point C', on peut obtenir la caractéristique réduite avec réaction en considérant la droite de réaction comme un nouvel axe de coordonnées, tel que les nouvelles abscisses soient égales à la distance entre la droite de réaction et la caractéristique de commande réduite sans réaction, les ordonnées restant toutefois les mêmes.

On a procédé ainsi pour toute la caractéristique de commande, on obtient le résultat représenté sur la figure : II.13.b).

On peut facilement déterminer comme suit la courbe de réaction.

Pour $i_L = 1$, la distance $Y_F = \frac{NF}{N_G}$. On obtient ainsi le point F où aboutit la droite de rétroaction FO.

Un point intéressant est l'intersection Q de la droite de réaction avec la caractéristique de commande DMC, qui correspond à un point où l'on obtient un courant dans la charge pour un courant de commande nul. Q est appelé point de repos sur la caractéristique avec réaction correspond à Q' sur la fig : II.13.B).

Si nous désignons le facteur de réaction par: $h_R = YF$ on a donc :

$$h_R = \frac{NF}{N_G}$$

Si on augmente h_R jusqu'à ce que la pente de la droite de réaction devienne parallèle à la pente de la caractéristique réduite de commande, on remarque que la pente de la caractéristique avec réaction devient verticale ce qui correspond à un gain infini (fig: II.14.b).

2.3. Détermination par le calcul du gain d'un amplificateur avec réaction magnétique :

Le gain $K_{A.T.}^*$ en ampéretours d'un amplificateur magnétique est égal à la pente de la caractéristique réduite de commande.

$$K_{A.T.}^* = \frac{di_L}{d\alpha}$$

La courbe de commande d'un transducteur ordinaire ($h_R = 0$) est représentée sur la fig: II.15.) par la courbe en traits interrompus, qui a été fortement déformée en vue de faire ressortir les détails. Si l'on désire, par exemple, connaître le gain en A.T. au voisinage du point P, on trace la tangente en P, et cherche son intersection en S avec l'axe des abscisses. Pour obtenir la pente avec réaction, on cherche les transformés de deux points quelconques de la tangente SP, à l'aide de la droite de réaction. Il y aura intérêt, cependant, à choisir certains points pour obtenir plus rapidement un résultat. Si l'on applique, par exemple, la règle de correspondance au point d'ordonnée zéro de la tangente SP, il est évident que S est aussi

un point de la tangente à la caractéristique avec réaction.

Un autre point pratique est le point d'intersection X de l'horizontale passant par Y avec le prolongement de la tangente SP. On obtient le point correspondant (avec réaction) X', en prenant $YX' = FX$. La droite X'S est la tangente transformée cherchée de la caractéristique de réaction. Le point de contact P' de la tangente X'S s'obtient en menant par P une parallèle à OS coupant SX' en P'.

Ces relations géométriques fondamentales permettent d'établir les relations analytiques suivantes :

$$K_{A.T.}^* = \operatorname{tg} \sigma = \frac{OR'}{OS}$$

$$OR' = OR \cdot \cos \varphi$$

$$\frac{OR}{OS} = \frac{\sin \rho}{\sin [\pi/2 - (\rho + \varphi)]}$$

$$\operatorname{tg} \sigma = \frac{1}{\operatorname{cotg} \rho - \operatorname{tg} \varphi}$$

L'examen de la figure : II.15. montre, d'autre part, que :

$$\operatorname{tg} \varphi = h_e$$

Le gain en A.T. devient :

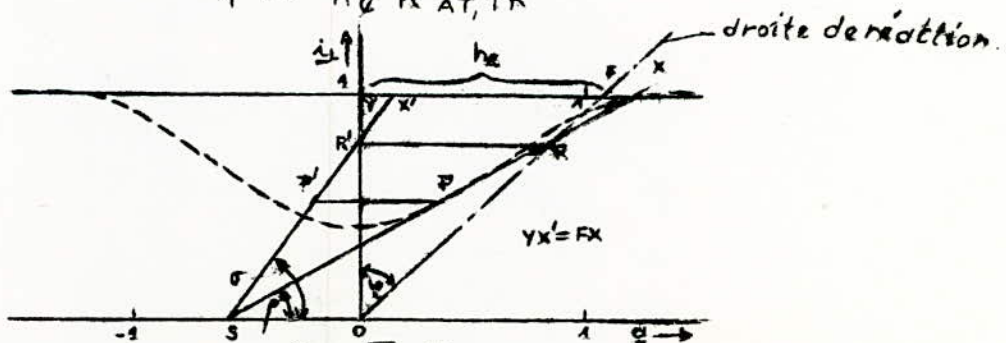
$$\operatorname{tg} \sigma = \frac{1}{\operatorname{cotg} \rho - h_e}$$

Si l'on désigne par $K_{A.T.,TR}^*$ le gain en A.T. du transducteur ordinaire :

$$K_{A.T.,TR}^* = \operatorname{tg} \rho$$

On obtient finalement, pour le gain en A.T. $K_{A.T.}^*$ du transducteur avec réaction :

$$K_{A.T.}^* = \frac{K_{A.T.,TR}^*}{1 - h_e K_{A.T.,TR}^*}$$



II.3. ETUDE DE L'ENSEMBLE DES TRANSDUCTEURS MAGNETIQUES CONSTITUANTS

LES DEUX ETAGES :

A). TRANSDUCTEUR SANS REACTION AVEC CHARGE RESISTIVE FONCTIONNANT EN REGIME PERMANENT : (2^{ème} ETAGE).

Le circuit de la figure: II.11. représente un schéma de principe simplifié de l'un des transducteurs constituant le 2^{ème} étage alimenté par la tension sinusoïdale e .

Comme on est en régime permanent, tous les phénomènes dans l'I.S. doivent être périodiques (mais pas nécessairement sinusoidaux), et avoir la même période que le courant d'alimentation. En plus, du fait de la symétrie du circuit par rapport aux deux I.S., les phénomènes dans une I.S. se reproduisent dans l'autre I.S. après un intervalle d'une demi-période.

La tension d'alimentation e fait passer un courant d'excitation (magnétisant) à travers les enroulements de blocage des deux I.S. Avec les noyaux pour lesquels le courant d'excitation est faible, et si l'on opère dans la partie abrupte du cycle B-H, la chute de tension aux bornes de la "résistance de sortie" R_S , égale à la somme de la résistance de charge R_L et des résistances de blocage $R_{G,A}$ et $R_{G,B}$ est négligeable. La tension aux bornes de R_L est alors considérée nulle. Par conséquent, la tension d'alimentation est appliquée aux I.S. A et B en série, et, du fait de l'identité des deux I.S.; une moitié de la tension d'alimentation apparaît aux bornes X_1, X_2 de l'enroulement de blocage de l'I.S. A, et l'autre moitié aux bornes X_1, X_2 de celui de l'I.S. B.

Les tensions aux bornes des enroulements de blocage sont appelées tensions de blocage et sont désignées par $e_{G,A}$ et $e_{G,B}$ (fig: II.16.).
Les intervalles $0 < t < \alpha/\omega$ et $\pi/\omega < t < \pi + \alpha/\omega$ sont appelés intervalles d'excitation.

Le blocage est pratiquement parfait pendant ces intervalles. Les tensions de blocage $e_{G,A}$ et $e_{G,B}$ agissent par induction sur les enroulements de commande. Un examen des polarités des enroulements de blocage et de commande montre que les tensions induites dans le circuit de commande sont égales et opposées, et que, par conséquent, aucun courant produit par ces tensions ne circulera dans les enroulements de commande.

La tension alternative appliquée e fait varier les flux magnétiques, ϕ_A et ϕ_B dans les noyaux A et B (fig: II.16.).

Les tensions de blocage e_{GA} et e_{GB} s'annulent pour $t = \frac{\alpha}{\omega}$, et où la tension d'alimentation réapparaît aux bornes de la résistance de sortie R_s sous forme de la tension de sortie e_s (fig: II.16.A.); et puisque le courant de charge i_L sera égal à $\frac{e_s}{R_s}$ alors i_L est sinusoïdal. Les intervalles $\frac{\alpha}{\omega} < t < \frac{\pi}{\omega}$ et $\alpha + \frac{\pi}{\omega} < t < \frac{2\pi}{\omega}$, pendant lesquels l'une ou l'autre des I.S. sont saturées portent le nom d'intervalles de saturation.

L'angle α est appelé angle de saturation.

Pendant l'intervalle de saturation ($\frac{\alpha}{\omega} < t < \frac{\pi}{\omega}$), le noyau A est saturé, mais non le noyau B. Celui-ci se comportera comme un transformateur de courant, dont le primaire est l'enroulement de blocage et le secondaire celui de commande. Dans ces conditions, le circuit de commande est parcouru par un courant i_c .

Il est maintenant évident que les phénomènes qui se produisent dans les I.S. sont périodiques.

A.1.) Relations entre α , E_s , I_L :

La tension d'alimentation est :

$$e = E_m \sin \omega t$$

avec : $\omega = 2\pi f$

la valeur efficace E_e de la tension d'alimentation est égale à :

$$E_e = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \approx 0,707 E_m$$

la valeur moyenne de la tension d'alimentation redressée E est égale à :

$$E = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} E_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} E_m \approx 0,9 E_e.$$

pendant l'intervalle de saturation, la tension d'alimentation porte le nom de tension de sortie e_s , le courant dans la charge i_L devient :

$$i_L = \frac{e_s}{R_s}$$

R_s : résistance de sortie et comme : $R_{GA} = R_{GB} = R_G$

pour un branchement en série, on a :

$$R_s = R_L + 2R_G$$

la valeur moyenne de la tension de sortie E_s est alors :

$$E_s = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} e d(\omega t) = \frac{E_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$E = \frac{2}{\pi} E_m \Rightarrow E_m = \frac{\pi}{2} E.$$

d'où :

$$E_s = \frac{E \cdot (1 + \cos \alpha)}{2}$$

la valeur moyenne du courant I_L dans la charge :

$$I_L = \frac{E_s}{R_s} = \frac{E}{R_s} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

A.2.) Equations et relations relatives aux circuits de commandes et aux flux :

L'équation du circuit de commande est :

$$E_c - N_c \frac{d\varphi_A}{dt} - N_c \frac{d\varphi_B}{dt} - i_c R_c = 0$$

N_c : nombre de spires du circuit de commande d'un enroulement.
si I_c : est la valeur moyenne de i_c alors: $E_c = R_c \cdot I_c$.

Les composantes alternatives du courant de commande sont égales à $i_c - I_c$ et comprennent uniquement des harmoniques paires. Ces courants harmoniques sont libres. C'est à dire qu'ils donnent lieu à une chute $R_c(i_c - I_c)$ négligeable.

On obtient donc :

$$N_c \cdot \frac{d(\varphi_A + \varphi_B)}{dt} = 0$$

d'où :

$$\frac{d\varphi_A}{dt} = - \frac{d\varphi_B}{dt}$$

Conclusion : Les variations de flux sont égales et de signes contraires dans les deux noyaux.

A.3.) Equations relatives aux circuits de blocage et aux flux :

Si l'on passe au circuit de charge, on obtient :

$$e - N_G \frac{d\varphi_A}{dt} + N_G \frac{d\varphi_B}{dt} - R_s i_L = 0$$

où N_G désigne le nombre de tours de chaque enroulement de blocage de l'inductance saturable branchée en série.

Pendant la période d'excitation, l'intensité du courant dans la charge

$i_L \approx 0$. et du faite que : $\frac{d\varphi_A}{dt} = - \frac{d\varphi_B}{dt}$ $E_m \sin \omega t - 2 \cdot \frac{d\varphi_A}{dt} \cdot N_G = 0$

Si on désigne par : $\Delta\varphi = \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} d\varphi$ la variation du flux.

Pour une I.S. on a :

$$\Delta\psi = \int_{\psi_1}^{\psi} d\psi_A.$$

comme :

$$d\psi_A = \frac{E_m}{2 N_G} \cdot \sin \omega t \cdot dt.$$

$$\Delta\psi = \int_0^{\omega t} \frac{E_m}{2 N_G \omega} \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{E_m}{2 N_G \omega} \int_0^{\omega t} \sin \omega t d(\omega t)$$

$$\Delta\psi = \frac{E_m}{2 N_G \omega} \cdot (1 - \cos \omega t).$$

avec :

$$\omega = 2\pi f \quad E_m = \frac{\pi \cdot E}{2}$$

donc :

$$\Delta\psi = \frac{1}{4f} \cdot \frac{E}{N_G} \cdot \frac{1 - \cos \alpha}{2}$$

Si l'on représente la variation totale du flux par

alors :

Remarque : S'il n'y avait pas de saturation, le flux ψ_A continuerait à augmenter de P à R, donnant lieu à une variation totale de $2\phi_m$ calculée à partir de l'équation donnant $\Delta\phi$ pour $\alpha = \pi$. L'amplitude ϕ_m sera alors :

$$\phi_m = \frac{1}{4f} \cdot \frac{E}{N_G}$$

On peut déterminer les flux ψ_A et ψ_B dans le noyau aisément, pendant la période d'excitation, à partir de la figure: II.16.E.

$$\psi_A = \phi_1 + \phi_m (1 - \cos \omega t)$$

$$\psi_B = \phi_s + \phi_m (1 - \cos \omega t)$$

ϕ_1 : est le flux ψ_A dans le noyau pour $\omega t = 0$, et ϕ_s le flux de saturation. On peut introduire la tension de saturation E_s considérée comme la tension d'alimentation moyenne la plus élevée appliquée à un enroulement de blocage de l'I.S. sans provoquer de saturation, pas de courant circulant dans l'enroulement de commande.

$$\phi_s = \frac{1}{8f} \frac{2E_s}{N_G} = \frac{1}{4f} \cdot \frac{E_s}{N_G}$$

remarquons qu'on prend $2E_s$ car on a un branchement série.

la relation géométrique de la figure : II.16.E.

$$\phi_1 = \phi_s - \Delta\phi$$

$$\phi_1 = \frac{1}{4N_G f} \cdot \left[E_s - E \left(\frac{1 - \cos \alpha}{2} \right) \right].$$

On obtient finalement :

$$\varphi_A = \frac{1}{4 N_G f} \left[E_S + \frac{E}{2} (\cos \alpha - \cos \omega t) \right]$$

$$\varphi_B = \frac{1}{4 N_G f} \left[E_S - \frac{E}{2} (1 - \cos \omega t) \right]$$

$$\varphi_A + \varphi_B = \frac{1}{4 N_G f} \left[2 E_S - \frac{E}{2} (1 - \cos \alpha) \right]$$

La valeur moyenne de la tension d'alimentation E , qui est proportionnelle à $2\phi_m$ peut être représentée par MT sur la figure: II.16.E. La valeur moyenne $M'S$ de cette tension se trouve aux bornes des circuits de blocage, tandis que le reste ST constitue la tension de sortie E_S aux bornes du circuit de sortie.

A.4.) Loi de l'égalité des ampéretours :

Pendant la première période de saturation ($\alpha < \omega t < \pi$), le noyau B n'est pas saturé, et ne peut admettre, par conséquent, qu'une faible f. m. m. appliquée à son noyau. Considérons que la f. m. m. que demande le noyau non saturé soit négligeable par rapport à celle appliquée à l'enroulement de blocage; on a alors :

$$N_G i_{G,B} + N_C i_C = 0$$

de même pendant l'intervalle : $\alpha + \pi < \omega t < 2\pi$

$$N_G i_{G,A} + N_C i_C = 0$$

pendant la 1ère période de saturation :

$$i_{G,B} = -i_L$$

d'où :

$$N_C i_C = N_G i_L$$

Pendant la 2ème période de saturation : $i_{G,A} = i_L$, par conséquent :

$$N_C i_C = -N_G i_L = |N_G \cdot i_L|$$

On remarque une analogie entre les équations des deux périodes de saturation, donc ceci s'applique aux deux intervalles de saturation. si I_L : représente la valeur moyenne du courant redressé circulant dans la charge alors :

$$I_L = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |i_L| \cdot d(\omega t)$$

\bar{I}_c : valeur moyenne du courant de commande :

$$\bar{I}_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_c d(\omega t)$$

par intégration de l'équation ci-dessus on obtient la loi dite de "l'égalité des ampéretours".

$$N_c \bar{I}_c = N_G \cdot I_L \quad (\text{branchement en série});$$

Il est évident qu'une augmentation illimitée du courant de commande ne peut pas donner lieu à une augmentation sans limite du courant de charge. Le courant maximum possible dans le circuit de charge, $I_{L,m}$ correspond à $\alpha=0$, est limité par la résistance R_s du circuit de sortie :

$$I_{L,m} = \frac{E}{R_s}$$

Remarque : Le courant $I_{L,m}$ dans la charge en pratique n'est jamais atteint à cause de la saturation et l'inductance de fuite des enroulements interrupteurs.

Pour éliminer l'influence de cette inductance résiduelle, on place une capacité en série avec les enroulements de blocage, afin de provoquer une résonance à la fréquence du courant d'alimentation.

A.5.) Calcul de la puissance maximum transférée :

La puissance de sortie maximum $P_{s,m}$ dissipée dans R_s du circuit de sortie est pour $\alpha=0$:

$$P_{s,m} = R_s \cdot I_{L,e}^2$$

$I_{L,e}$: courant effectif dans la charge .

Le facteur de forme $F_f = \frac{I_{L,e}}{I_L}$

On peut donc exprimer la puissance de sortie par :

$$P_{s,m} = I_{L,m}^2 F_f^2 \cdot R_s.$$

La puissance utile P_L dissipée dans la résistance de charge R_L :

$$P_L = R_L \cdot I_L^2 \cdot F_f^2$$

Remarque : Comme dans notre montage le courant de charge est redressé et exempt d'ondulation $F_f = 1$ et :

$$P_L = R_L \cdot I_L^2.$$

Soit : R_G^* la résistance totale des enroulements de blocage et comme on a un montage série alors :

$$R_G^* = 2 R_G.$$

Désignons par : $n = \frac{R_L}{R_G^*}$ dit "indice d'adaptation!"

On obtient :

$$R_S = R_L + R_G^* = R_G^* (1+n)$$

(on néglige les résistances des redresseurs).

On exprime : $P_{L,m} = R_L I_{L,m}^2$ en fonction de l'indice n , en remplaçant

$$I_{L,m} = \frac{E}{R_G^* (1+n)}, \quad R_L = n R_G^* \quad \text{et} \quad R_G^* = 2 R_G \quad \text{on obtient :}$$

$$P_{L,m} = \frac{E^2}{2 R_G} \cdot \frac{n}{(1+n)^2}$$

Comme la tension d'alimentation E et R_G étant constantes, donc la puissance utile maximale dans la charge $P_{L,m}$ varie avec n par conséquent :

$$\frac{dP_{L,m}}{dn} = 0 \quad \text{pour} \quad n = 1$$

Conclusion : Le transfert maximum de puissance a lieu quand la résistance de charge R_L est adapté à la résistance totale de blocage R_G^* ; plus précisément les deux résistances doivent être égales :

$$R_L = R_G^*$$

Le choix d'une résistance de charge tel que $R_L = R_G^*$ constitue l'adaptation de la charge ($n=1$). Dans ce cas, on fournit à la charge la puissance maximale.

$$P_{L,m} = \frac{E^2}{8 R_G}$$

Remarque : Il est important de noter que la courbe $\frac{n}{(n+1)^2}$ est assez plate au voisinage de son maximum, par conséquent, la résistance de charge R_L peut s'écarter quelque peu de la valeur donnée sans diminuer sensiblement la puissance maximale.

De même le courant dans la charge maximum : $I_{L,m} = \frac{E}{R_S}$.

$$R_S = R_G^* (1+n)$$

d'où :

$$I_{L,m} = \frac{E}{R_G^* (1+n)} = \frac{E}{R_G^*} \cdot \frac{1}{1+n}$$

Remarque : On observe ici qu'on a une mauvaise adaptation de la charge dans le sens $n < 1$ est désavantageuse non seulement la puissance fournie diminue, mais I_L augmente en même temps, ce qui augmente les pertes.

A.6.) Rendement :

Le rendement η est défini par :
$$\eta = \frac{P_L}{P_L + \sum P}$$

où :
$$\sum P = P_{Fe} + P_{cu,c} + P_{cu,g}$$

P_{Fe} : désigne les pertes par hystérésis et courants de Foucault.

soit η_g : rendement du circuit de blocage pour un montage série, en négligeant les P_{Fe} et $P_{cu,c}$ (faible courant).

$$\eta_g = \frac{R_L I_L^2}{(R_L + 2R_g) I_L^2} = \frac{R_L}{R_L + 2R_g}$$

η_g en fonction de l'indice h :

$$\eta_g = \frac{h}{1+h}$$

Rq : On remarque que le rendement du circuit de blocage est de 0,5 pour le transfert de puissance maximum ($h=1$). $\eta_g \uparrow$ quand $h \uparrow$.

Le rendement global est, évidemment inférieur à η_g .

A.7.) Calcul du gain en puissance :

On définit, en chaque point de la caractéristique de commande, le gain en puissance K_p par :

$$K_p = \frac{dP_L}{dP_c} = \frac{R_L}{R_c} \left(\frac{dI_L}{dI_c} \right)^2$$

Dans le cas d'une I.S. ordinaire avec la caractéristique de commande théorique, dans la partie linéaire OA de la figure : II.10.

$$N_c I_c = N_g I_L$$

Divisons les deux membres par $N_g \cdot E/R_s$ où $\frac{E}{R_s} = I_{L,m}$ et après simplification on obtient :

$$\frac{N_c}{N_g} = \frac{I_L}{I_c}$$

On déduit :

$$K_p = \frac{R_L}{R_c} \cdot \left(\frac{N_c}{N_g} \right)^2$$

Conclusion : Le gain théorique en puissance est constant dans la région de proportionnalité. On exprime K_p en fonction de h l'indice d'adaptation, pour I.S. on peut calculer d'une manière classique analogue à la technique des transformateurs, la résistance R'_c du circuit de commande, rapportée à l'enroulement de blocage, est égale à :

$$R'_c = R_c \cdot \left(\frac{N_g}{N_c} \right)^2$$

$$K_p = h \cdot \frac{R_G^*}{R_c} \cdot \left(\frac{N_c}{N_G} \right)^2$$

Multiplions par $(h+1)$ on obtient :

$$K_p = \frac{h}{h+1} \cdot \frac{R_s}{R_c}$$

Rq : Le gain en puissance est proportionnel à l'indice d'adaptation h .

A.8.) Gain en ampéretours :

Le gain en ampéretours $K_{A.T.}$ est défini par :

$$K_{A.T.} = \left(\frac{dI_L}{dI_c} \right) \cdot \frac{N_G}{N_c}$$

en série; et comme :

$$N_c I_c = N_G I_L \Rightarrow K_{A.T.} = 1.$$

ce gain $K_{A.T.}$ est identique à la pente de la caractéristique de commande, quand on trace sa courbe sous la forme réduite $\underline{i}_L = f(\underline{a})$ comme dans le cas de la figure : II.10.

$$\left. \begin{aligned} K_p &= \left(\frac{dI_L}{dI_c} \right)^2 \cdot \frac{R_L}{R_c} \\ K_{A.T.} &= \left(\frac{dI_L}{dI_c} \right) \cdot \frac{N_G}{N_c} \end{aligned} \right\} \Rightarrow K_p = K_{A.T.}^2 \cdot \left(\frac{N_c}{N_G} \right)^2 \cdot \frac{R_L}{R_c}$$

Ainsi on obtient la relation entre les gains en puissance et en ampéretours.

A.9.) Gain en courant :

Le gain en courant K_I est défini par : $K_I = \frac{dI_L}{dI_c}$

on déduit : $K_I = K_{A.T.} \cdot \frac{N_c}{N_G}$

Le gain en courant ne dépend pratiquement que des rapports des nombres de spires.

B. TRANSDUCTEUR A REACTION AVEC CHARGE INDUCTIVE PARCOURUE PAR UN COURANT CONTINU FONCTIONNANT EN REGIME PERMANENT

(1ère ETAGE) :

La figure : II.12. représente le schéma de principe simplifié du transducteur Td1 du 1ère étage. Les hypothèses sont les mêmes que pour un transducteur à charge résistive.

De plus, on suppose que le courant dans la charge est exempt d'ondulations, et que le courant inverse des redresseurs identiques RED_1 , RED_2 , RED_3 , et RED_4 est nul.

La relation entre B-H est supposée représentée par la caractéristique rectangulaire idéale de la figure : II.4.

Pendant l'intervalle ($\alpha < \omega t < \pi$), le circuit interrupteur est bloqué, et le courant interrupteur $i_G = 0$. Ce fait, n'implique pas que i_L dans la charge soit nulle. Par conséquent pour une charge inductive les courants interrupteur et de charge ne sont pas égaux et que le courant circulant dans la charge n'engendre pas de différence de potentiel entre 3 et 5.

Pendant l'intervalle ($\alpha < \omega t < \pi$) la source applique une tension aux bornes de la charge.

Les figures : II.17.F. et G. donnent $i_{R,r}$ courants directs dans les redresseurs.

Les figures : II.17.I. et J. donnent $e_{R,r}$ tensions inverses des redresseurs.

B.1.) Loi de l'égalité des ampères-tours :

Comme tenu du fait que les flux et par conséquent les tensions aux bornes, des enroulements interrupteurs existant sur un transducteur avec une charge inductive parcourue par un courant continu sont exactement les mêmes que dans le cas d'un transducteur à charge résistive, la loi de l'égalité des A.T. est :

$$N_c I_c = N_G I_G$$

Le courant maximum interrupteur $I_{G,m}$ est identique au courant maximum possible dans la charge $I_{L,m}$.

$$I_{G,m} = I_{L,m} = \frac{E}{R_S}$$

Divisons l'équ. de l'égalité des A.T. par $I_{G,m}$:

$$\frac{I_G}{I_{G,m}} = \frac{N_c I_c}{N_G I_{G,m}}$$

De même :

$$i_G = \frac{I_G}{I_{G,m}} = \frac{I_G}{E/R_S}$$

Calculant I_L dans la charge :

$$I_G = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_G \cdot d(\omega t).$$

Pendant l'intervalle de saturation $\alpha < \omega t < \pi$.

$$i_G = I_L$$

D'où :

$$I_L = \frac{\pi}{\pi - \alpha} \cdot \bar{I}_G$$

$$\underline{i}_L = \frac{I_L}{I_{L,m}} = \frac{E_s}{E} = \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

La forme de $B = f(H)$ est idéale alors : $\underline{e}_s = \underline{i}_L$

$$\underline{e}_s = \frac{1 + \cos \alpha}{2} = \underline{i}_L \Rightarrow 2 \underline{i}_L - 1 = \cos \alpha$$

L'angle de saturation sera donc :

$$\alpha = \arccos(2 \underline{i}_L - 1)$$

$$\bar{I}_{L,m} = \bar{I}_{G,m} = \frac{E}{R_s}, \text{ donc } \frac{\underline{i}_G}{\underline{i}_L} = \frac{\pi - \alpha}{\pi}$$

D'où :

$$\underline{i}_G = \frac{\pi - \alpha}{\pi} \cdot \underline{i}_L, \quad \underline{i}_G = \frac{I_G}{I_{G,m}} = \frac{N_c I_c}{N_G I_{G,m}} = \underline{a}$$

$$\underline{i}_G = \frac{\pi - \alpha}{\pi} \cdot \underline{i}_L = \underline{a}$$

Pour $\underline{a} \neq 0$, on peut représenter $\underline{i}_L = f(\underline{a})$ expérimentalement par la relation approchée ci-après :

$$\underline{i}_L \approx 2\underline{a} - \underline{a}^2$$

B.2.) Puissance de sortie :

La puissance \bar{P}_L pour le courant maximum $\bar{I}_{L,m}$ dans la charge exempt d'ondulation (figure : II.17.D.). $F_f = 1$ et :

$$\bar{P}_L = R_L \cdot \bar{I}_{L,m}^2$$

Si $R_{R,f}$: est la résistance normale dans le sens direct d'une branche du redresseur, en première approximation, la résistance $R_{R,f}$, dans le circuit de charge pour $\underline{a} = 1$ est proportionnelle à la résistance de la charge.

$$R_{R,f} = K_{R,f} \times R_L$$

$r_{R,f}$: dite résistance réduite dans le sens direct.

d'où l'indice d'adaptation :

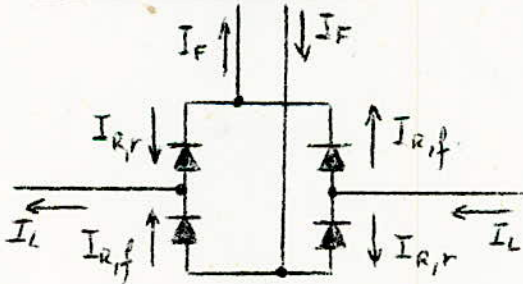
$$n = \frac{R_L + 2R_{R,f}}{R_G^*} = \frac{R_L + 2r_{R,f} \cdot R_L}{R_G^*} = \frac{(1 + 2r_{R,f}) \cdot R_L}{2 R_G}$$

avec : $R_G^* = 2R_G$ (en série).

Les considérations relatives au transfert de puissance sont semblables à celles étudiées dans la charge résistive, sauf que $P_{L,m}$ est égal à $(1 + 2r_{R,f})$ fois la puissance de sortie utile. On déduit que, outre la perte de puissance dans le redresseur, la puissance maximum de sortie dans une charge inductive est égale :

- 1) Pour $n=1$, à $(2\sqrt{2}/\pi)^2 = 0,81$ fois la puissance de sortie obtenue avec une charge purement résistive.
- 2) Pour $n \gg 1$, à $2\sqrt{2}/\pi = 0,9$ fois la puissance de sortie obtenue avec une charge purement résistive.

B.3.) Calcul du courant inverse du redresseur de réaction Rd1 :



$$I_L = I_{R,f} + I_{R,r}$$

$$I_F = I_{R,f} - I_{R,r}$$

Soit le courant inverse réduit $\hat{i}_{R,r}$ du redresseur le quotient du courant inverse total par le courant direct.

$$\hat{i}_{R,r} = \frac{2 I_{R,r}}{I_{R,f}}$$

Rq : 1) Le courant de réaction I_F est bien inférieur au courant I_L dans la charge.

2) Ce courant inverse influence le gain de notre amplificateur magnétique.

Soit :
$$\alpha_F = \frac{N_F I_F}{N_G I_{L,m}}$$

Comme on a considéré précédemment le facteur de réaction h_e est égal à α_F pour $i_L = 1$ (c-à-d $I_L = I_{L,m}$) alors :

$$\frac{I_F}{I_L} = \frac{1 + \frac{i_{R,r}}{2}}{1 - \frac{i_{R,r}}{2}} \approx 1 - i_{R,r} \Rightarrow h_e = \frac{N_F}{N_G} (1 - i_{R,r}) = \frac{N_F}{N_G} - i_{R,r} \cdot \frac{N_F}{N_G}$$

Le terme $i_{R,r} \cdot \frac{N_F}{N_G}$ peut être considéré comme un facteur Δh_e complémentaire négatif de réaction :

$$\Delta h_e = - i_{R,r} \cdot \frac{N_F}{N_G}$$

On remarque que le courant inverse du redresseur engendre une contre réaction et réduit le gain.

B.4.) Calcul du gain en ampères-tours :

Calculons d'abord le gain d'un transducteur ordinaire sans réaction à charge inductive $K_{A.T.R}$:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{N_c I_c}{N_G \cdot I_{G,m}} \\ i_L &= \frac{I_L}{I_{L,m}} \end{aligned} \right\} \frac{i_L}{\alpha} = \frac{I_L}{I_{L,m}} \cdot \frac{N_G \cdot I_{G,m}}{N_c I_c} \text{ comme } I_{G,m} = I_{L,m}$$

Il vient que :

$$\frac{i_L}{\alpha} = \frac{N_G \cdot I_L}{N_c \cdot I_c}$$

D'où :

$$K_{A.T.R} = \frac{d i_L}{d \alpha}$$

Comme une valeur approchée : $i_L \approx 2\alpha - \alpha^2 \Rightarrow K_{A.T.R} = 2(1 - \alpha)$.

Le gain avec réaction calculé précédemment est :

D'où :
$$K_{A.T.1} = \frac{K_{A.T.R}}{1 - h_e K_{A.T.R}}$$

$$K_{A.T.1} = \frac{2(1 - \alpha)}{1 - 2 \frac{N_F}{N_G} (1 - \alpha)} = \frac{1 - \alpha}{\frac{1}{2} - \frac{N_F}{N_G} (1 - \alpha)}$$

$$K_{A.T.1} = \frac{1 - \alpha}{\frac{1}{2} - \frac{N_F}{N_G}(1 - \alpha)}$$

Si nous tenons compte des courants inverses des redresseurs le gain se réduit de la valeur $K_{A.T.1}$ à la valeur $K_{A.T.2}$ et sera :

$$K_{A.T.2} = \frac{K_{A.T.1}}{1 - \Delta h_g \cdot K_{A.T.1}} = \frac{K_{A.T.1}}{1 + \frac{N_F}{N_G} \cdot \frac{R_L}{R_c} \cdot K_{A.T.1}}$$

B.5.) Gain en puissance :

Comme pour le ^{ème} 2^{ème} étage on avait calculé :

$$K_p = K_{A.T.}^2 \left(\frac{N_c}{N_g} \right)^2 \cdot \frac{R_L}{R_c}$$

Dans ce cas on a :

$$K_p = K_{A.T.2}^2 \left(\frac{N_c}{N_g} \right)^2 \cdot \frac{R_L}{R_c}$$

Remarque : Pour réduire la tension inverse maximale, on peut brancher une résistance en parallèle sur la charge inductive qui sera égale à $\frac{R_L}{2}$. On peut également brancher un condensateur entre les bornes à courant continu du redresseur alimentant la charge.

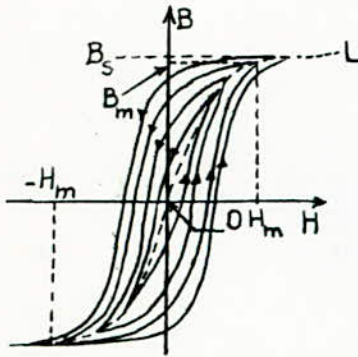


Fig. 1. — Cycles d'hystérésis d'un matériau ferromagnétique.

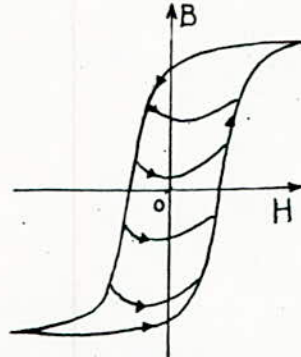


Fig. 2. — Cycles d'hystérésis asymétriques.

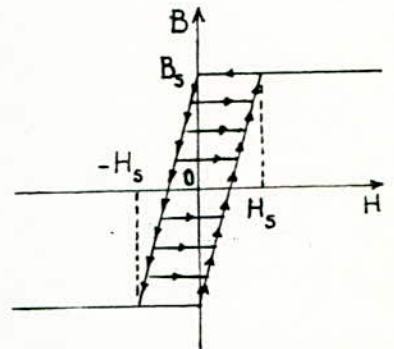


Fig. 3. — Cycles d'hystérésis simplifiés.

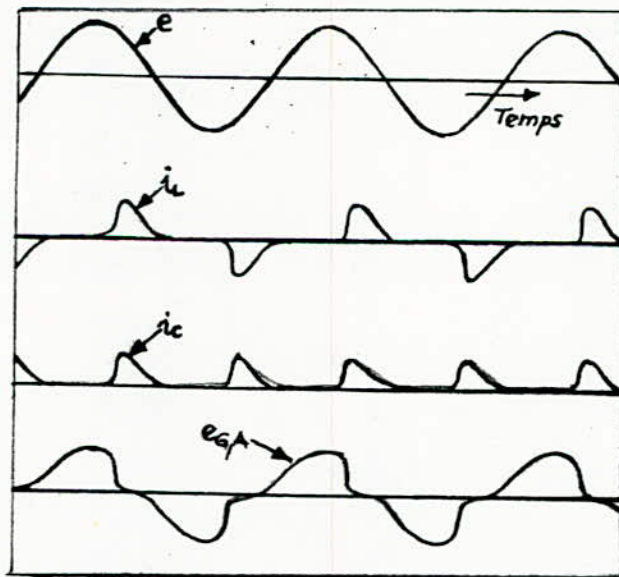


Fig. 7. — Oscillogramme représentant les formes d'ondes de la tension d'alimentation e , du courant de charge i_c , du courant de commande i_o et de la tension de blocage e_{GA} dans le circuit de la figure : 1.

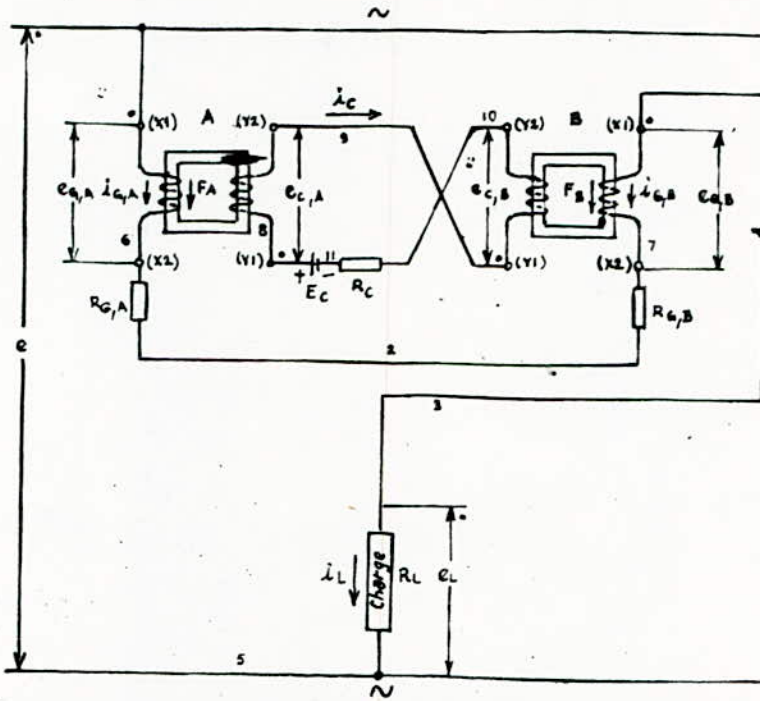


FIG. I.5. — Schéma de principe d'une inductance à saturation variable branchée en série.

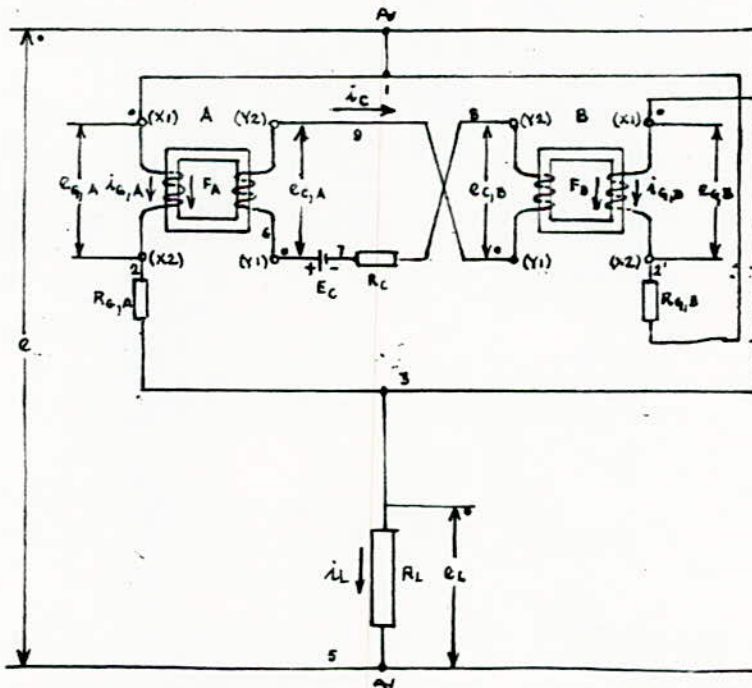


FIG. I.6. — Schéma de principe d'une inductance à saturation variable branchée en parallèle.

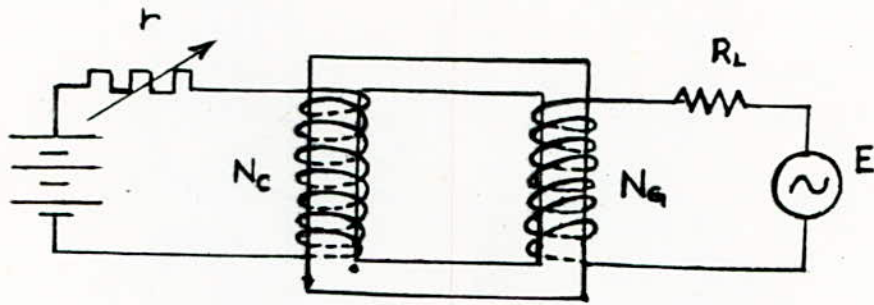


Fig: II.8.

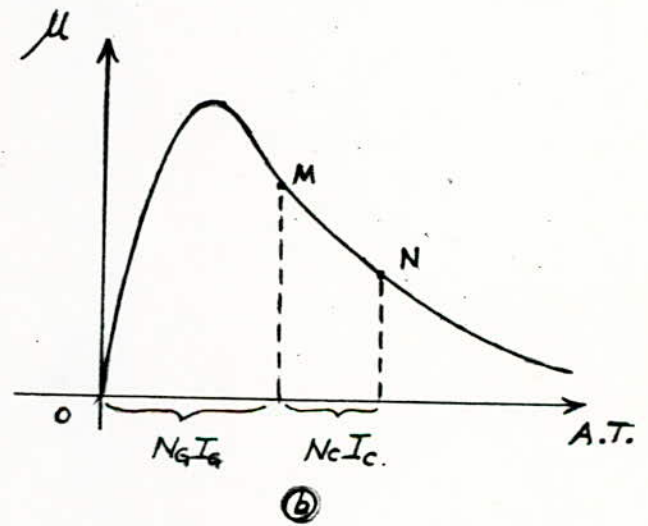
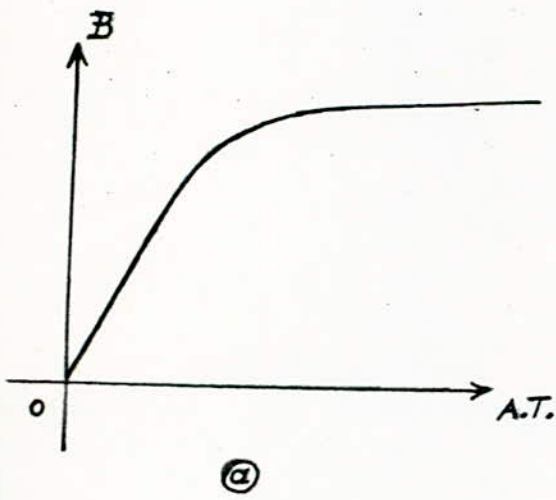


Fig: II.9.

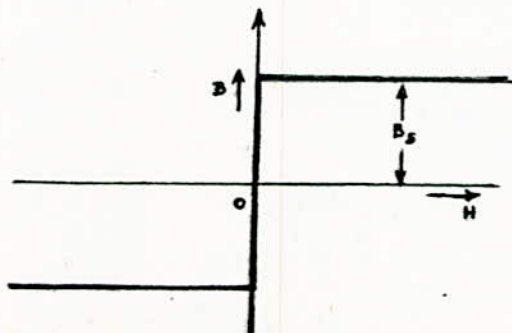


Fig. II.4. — Courbe d'aimantation idéale pour les noyaux d'amplificateurs magnétiques.

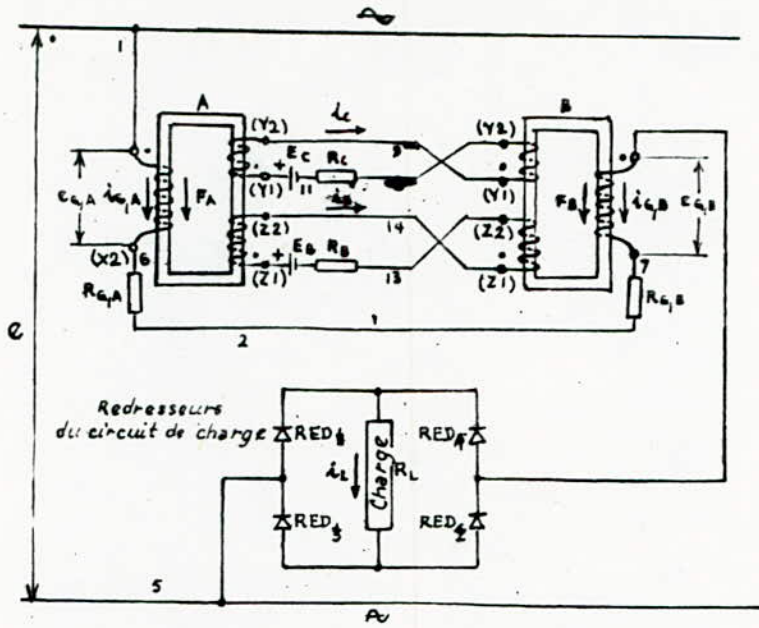


Fig:II.11 - Schéma de principe d'un transducteur du 2^{ème} étage branché en série avec enroulement de polarisation et charge résistive.

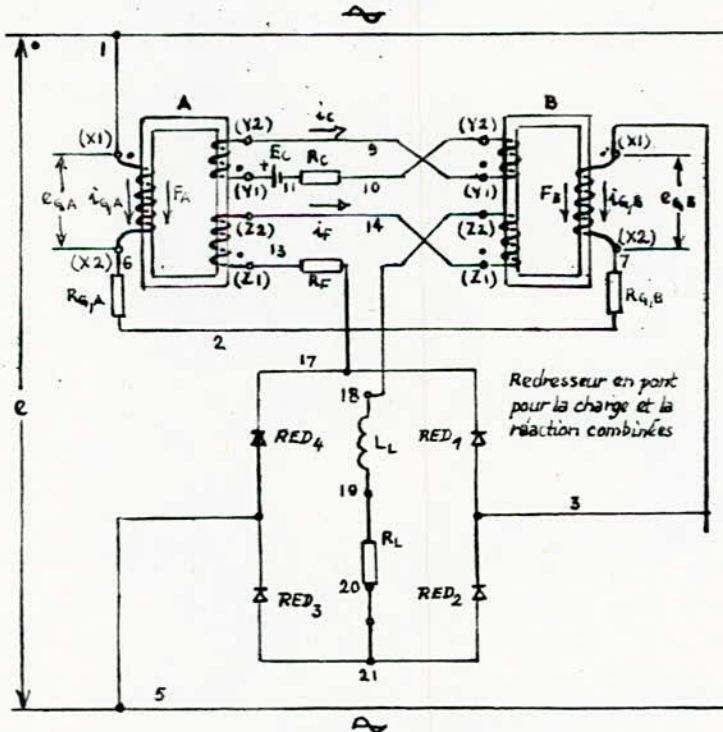


Fig:II.12 - Schéma de principe du transducteur du 1^{er} étage avec charge inductif parcourue par un courant continu et réaction par le courant dans la charge.

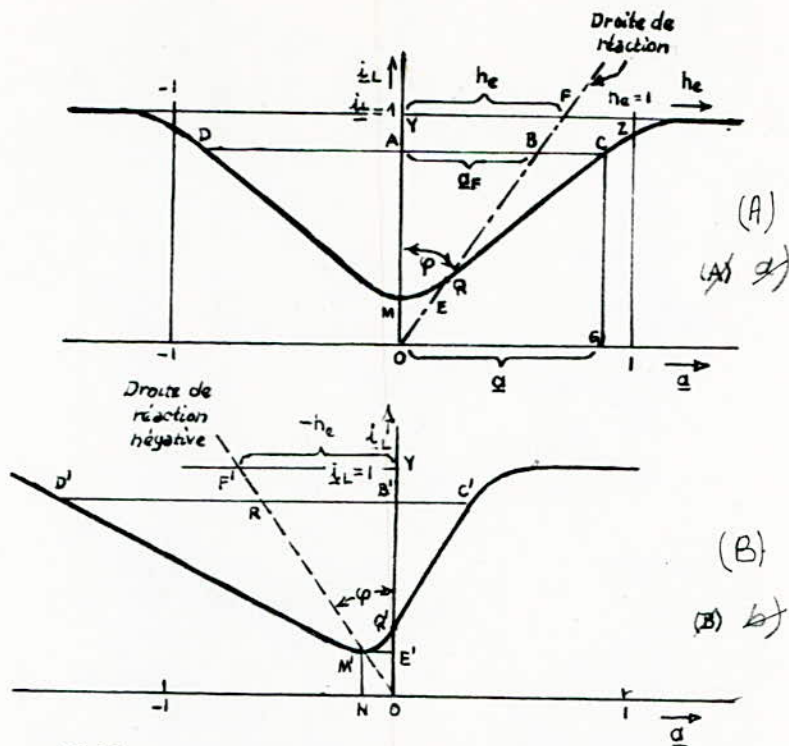


Fig. II.13. — (A) Caractéristique de commande d'une inductance à saturation variable sans réaction.
 (B) Caractéristique de commande d'une inductance à saturation variable, avec un facteur de réaction magnétique égal à h_e .

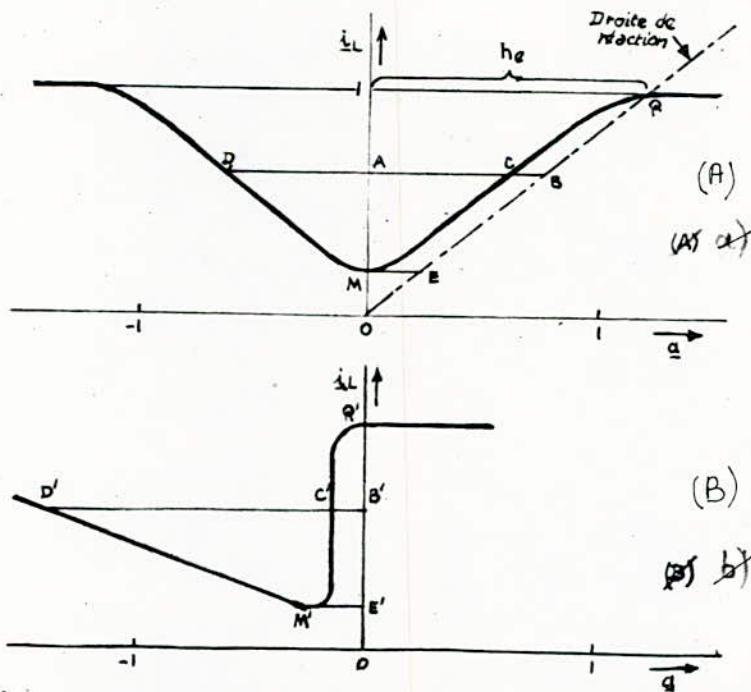


Fig. II.14. — (A) Caractéristique de commande d'une inductance à saturation variable sans réaction.
 (B) Caractéristique de commande d'une inductance à saturation variable, avec un facteur de réaction magnétique réglé de manière à obtenir un gain infini.

. TRANSDUCTEUR SÉRIE AVEC CHARGE RÉGISITIVE.

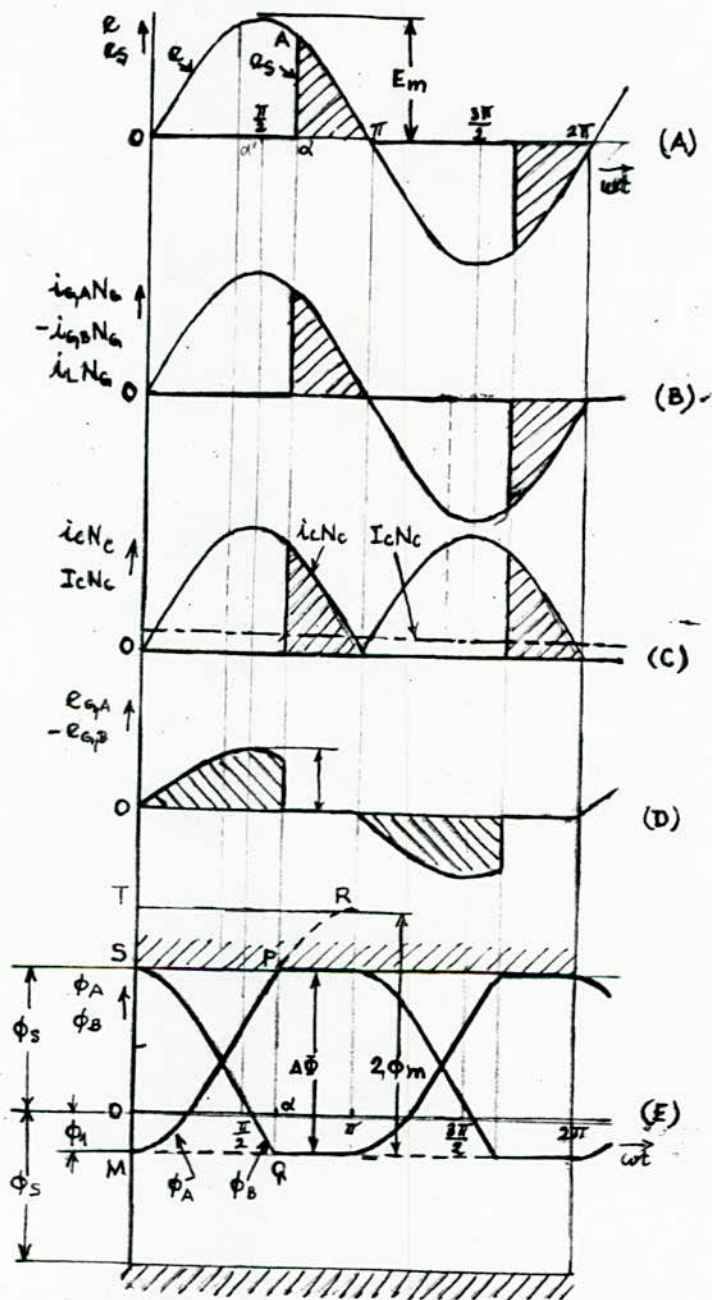


FIG: II.15. — Formes d'ondes théoriques de :
 (A) la tension d'alimentation e et la tension de sortie e_s ,
 (B) des courants dans la charge et interrupteur, (C) du courant de commande,
 (D) des tensions d'interruption et (E) des flux dans le noyau.

• FONCTIONNEMENT EN RÉGIME PERMANENT A CHARGE INDUCTIVE.

• TRANSDUCTEUR DU 1^{er} étage.

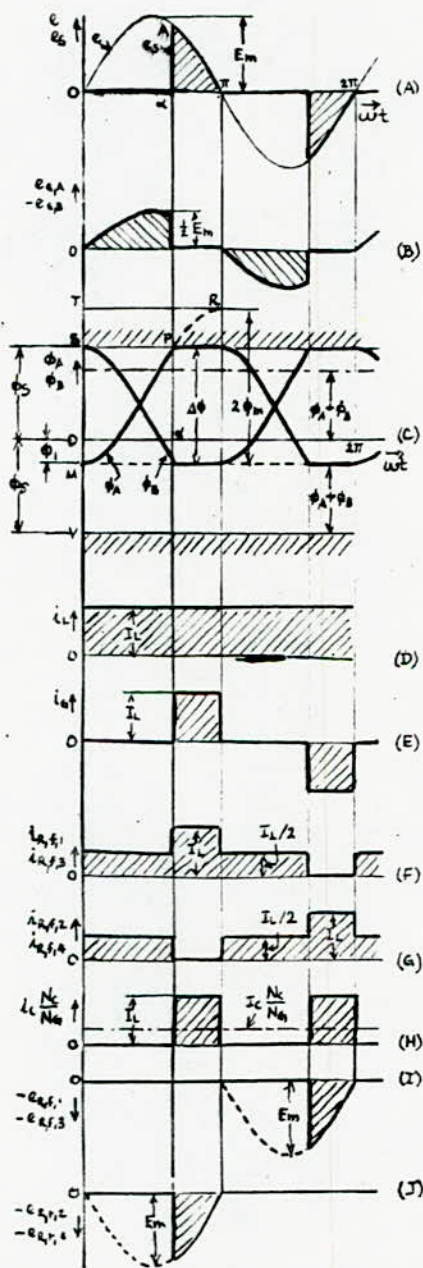


FIG II.17. — Formes d'ondes théoriques. (A) tension d'alimentation e , tension de sortie e_s ; (B) tension d'interruption; (C) flux dans les noyaux; (D) courant dans la charge; (E) courant interrupteur; (F, G) courants directs dans les redresseurs; (H) courant de commande; (I, J) courants inverses dans les redresseurs.

-ooOoo- / CHAPITRE : III -ooOoo-

E T U D E D E S M O N T A G E S

R E D R E S S E U R S .

III.1. RAPPELS :

1.1. Diode :

La diode est ^{te}semi conducteur élémentaire constitué par une seule jonction P.N. Une jonction est une région de faible épaisseur de monocristal (par exemple de germanium ou de silicium) où la conductivité passe graduellement du type P (positif) au type N (négatif). La figure : (III.1.) donne sa représentation symbolique, ainsi que sa caractéristique tension en fonction du courant.

La diode est conductrice dans le sens A-K dit "sens de conduction", elle est bloquée dans l'autre sens, dit "sens inverse".

1.2. Les commutateurs :

On appelle commutateur l'ensemble des redresseurs placés entre les bornes où apparaissent les tensions alternatives à redresser d'une part et les deux bornes entre lesquelles on recueille la tension redressée d'autre part. La façon dont sont groupés les redresseurs permet de distinguer deux types de commutateurs.

1.2.1. Commutateur " plus positif " :

Un commutateur "plus positif" est formé par un ensemble de diodes à cathodes réunies, figure :(III.2.)

La tension de sortie est égale à la plus positive des tensions d'entrées. Si, à un instant, v_1 est plus grand que v_2 et v_3 , la diode D_1 est conductrice.

$$u_c = v_1, \quad i_1 = \frac{v_1 - e}{R}$$

La tension aux bornes des autres diodes est négative; en effet :

$$v_{D2} = v_2 - u_c = v_2 - v_1 < 0$$

$$v_{D3} = v_3 - u_c = v_3 - v_1 < 0$$

c-à-d que le débit de l'une bloque les autres.

1.2.2. Commutateur " plus négatif " :

Un commutateur " plus négatif " est constitué par un ensemble de diodes à anodes "communes" fig :(III.3.),

La tension de sortie est égale à la plus négative des tensions d'entrées.

Lorsque U_2 est inférieur à U_1 et U_3 , par exemple la diode D_2 est conductrice, $U_c = U_2$, $i_2 = \frac{e - U_2}{R}$

On vérifie que le débit d'une diode bloque les autres :

$$U_{D1} = U_c - U_1 = U_2 - U_1 < 0$$

$$U_{D3} = U_c - U_3 = U_2 - U_3 < 0$$

1.3. Les grandeurs périodiques non sinusoïdales :

1.3.1. Valeurs d'une grandeur périodique :

Un courant i par exemple est périodique si sa valeur à l'instant (t) est telle que :

$$i(t) = i(t + T)$$

* Sa valeur efficace; c'est la racine carrée de son carré moyen :

$$I = \sqrt{(i^2)_{\text{moy}}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$$

* Sa valeur moyenne :

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T i dt$$

* Sa valeur redressée moyenne :

$$\bar{I}_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T |i| dt$$

* On utilise parfois la valeur maximale.

* Pour donner, une idée de la forme d'onde d'une grandeur, on indique son facteur de forme. C'est le quotient de la valeur efficace par la valeur redressée moyenne pendant une période.

$$F_f = \frac{I}{\bar{I}_{\text{moy}}} \quad \text{ou encore} \quad F_f = \frac{U_c \text{ efficace}}{U_c \text{ moyenne}}$$

1.3.2. Puissance :

La puissance P , absorbée par un récepteur parcouru par un courant i sous l'effet d'une tension aux bornes u , est la valeur moyenne de la puissance instantanée $u i$

$$P = (u i)_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt \quad (\text{unité: le Watt})$$

III.2. MONTAGE REDRESSEUR A COMMUTATION SERIE :

(Secondaire du transformateur couplé en triangle indice de commutation $q = 3$ phases).

2.1. Règle de fonctionnement :

(fig : III.4.).

Les 3 enroulements sièges de tensions alternatives sont groupés en triangle. Grâce à un commutateur plus positif formé par les diodes D_1, D_2, D_3 la borne la plus positive est reliée à M ; le second commutateur D'_1, D'_2, D'_3 réunit à N le sommet du triangle le plus positif.

Si on note dans l'ordre direct,

$$\begin{aligned} v_1 &= V_m \sin \omega t \\ v_2 &= V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3 &= V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned}$$

alors D_1, D_2, D_3 conduisent dès que v_1, v_2, v_3 deviennent positifs, D'_1, D'_2, D'_3 conduisent dès que v_1, v_2, v_3 deviennent négatifs.

Pour $0 < t < T/3$, D_1 conduit, $v_{D_1} = 0$ (diode idéale)

$T/3 < t < 2T/3$, D_2 conduit, $v_{D_2} = -v_2$

$2T/3 < t < T$, D_3 conduit, $v_{D_3} = -v_2 - v_3 = v_1$

Pour $T/2 < t < T/2 + T/3$, D'_1 conduit, $v_{D'_1} = 0$

$T/2 + T/3 < t < T/2 + 2T/3$, D'_2 conduit, $v_{D'_2} = v_2$

$T/2 + 2T/3 < t < 3T/2$, D'_3 conduit, $v_{D'_3} = v_2 + v_3 = -v_1$

La tension redressée u_c , somme à chaque instant des tensions positives, est formée de six sommets de sinusoides par période T .

2.2. Tension moyenne redressée :

La tension redressée u_c fournie par un montage redresseur d'ordre $P = 6$ est formée de 6 sommets de sinusoides par période T des tensions alternatives sinusoidales d'alimentation.

Si ω est la pulsation de ces tensions,

$$u_c = V_m \cos \omega t, \text{ pour } -\frac{\pi}{6} < \omega t < +\frac{\pi}{6}$$

$$u_c = V_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}), \text{ pour } \frac{\pi}{6} < \omega t < \frac{\pi}{2}$$

$$u_c = V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}), \text{ pour } \frac{\pi}{2} < \omega t < \frac{5\pi}{6}, \text{ etc.}$$

La tension u_c (fig : III.5.) est donc une fonction périodique de période $T/6$ dont le fondamental a pour pulsation 6ω la valeur de la tension moyenne redressée est :

$$U_{co} = \frac{6}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} V_m \cos \omega t \, d\omega t = \frac{3}{\pi} V_m [\sin \frac{\pi}{6} - \sin(-\frac{\pi}{6})]$$

on trouve : $U_{co} = \frac{3}{\pi} V_m$

2.3. Tension efficace :

Elle est donnée par :

$$U_{ceff}^2 = \frac{6}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} V_m^2 \cos^2 \omega t \, d\omega t = \frac{6V_m^2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \left(\frac{1}{2} + \frac{\cos 2\omega t}{2} \right) d\omega t$$

$$U_{ceff}^2 = \frac{6V_m^2}{2\pi} \left(\frac{1}{2} \frac{2\pi}{6} + \frac{1}{4} 2 \sin \frac{2\pi}{6} \right)$$

Soit :

$$U_{ceff} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}}$$

Facteur de forme :

$$F_f = \frac{U_{ceff}}{U_{co}} = \frac{\pi \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}}}{\sqrt{2} \cdot 3} = 1,0009$$

2.4. Tension inverse :

On démontre (voir bibliographie n°1 et n°2) que la tension inverse aux bornes d'une diode d'un montage redresseur à commutation série ayant q phase (q impaire) est donnée par :

$$V_{imax} = \frac{V_{max}}{2 \sin \frac{\pi}{2q}} \text{ pour } q=3 \Rightarrow V_{imax} = V_{max}$$

2.5. Courant dans les redresseurs :

Chaque redresseur écoule le courant redressé supposé constant (en créneaux), pendant $T/3$ (fig : III.4.). D'où les diverses valeurs du courant dans chacune des 6 diodes :

* Courant moyen redressé :

$$I_{may} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_c \, d\omega t = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_c \, d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{2\pi} 0 \, d\omega t \right] = \frac{I_c}{3}$$

* Courant maximum :

$$I_{max} = I_c$$

* Courant efficace :

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_c^2 \, d\omega t} = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

2.6. Courant dans le secondaire du transformateur :

On montre (Voir bibliographie n° 1 et n° 2) que le courant dans chaque bobine secondaire du transformateur est donnée (dans le cas où q est impaire) par la relation :

$$\text{III.3. } I_s = \frac{I_c}{2} \frac{\sqrt{q^2-1}}{q} \text{ soit pour } q=3 \quad I_s = \frac{\sqrt{2} I_c}{3}$$

III.3. CHUTE DE TENSION EN FONCTIONNEMENT :

Les impédances des éléments du montage redresseur et celle de son réseau d'alimentation provoquent la réduction de la tension redressée moyenne U_c au fur et à mesure que le courant continu débité I_c augmente.

En prenant pour chute de tension ΔU_c la somme des chutes de tensions partielles séparément, en calculant chaque chute de tension partielle sans tenir compte des phénomènes qui sont à l'origine des autres.

La chute de tension totale est obtenue en additionnant :

- La chute due aux réactances : $\Delta_1 U_c$
- La chute due aux résistances : $\Delta_2 U_c$
- La chute due aux diodes : $\Delta_3 U_c$

On écrira donc : $U_c = U_{c0} - \Delta U_c$

$$\text{avec } \Delta U_c = \Delta_1 U_c + \Delta_2 U_c + \Delta_3 U_c$$

3.1. Phénomène d'empiètement :

Jusqu'à maintenant nous avons considéré le courant qui passe d'une diode à l'autre est instantanée; cependant l'existence des inductances dans le circuit fait que le passage du courant anodique d'une diode à l'autre ne se produit pas instantanément, mais prend un temps déterminé par l'angle γ (dit angle d'empiètement voir fig : III.6.).

On démontre (voir bibliographie n° 1 et n° 2) que l'angle d'ampiètement est déterminé par :

$$1 - \cos \gamma = \frac{L_2 \omega I_c}{V_m} \left(1 - \frac{1}{q}\right) \quad (q : \text{impaire})$$

Soit : pour $q = 3$ phases $1 - \cos \delta = \frac{2L_2 \omega I_c}{3 V_m}$

$L_2 \omega$ étant la réactance de fuites des bobinages et celle du réseau amont, ramenée à chaque enroulement secondaire.

3.2. Chute de tension inductive :

Le phénomène d'empiètement provoque une réduction de la valeur instantanée de la tension pendant la commutation, par conséquent, la valeur moyenne de la tension continue est inférieure à la valeur de la tension calculée.

On démontre que : (voir même bibliographie énoncée précédemment)

$$\Delta_1 U_c = \frac{q}{2\pi} V_m (1 - \cos \delta) \quad (q: \text{impaire})$$

Soit pour $q = 3$ $\Delta_1 U_c = \frac{3}{2\pi} V_m (1 - \cos \delta)$

et en remplaçant $(1 - \cos \delta)$ par sa valeur précédente on trouve :

$$\Delta_1 U_c = \frac{q}{2\pi} L_2 \omega I_c \left(1 - \frac{1}{q}\right)$$

Soit pour $q = 3$ $\Delta_1 U_c = \frac{1}{\pi} L_2 \omega I_c$

3.3. Chute de tension due aux résistances :

La diminution $\Delta_2 U_c$ de la tension redressée due aux résistances peut se déduire de l'expression des pertes joule,

$$P_j = q_2 r_2 I_s^2 + q_1 r_p I_p^2 + q_1 r_l I_L^2$$

avec :

q_2 et q_1 nombre de phases au secondaire et au primaire, r_2 , r_1 et r_l résistance par phase du secondaire du transformateur, du primaire de la ligne, I_s , I_p et (I_L) intensités efficaces correspondantes.

On a vu comment toutes ces intensités s'expriment en fonction de I_c on peut donc mettre les pertes joule sous la forme

$$P_j = R_c I_c^2$$

En désignant par R_c la résistance totale du montage ramenée du côté continu

La chute ohmique a pour valeur.

$$\Delta_2 U_c = R_c I_c = \frac{P_T}{I_c}$$

Avec $R_c I_c^2 = q r_2 I_s^2 + q_1 r_1 I_F^2 + q_1 r_1' I_L^2$

Ainsi pour $q = q_1 = 3$ phases, puisque

$$I_s = I_c \frac{\sqrt{2}}{3}, \quad I_F = \frac{n_2}{n_1} I_s \quad (I_L = \sqrt{3} I_F)$$

Si le primaire est en étoile.

$$\Delta_2 U_c = \frac{2}{3} \left[r_2 + (r_1 + r_1') \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] I_c$$

Si le primaire est en triangle.

$$\Delta_2 U_c = \frac{2}{3} \left[r_2 + (r_1 + 3 r_1') \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] I_c$$

Remarque : La résistance de la ligne (r_1') est souvent négligée à cause de sa très faible valeur.

3.4. Chute de tension due aux diodes :

Il y a à chaque instant une diode de chaque série en conduction l'une assure la sortie du courant I_c du triangle vers la borne M (fig : III.4.) l'autre le retour de I_c à partir de la borne N. Par conséquent la chute due aux diodes est :

$$\Delta_3 U_c = 2 M(I_c)$$

$M(I_c)$ désignant la chute de tension directe lue pour un courant I_c sur la caractéristique des diodes utilisées.

III.4. FONCTIONNEMENT EN COURT-CIRCUIT :

4.1. Courant de court-circuit :

Lorsque M et N sont réunis chaque phase est mise en court-circuit car ses deux extrémités sont réunies à l'ensemble M-N par deux diodes montées tête-bêche (fig : III.7.), pour faciliter l'étude on considère que la résistance de l'ensemble est nulle.

Dans ce cas on a :

$$L_2 \frac{di_{s1}}{dt} = V_m \sin \omega t$$

ce qui donne $i_{s1} = - \frac{V_m}{L_2 \omega} \cos \omega t$

de même $i_{s2} = - \frac{V_m}{L_2 \omega} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})$

et la valeur efficace des courants secondaires est

$$I_{s,cc} = \frac{V}{L_2 \omega} \quad V: \text{tension efficace d'un enroulement secondaire.}$$

Mais le courant passant par la paire de diodes réunie à la même borne secondaire n'est plus le courant d'une phase mais la différence des courants de deux phases consécutives.

Ainsi pour la paire D1, D1'écoule

$$i_{s1} - i_{s2} = \frac{V_m}{L_2 \omega} \left[-\cos \omega t + \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \text{ on trouve :}$$

$$i_{s1} - i_{s2} = \sqrt{3} \frac{V_m}{L_2 \omega} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right)$$

La diode D1 laissant passer l'alternance positive de cette différence, la diode D1' son alternance négative. D'où le courant moyen dans chacun des redresseurs.

$$I_{moy,cc} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \frac{V_m}{L_2 \omega} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3} + 2\pi} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) d\omega t = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{V_m}{L_2 \omega}$$

et le courant moyen de court-circuit $I_{c,cc}$ somme des courants moyens amenés à M par chacun des redresseurs.

$$I_{c,cc} = 3 I_{moy,cc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{V_m}{L_2 \omega}$$

Vu que le circuit étudié présente une résistance R, on introduit l'impédance du circuit $Z = \sqrt{R^2 + L_2^2 \omega^2}$ (R: résistance totale du circuit). à la place de $L_2 \omega$, ainsi les équations précédentes deviennent.

$$* I_{s,cc} = \frac{V}{Z}$$

$$* I_{moy,cc} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{V_m}{Z}$$

$$* I_{c,cc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{V_m}{Z}$$

Ces équations sont les plus utilisées en pratique.

4.2. Rapport de court-circuit :

La caractéristique totale de tension est la courbe $U_c = f(I_c)$ allant du point à vide $(U_{cc}, 0)$ au point de court-circuit $(0, I_{c,cc})$, (fig : III.8.).

On définit le "rapport de court-circuit" K_{cc} par le rapport du courant de court-circuit $I_{c,cc}$ au courant $I_{cc,th}$ qu'on obtiendrait en prolongeant la partie initiale de la caractéristique jusqu'à l'axe à tension nulle.

$$K_{cc} = \frac{I_{c,cc}}{I_{cc,th}}$$

On détermine le courant de court-circuit théorique de la manière suivante :

Le début de la caractéristique $U_c = f(I_c)$ a pour équation

$$U_c = U_{c0} - \Delta_1 U_c = \frac{3}{\pi} V_m - \frac{1}{\pi} L_2 \omega I_c$$

et en court-circuit $U_c = 0$ d'où : $I_{cc,th} = \frac{3V_m}{L_2 \omega}$

par conséquent $K_{cc} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \approx 0,55$

III.5. MONTAGE REDRESSEUR EN PONT MONOPHASE :

Le schéma général du bloc redresseur comporte trois montages redresseurs en pont monophasé, par conséquent il est utile de connaître certaines formules du montage. (fig : III.9.)

5.1. Tension redressée moyenne :

Si $u = V_m \sin \omega t$ alors

$$U_{c0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2}{\pi} V_m$$

5.2. Tension redressée efficace :

$$U_{c\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t \, d\omega t} = V_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \, d\omega t}$$

$$U_{c\text{eff}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

Facteur de forme $F_f = \frac{U_{ceff}}{U_{co}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11$

Cette valeur est très supérieure à celle trouvée pour le montage en pont triphasé (1,0009), par conséquent le circuit demande une tension redressée à ondulation réduite il est nécessaire d'établir un filtrage (condensateur par exemple).

5.3. Courant moyen dans chacun des redresseurs :

$$I_{moy} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} I_c dt + \int_{\pi}^{2\pi} 0 dt \right] = \frac{I_c}{2}$$

5.4. Courant efficace dans chacun des redresseurs :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} I_c^2 dt + \int_{\pi}^{2\pi} 0 dt \right]} = \frac{I_c}{\sqrt{2}}$$

5.5. Courant maximum :

$$I_{max} = I_c$$

III.6. HARMONIQUES DES COURANTS PRIMAIRES :

Nous n'avons pas jusqu'ici évoqué le problème des harmoniques des courants pris par un montage à la source qui l'alimente. Cette question est pourtant très importante lors de l'alimentation par un réseau à cause des perturbations apportées à celui-ci par ces harmoniques; elle joue souvent un rôle déterminant dans le choix du montage à adopter pour une application donnée. On définit le taux d'harmoniques ou d'ondulation du courant par :

$$\tau = \sqrt{1 - F_p^2} / F_p$$

F_p : étant le facteur de puissance primaire

$$F_p = \frac{U_{co} I_c}{q V_p I_p}$$

U_{co} : tension redressée moyenne

I_c : courant redressé

q : nombre de phase

V_p : tension d'un enroulement primaire du transformateur.

I_p : courant dans un enroulement primaire du transformateur.

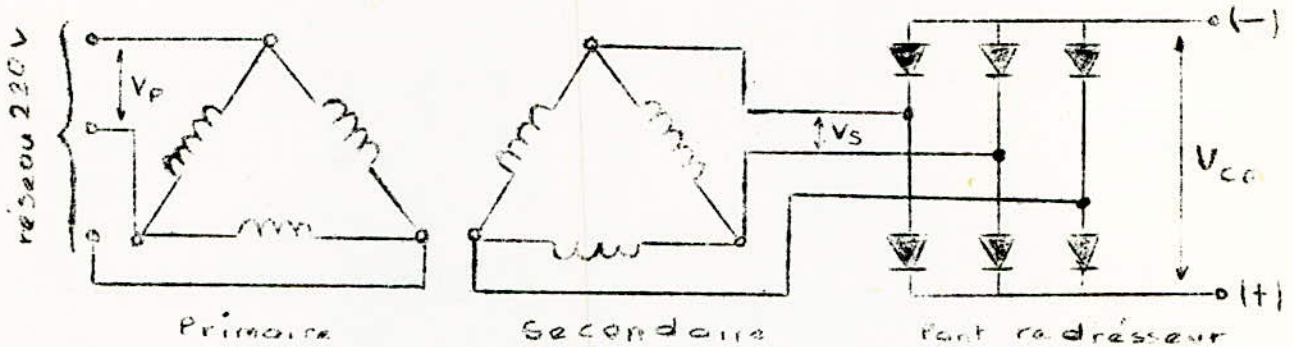
III.7. APPLICATION PRATIQUE AU MONTAGE UTILISE DANS LE BLOC D'ALIMENTATION

A COURANT CONTINU :

- * Caractéristique du bloc : $U_c = 130 \text{ V}$ continue
- $I_c = 100 \text{ A}$ continue
- $V_p = 220 \text{ V}$ alternatif
- $V_s = 150 \text{ V}$ "

7.1. Montage redresseur triphasé à vide :

(Sans transducteur dans le circuit et sans courant résiduel).



* Tension efficace à vide ($I = 0$) donnée par le transformateur principale : $V = 150 \text{ V}$.

* Tension maximale

$$V_m = V_s \sqrt{2} = 150 \sqrt{2} = 212 \text{ V}$$

* Tension efficace redressée

$$U_{c\text{eff}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} = \frac{212}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} = 202,64 \text{ V}$$

* Tension moyenne redressée à vide :

$$U_{co} = \frac{3}{\pi} V_m = \frac{3}{\pi} 212 = 202,44 \text{ V}$$

* Facteur de forme

$$F_f = \frac{U_{c\text{eff}}}{U_{co}} = \frac{202,64}{202,44} = 1,0009$$

On constate que le facteur de forme est proche de l'unité ce qui nous montre que la valeur efficace de la tension est presque exactement égale à sa valeur moyenne.

- Rapport de transformation du transformateur principal

$$m = \frac{V_s}{V_p} = \frac{150}{220} = 0,68$$

- Tension inverse maximum des diodes

$$V_{i\max} = V_m = 212 \text{ V}$$

7.2. Courant dans les diodes et calcul de la puissance du transformateur :

* Courant redressé nominal $I_{cn} = 100 \text{ A}$

(Valeur donnée par la plaque signalétique de l'armoire "U.R.A!")

* Courant moyen dans une diode :

$$I_{moy} = \frac{I_c}{3} = \frac{100}{3} = 33,3 \text{ A}$$

* Courant efficace secondaire du transformateur :

(dans un enroulement)

$$I_s = \frac{\sqrt{3}}{3} I_c = 100 \frac{\sqrt{3}}{3} = 47 \text{ A}$$

* Courant efficace primaire (valeur approchée, dans un enroulement).

$$I_p = \frac{n_2}{n_1} I_s = 0,68 \times 47 = 32 \text{ A}$$

Ces calculs nous permettent d'indiquer le choix des diodes, ainsi que la puissance apparente du transformateur principal :

En majorant par 1,5 le courant moyen et la tension inverse on trouve pour chaque diode

$$I_{moy} = 33,3 \times 1,5 = 50 \text{ A}$$

et $V_{\max} = 212 \times 1,5 = 318 \text{ V}$.

Cette majoration est effectuée a cause des surcharges possibles,

La puissance apparente du transformateur

$$S = \sqrt{3} U_L I_L$$

U_L : tension entre phase de ligne

I_L : intensité en ligne.

Dans notre cas $I_L = I_P \sqrt{3}$ (couplage entriangle)

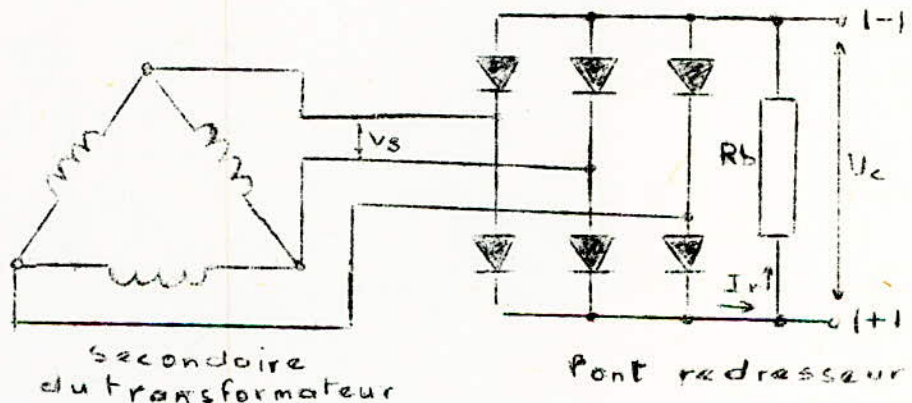
$$S = \sqrt{3} \cdot U_L \cdot I_P \cdot \sqrt{3} = 3 \cdot 220 \cdot 32 = 21,12 \text{ KVA}$$

Sachant que ce transformateur à d'autres enroulements secondaires du type monophasé (voir chapitre description).

Ces enroulements le classe parmi les transformateurs " spéciale ".

Ces enroulements servent à alimenter d'autre circuit, ce qui nous permet de majorer la puissance apparente à : 22 KVA.

7.3. Montage sans transducteur dans le circuit mais avec un courant résiduel ($I_r \approx 5 \text{ A}$). Détermination de la chute de tension due aux diodes :



$$V_s = 150 \text{ V.}$$

La tension efficace redressée lue aux bornes de la résistance ballast est : $U_c = 200 \text{ V}$ (environ).

La chute de tension donnée par deux diodes en série est :

$$U_{(E)} = U_{c\text{eff}} - U_c = 202,6 - 200 = 2,6 \text{ V}$$

pour un courant de 5 A environ

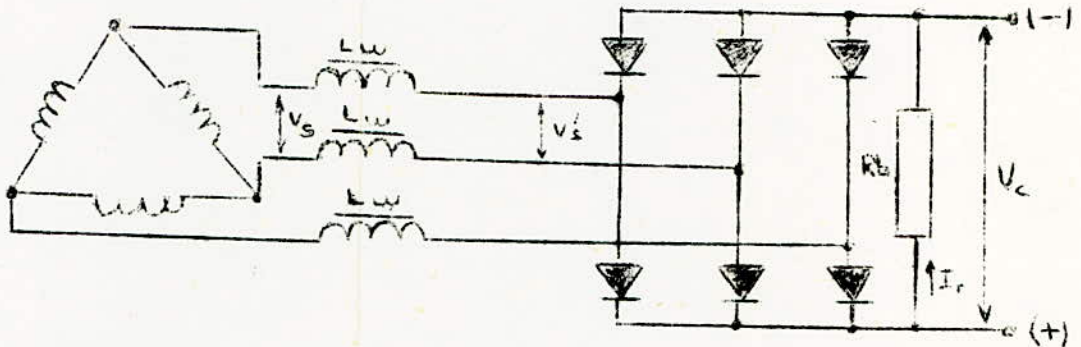
Pour un courant moyen de 50 A la chute de tension due à une diode est de l'ordre $\Delta u = 5\%$, si on admet la linéarité de la chute de tension à partir de la tension seuil ($V_{se} = 0,7 \text{ V}$ pour les redresseurs au silicium) (fig : III.1.).

Alors la chute de tension due à deux diodes en série est donnée par:

$$\Delta_3 U_c = 2 \left(V_s + \frac{\Delta U - V_s}{50} I_c \right)$$

$$\Delta_3 U_c = 2 \left(0,7 + \frac{5 - 0,7}{50} I_c \right) = 1,4 + \frac{4,3}{25} I_c$$

7.4. Montage avec transducteurs sans polarisation, ni commande
mais avec un courant résiduel :



Les tensions relevées sont les suivantes :

$$V_s = 150 \text{ V}$$

$$V'_s = 80 \text{ V}$$

$$U_c = 105 \text{ V}$$

Les formules précédentes nous permettent de vérifier la valeur de U_c en effet :

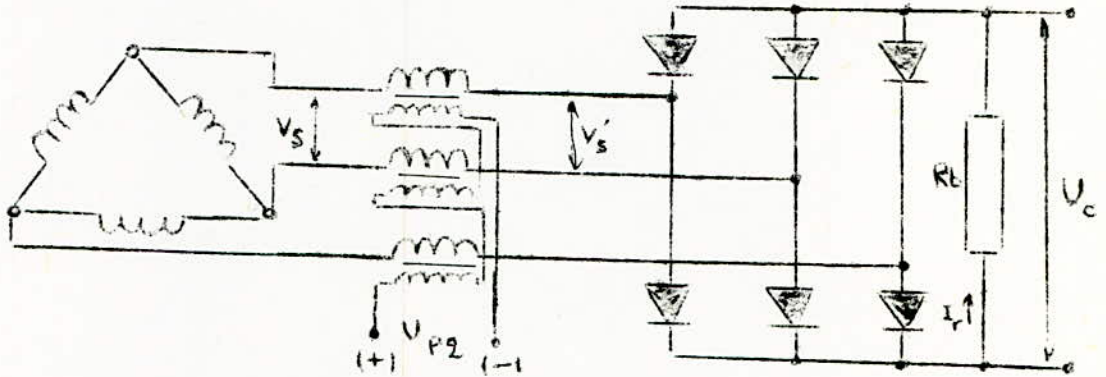
$$U_c = V'_s \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{\pi} - \Delta U_{\text{diodes}} = 80 \times \sqrt{2} \times \frac{\sqrt{3}}{\pi} - 2,6 = 105,4 \text{ V}$$

(ΔU_d : chute de tension due aux diodes pour $I_r \approx 5 \text{ A}$).

Conclusion : n° 1.

L'insertion des selfs à noyaux saturables dans le circuit (transformateur principal, pont de diodes) nous permettent une chute de tension de l'ordre de $200 \text{ V} - 105 \text{ V} = 94 \text{ V}$. (pour $I_r \approx 5 \text{ A}$).

7.5. Montage avec transducteurs avec polarisation et sans commande :



Valeurs relevées pour une tension de polarisation U_{p2} de l'ordre de 8 V continue .

$$V_s = 150 \text{ V}$$

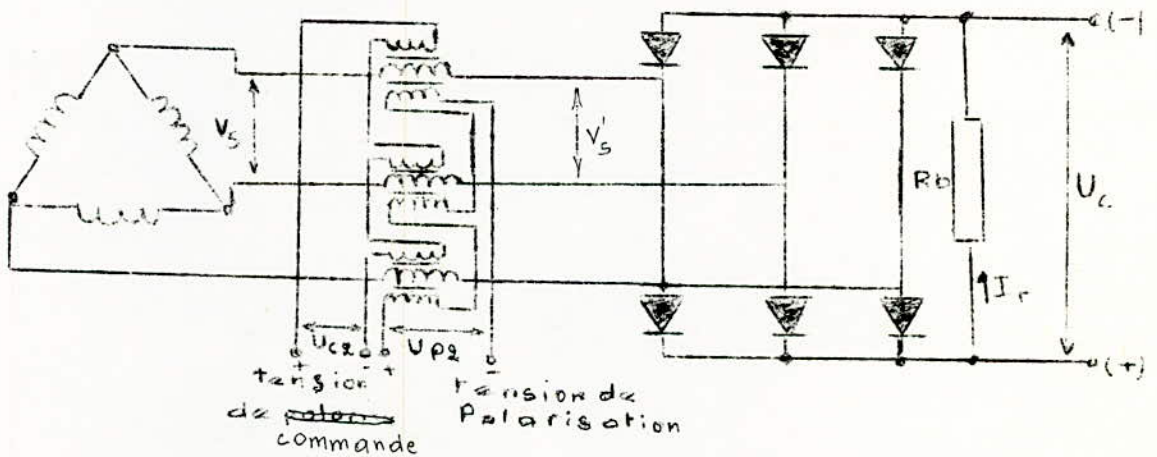
$$V_s' = 140 \text{ V}$$

$$U_c = 190 \text{ V}$$

Conclusion : n° 2.

Le circuit de polarisation du transducteur (Td2ème étage) nous permet d'ajuster la tension redressée à une certaine valeur choisie d'avance *

7.6. Montage avec transducteur comportant un circuit de polarisation et un circuit de commande :



Si la tension de commande U_{c2} est nulle, la tension redressée U_c a pour valeur 190 V (cas précédant). Si la tension de commande varie de quelques volts alors la tension U_c varie de 190 V à 120 V environ. Ces deux valeurs sont extrêmes et ne dépendent que de la tension de polarisation U_{p2} et du courant de charge I_c .

Conclusion : n° 3.

La tension de commande permet d'ajuster la tension redressée d'utilisation U_c , autour d'une valeur bien déterminée (en fonction du courant de charge). Dans notre cas U_c est égale à la tension de floatting des batteries utilisées.

$$U_f = 1,37 \text{ V} \times n$$

1,37 V : tension de floatting d'un élément de batterie au Cadmium-nickel.

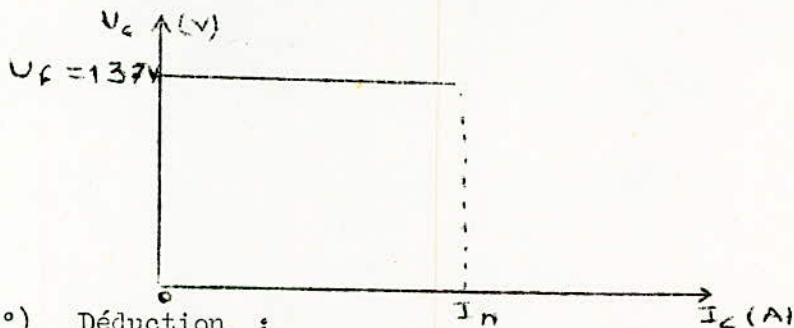
n : le nombre d'éléments utilisés.

Pour $n = 100$ éléments on a $U_f = 137 \text{ V}$.

Le rôle de la régulation en tension et d'avoir $U_f = 137 \text{ V}$ aux bornes du chargeur quelque soit les variations de la charge aux bornes du redresseur dans les limites prévues ($I_n \leq 100 \text{ A}$).

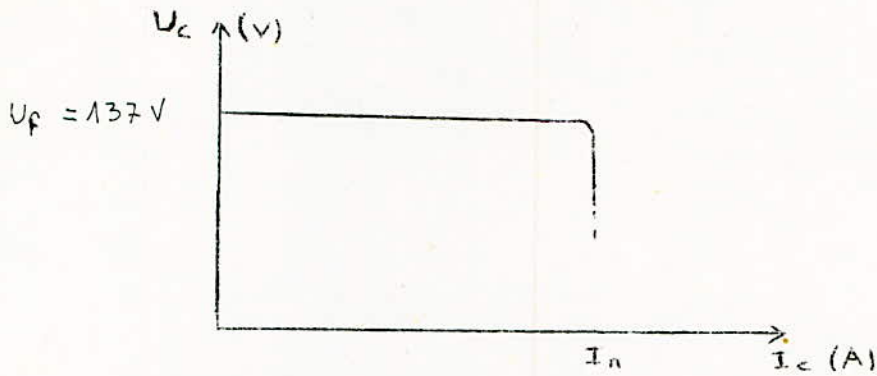
1°) Déduction :

La caractéristique $U_c = f(I_c)$ est la suivante :



2°) Déduction :

Si l'intensité dépasse la valeur nominale I_n le régulateur de courant doit intervenir pour chuter la tension U_c jusqu'à sa valeur minimum.



N.B. Déduction : n° 3.

On s'aperçoit que les enroulements de commande et de polarisation du transducteur n°2 sont polarisés en sens inverse l'un par rapport à l'autre. Les flux internes produits par U_{c2} et U_{p2} sont soustractifs.

7.7. Formule générale donnant la tension redressée moyenne U_c en fonction de la tension redressée à vide U_{c0} , du courant redressé I_c et autres paramètres du circuit :

* On a déjà déterminé la chute de tension due aux diodes:

$$\Delta_3 U_c = 1.4 + \frac{4.3}{25} I_c$$

* La chute de tension due aux résistances est donnée par

$$\Delta'_2 U_c = \frac{2}{3} \left[r_2 + r_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] I_c + 2 r_3 I_c$$

r_1 : résistance par phase primaire du transfo.

r_2 : " " secondaire "

r_3 : " " du transducteur (Td2)

n_1, n_2 : nombre de spires secondaire et primaire du transfo.

* Chute de tension due aux réactances de fuite; du transformateur principal:

$$\Delta_1 U_c = \frac{q}{2\pi} L_2 \omega I_c \left(1 - \frac{1}{q} \right) \quad q: \text{impaire}$$

$L_2 \omega$: réactance de fuite ramenée au secondaire du transfo.

pour $q = 3$ phases

$$\Delta_1 U_c = \frac{3}{2\pi} L_2 \omega I_c \left(1 - \frac{1}{3} \right) = \frac{1}{\pi} L_2 \omega I_c$$

* Chute de tension due aux réactances des transducteurs.

On trouve dans chaque circuit considéré 2 réactances en série

$$\Delta_4 U_c = 2 \Delta L \omega I_c$$

$L\omega$: réactance par phase du transducteur

$\Delta L\omega$: veut dire que cette réactance est à valeur réglable.

La formule générale de U_c est :

$$U_c = U_{c0} - \Delta_1 U_c - \Delta_2' U_c - \Delta_3 U_c - \Delta_4 U_c$$

$$\begin{aligned} \text{d'où } U_c = U_{c0} - \frac{1}{\pi} L_2 \omega I_c - \frac{2}{3} \left[r_2 + r_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] I_c - 2 r_3 I_c - \\ - 1,4 - \frac{4,3}{2,5} I_c - 2 \Delta L \omega I_c \end{aligned}$$

A température de fonctionnement constante, les paramètres donnés dans cette formule sont à valeur relativement constante, par conséquence on peut les déterminer soit par calcul soit directement par un catalogue.

Seul le paramètre $\Delta L\omega$ est à valeur réglable.

On peut écrire : $U_c = U_{c0} - K I_c - 2 \Delta L \omega I_c - 1,4$

avec $K = \frac{1}{\pi} L_2 \omega + \frac{2}{3} \left[r_2 + r_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right] + 2 r_3 + \frac{4,3}{2,5}$
en mettant I_c en facteur

$$U_c = U_{c0} - 1,4 - (K + 2 \Delta L \omega) I_c \quad \text{avec}$$

U_{c0} : tension redressée à vide

K : constante du ~~une partie dans le~~ circuit

$\Delta L\omega$: réactance à valeur réglable du transducteur (Td2)

I_c : courant moyen redressée.

Conclusion générale :

Cette formule nous montre l'importance du transducteur dans le circuit du redresseur, dans le cas où l'on veut maintenir la tension U_c constante lorsque le courant redressé moyen I_c varie.

Si on veut par exemple avoir $U_c = 137 \text{ V} = \text{constante}$.

Avec $U_{c0} = 202,4 \text{ V}$ et I_c variable entre 5 A et 100 A (courant résiduel et courant nominal).

L'équation précédente nous donne les deux valeurs extrêmes de $\Delta L\omega$

$$1) 137\text{V} = 202,4 - 1,4 - 5 K - 2 \Delta L \omega \cdot 5$$

$$2) 137\text{V} = 202,4 - 1,4 - 100 K - 2 \Delta L \omega \cdot 100$$

L'équation 1) nous donne $\Delta L_w = \frac{12,8 - K}{2}$

L'équation 2) nous donne $\Delta L_w = \frac{0,64 - K}{2}$

C'est à dire :

$$\frac{0,64 - K}{2} \leq \Delta L_w \leq \frac{12,8 - K}{2}$$

Ceci nous donne une condition pour la valeur de la constante du circuit K

$$0,64 - K > 0 \Rightarrow K \leq 0,64 \text{ } [\Omega]$$

En effet si K est supérieur à 0,64 Ω , la valeur de la réactance serait négative ce qui est impossible.

7.8. Calcul des courants de court-circuit; en prenant la cas
extrême ou l'impédance par phase du circuit = 0,64 Ω , $K = 0,64 \Omega$
 $\Delta L_w = 0 \Omega$

Alors on peut calculer les différents courants :

- courant secondaire de court-circuit :

$$I_{s,cc} = \frac{V_s}{Z} = \frac{150}{0,64} = 234 \text{ A}$$

- courant primaire de court-circuit (valeur approchée).

$$I_{p,cc} = I_{s,cc} \times \frac{n_2}{n_1} = 230 \times 0,68 = 159,4 \text{ A}$$

- courant redressé de court-circuit :

$$I_{c,cc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{V_m}{Z}$$

$$I_{c,cc} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{212}{0,64} = 548 \text{ A}$$

- courant moyen de court-circuit par diode

$$I_{moy,cc} = \frac{I_{c,cc}}{3} = \frac{540}{3} = 180 \text{ A}$$

Les diodes de 50 A doivent supporter 180 A, pendant le temps nécessaire à l'ouverture du contacteur à relais magnéto-thermique (CDJ) monté entre le réseau et les bornes primaires du transformateur.

Caractéristique des diodes utilisés :

type S4006 $U_{\max} = 800 \text{ V}$, $I_{\max} = 300 \text{ A}$.

On voit que le coefficient de sécurité utilisé pour les diodes est largement suffisant.

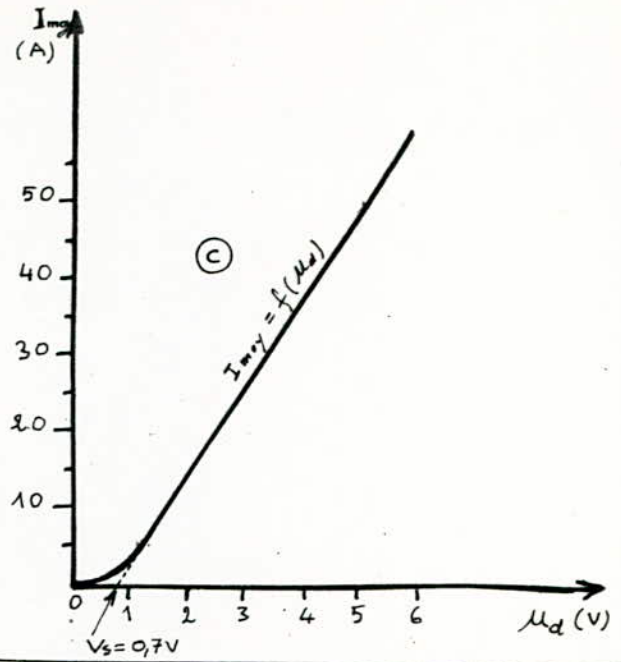
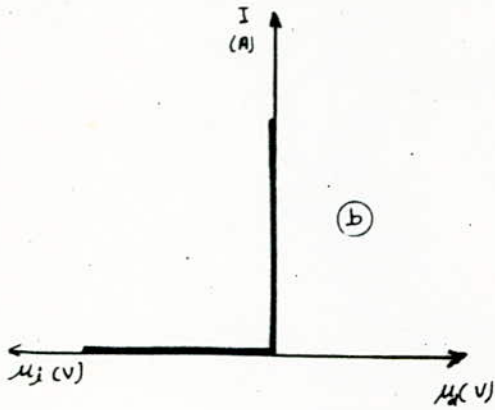
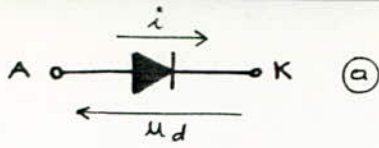


Fig. III-1 a - Représentation symbolique d'une diode ; b - Caractéristique courant-tension d'une diode idéale ; c - Caractéristique $I_{moy} = f(u_d)$ d'une diode au silicium (50A)

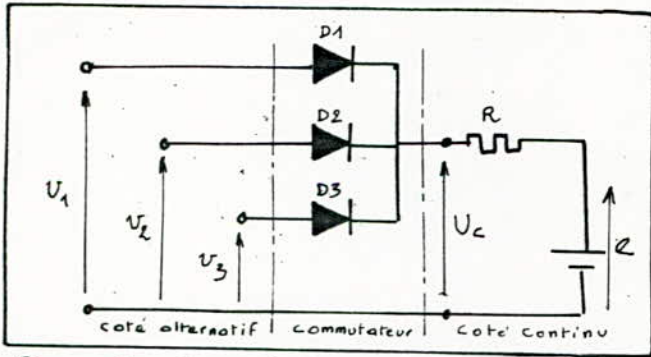


Fig. III-2. Commutateur « plus positif »

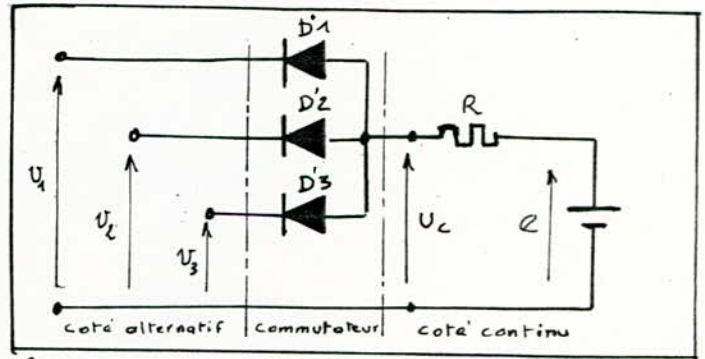


Fig. III-3. Commutateur « plus négatif »

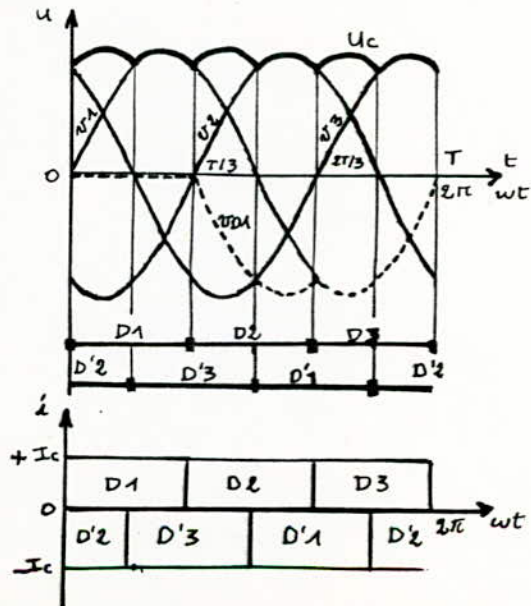
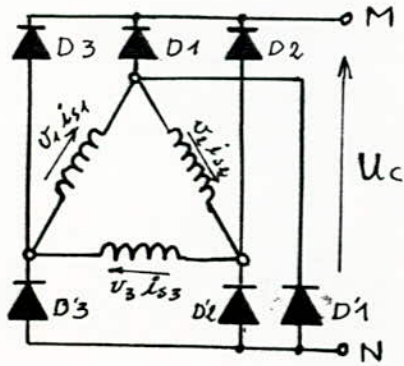


Fig. III-4. Montage à commutation ^{léger} avec la représentation de u et i de chaque diode

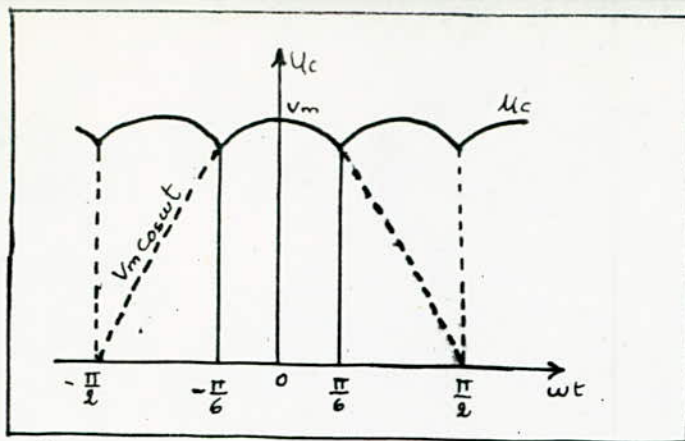


Fig. III-5. La tension U_c est une fonction périodique de période $T/6$

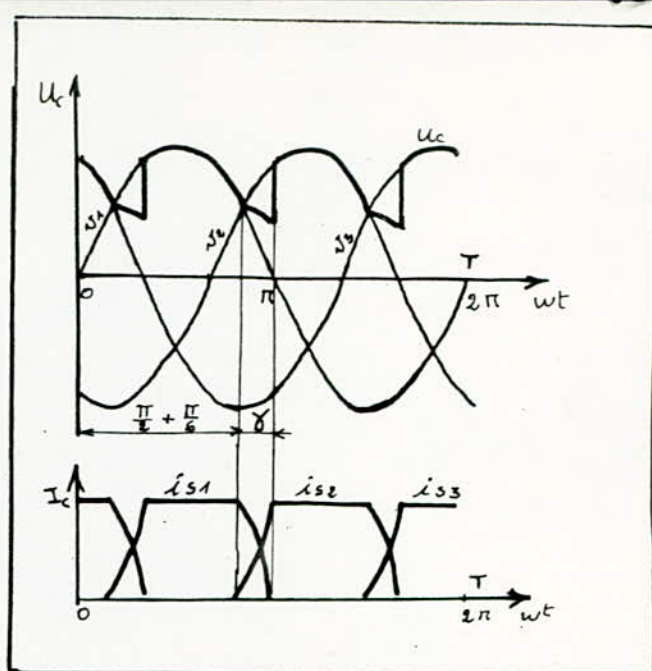


Fig III-6. Phénomène d'empilement

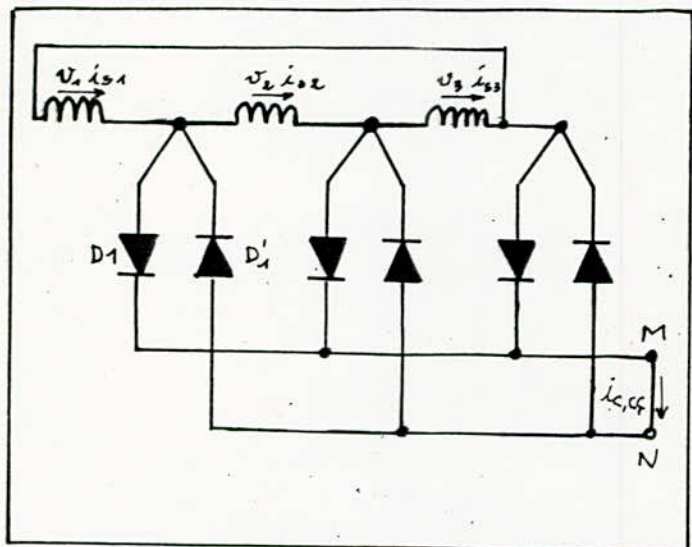


Fig. III-7. fonctionnement en court-circuit

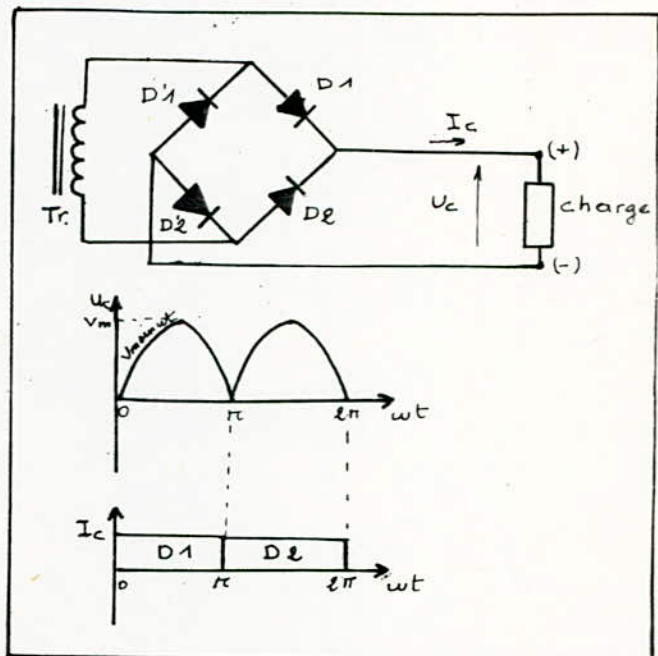


Fig. III-9. Redresseur en pont monophasé avec représentation du courant et de la tension, redressés.

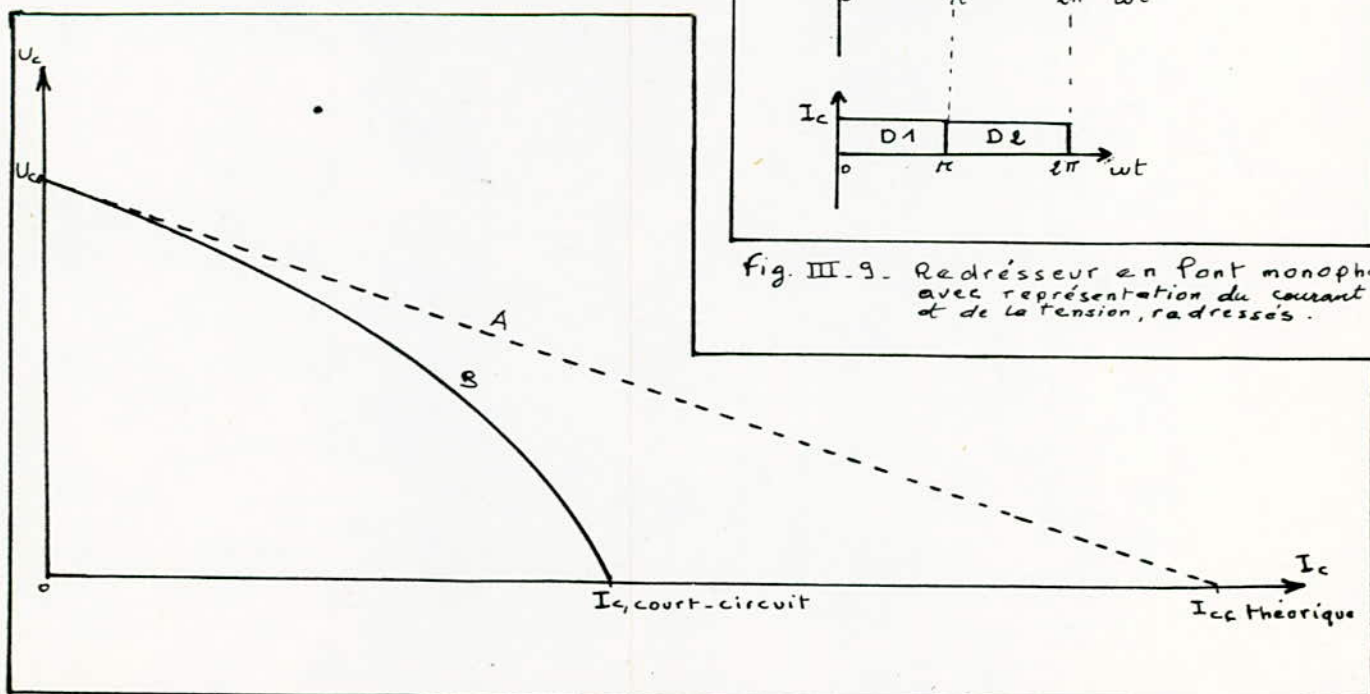


Fig. III-8- Essai en court-circuit. A: caractéristique théorique B: courbe pratique.

-ooOoo- / H A P I T R E : IV -ooOoo-

B A T T E R I E S D ' A C C U M U L A T E U R S .

IV.1. GENERALITES :

Il est nécessaire dans un exposé complet de la question, de rappeler succinctement le mécanisme du fonctionnement des accumulateurs. En conséquence, la première partie de ce chapitre donnera quelques indications sur les détails de construction des batteries d'accumulateurs et sur les réactions chimiques dont elles sont le siège. Nous décrirons par la suite quelques types d'accumulateurs utilisés couramment aujourd'hui. Il est important de souligner qu'en principe, un accumulateur moderne est conçu pour un type d'application particulier, par exemple pour propulser des véhicules, pour alimenter un central téléphonique et que son fonctionnement n'est pas satisfaisant si on l'utilise pour une application pour laquelle il n'a pas été étudié. Il importe donc d'examiner la question du choix du type correct d'accumulateur à employer avant de procéder à l'étude de sa charge.

Les expressions "accumulateurs", "éléments secondaires" et par extension "batterie", ont la même signification, elles s'appliquent à un élément réversible, c-à-d à un élément qu'on peut charger et décharger. Une batterie comporte normalement un certain nombre d'éléments reliés en série et chaque élément doit être placé dans un bac individuel renfermant l'électrolyte.

Chaque élément est muni de plaques positives et négatives, disposées à une certaine distance au dessus du fond du bac. Cet espace ainsi prévu au dessous des plaques sert à loger les boues, c-à-d la matière active qui tombe des plaques, lorsque celles-ci sont en service. Si des espaces suffisants n'étaient pas prévus, les boues provoqueraient l'apparition de court-circuits entre les plaques.

Les éléments alcalins n'ont qu'un très faible volume prévu pour le logement des boues, car la quantité de matière active qui se détache des plaques est faible.

Les réactions chimiques qui se produisent dans un élément au plomb sont entièrement différentes de celles qui se manifestent dans un accumulateur alcalin.

Etant donné le mécanisme de fonctionnement de ces deux éléments diffère il est indispensable à tout usager d'en avoir une connaissance au moins élémentaire.

1.1. Mesure de la capacité d'un accumulateur :

On sait que l'unité pratique de quantité d'électricité est l'ampèreheure. La quantité de courant fournie par un appareil électrique, mesurée en Ah est donc égale au produit de l'intensité en ampères et du temps en heures.

La capacité d'une batterie est généralement exprimée en Ah mais, étant donné que cette capacité n'est pas constante pour tous les régimes de décharge, on la donne en précisant pour quel régime de décharge cette indication est valable.

1.2. Nombre d'ampèreheures exigés pour la recharge d'un accumulateur :

Pour recharger une batterie, il faut lui fournir plus d'Ah qu'elle n'en a débités pendant la décharge, le rapport suivant :

$$\frac{\text{Ah fournis à la décharge}}{\text{Ah restitués à la charge}} \times 100$$

Est connu sous le nom de rendement en Ah ou rendement en quantité. La détermination précise de ce rendement est une opération extrêmement délicate, qui fait intervenir plusieurs cycles complets de charge et de décharge, la batterie travaillant dans les conditions convenables. Des essais ne portant que sur un seul cycle ou sur des décharges incomplètes conduisent à des résultats erronés.

Le rendement en quantité, pour n'importe quel régime de décharge, est d'environ 90% pour les éléments au plomb et de 71% pour les éléments au fer-nickel.

Ce plus faible rendement de l'élément alcalin est dû à la nécessité de poursuivre la charge pendant environ 2 h à un régime élevé, pour réduire complètement l'oxyde de fer à l'état de fer.

La recharge doit s'effectuer à un régime compris entre les limites fixées par le constructeur. Si par exemple, le régime de fin de charge est de 6 A pour une batterie et si, en conséquence, ce régime est maintenu pendant toute la charge, la durée nécessaire à l'opération sera de $100/6 = 16,66$ h si sa capacité en plein charge est 100 Ah. On ne pourrait pas par exemple charger la batterie à 100 A pendant 1 h de façon à fournir les 100 Ah, car le régime de charge serait excessif. Cependant, au début de la charge, on peut opérer à un régime supérieur au régime fin de charge et, dans tous les cas, il faut connaître et suivre les instructions du fournisseur.

Dans certains procédés de charge, le courant n'est pas maintenu à une valeur fixe, mais on le fait varier continuellement comme le montre la fig : IV.1. Le nombre d'Ah fourni à la charge est dans ce cas représenté par la surface hachurée de la courbe, chacun des carrés de cette surface correspond à 10 Ah et on voit que la surface totale hachurée correspond à 100 Ah.

1.3. Rendement en énergie :

Alors que la caractéristique essentielle d'une batterie est sa capacité en Ah, la connaissance de sa capacité en énergie, c-à-d exprimée en Wh, présente un intérêt pratique plus grand, puisque c'est la mesure de l'énergie électrique que peut fournir cette batterie. Elle est égale au produit de la puissance en Watts et de la durée en heures de la décharge.

La détermination du nombre de Wattheures fourni par une batterie au cours de sa décharge n'est pas aussi facile que celle de sa capacité en Ah, car la tension aux bornes de la batterie diminue régulièrement pendant toute la durée de la décharge.

La fig : IV.2. montre une courbe type de décharge d'une batterie planté de cent éléments, ayant une capacité de 68 Ah au régime en 10h et qu'on décharge à 10 A. La surface de la courbe, divisée par la durée de la décharge en heures, donne la tension moyenne de décharge qui, dans ce cas particulier, est de 192,5 V.

L'énergie fournie par la batterie pendant cette décharge est le produit de la tension moyenne par le courant et par le temps.

Dans ce cas particulier, elle est de $192,5 \times 10 \times 6 = 11,55$ KWh.

L'énergie nécessaire à la charge d'une batterie peut être calculée d'une façon analogue mais, dans ce cas, la tension en charge est portée sur une courbe en fonction du temps.

Le rapport $\frac{\text{Wh obtenus pendant la décharge}}{\text{Wh fournis pendant la charge}}$, généralement exprimé en

pourcentage, est le rendement en énergie d'une batterie. Il faut le déterminer au cours d'une série de cycles de charge et de décharge, pour des raisons exposées précédemment, lors de la définition du rendement en quantité.

Le rendement en énergie d'un élément donné dépend de son régime de décharge. Aux forts régimes de décharge, il y a une diminution sensible de la tension aux bornes de l'élément, due à sa résistance interne, il en résulte une plus faible tension moyenne pendant la décharge et par conséquent un plus faible rendement.

Les rendements en énergie des différents types d'accumulateurs sont les suivants :

Plomb-acide :.....	68 à 75 %
Cadmium-nickel :.....	50 à 58 %
Fer-nickel :.....	48 à 52 %

L'élément au cadmium-nickel à un rendement sensiblement plus élevé que celui de l'élément fer-nickel, car sa tension de fin de charge est plus faible. Si, pendant un essai, la tension et le débit varient simultanément, il faut alors porter sur une courbe les Watts débités à chaque instant en fonction du temps et calculer la surface de la courbe obtenue.

1.4. Poids spécifique et densité de l'électrolyte :

La densité d'un liquide homogène est le rapport entre la masse d'un volume donné de ce liquide à 15 °c et celle d'un volume égal d'eau pure à la température de 4° C.

Le poids spécifique absolu, ou masse spécifique, est le nombre de grammes que pèse 1 cm du produit considéré. Le poids spécifique est donc une propriété de la substance elle-même tandis que la densité dépend des propriétés de deux substances.

Toutefois, étant donné que la densité se détermine en utilisant comme liquide de comparaison l'eau, dont le poids spécifique à 4° C est pris par définition égal à l'unité, le poids spécifique d'une solution, ainsi que sa densité, s'expriment par des valeurs très voisines. On utilise souvent une échelle arbitraire, l'échelle Baumé qui, pour les liquides plus lourds que l'eau, est liée à l'échelle des densités d par la formule suivante :

$$(^{\circ} B) = \frac{144,32}{144,32 - d}$$

Dans laquelle 144,32 porte le nom de module.

1.5. Facteurs qui influent sur la capacité des accumulateurs :

La capacité d'une batterie d'accumulateurs dépend d'un grand nombre de facteurs tels que :

- 1°) Dimensions des plaques, écartement de ces plaques, nombre de plaques par élément et, dans le cas des forts régimes de décharge, résistance des nez des plaques, des tiges polaires des bornes, etc...
- 2°) Mode de construction des plaques et quantité de matière active qu'elles contiennent.
- 3°) Densité de l'électrolyte quand l'élément est complètement chargé et, dans le cas des éléments au plomb, volume d'électrolyte contenu dans l'élément.
- 4°) Température de l'électrolyte: La capacité d'un accumulateur augmente lorsque la température s'abaisse.
- 5°) Régime de décharge: Il est essentiel, de préciser en même temps pour quel régime de décharge la capacité obtenue. La capacité des éléments alcalins diminue lorsque le régime augmente. La fig : IV.3. donne les capacités relatives d'éléments alcalins et au plomb pour des régimes de décharge variant de 1 à 10 h.

6°) Tension finale à laquelle la batterie est considérée comme déchargée : (la fig : IV.4. représente la variation de la tension, en fonction du temps, au cours de la décharge d'un accumulateur à courant constant.

Si la tension finale est prise égale à P (Volts) la batterie pourra débiter ce courant pendant 10 h, si la décharge est poursuivie pendant encore 1 heure, la tension s'abaisse à Q Volts et la capacité de la batterie est augmentée de 10% mais, pendant la dernière heure de décharge, le courant a été fourni sous une faible tension et en conséquence n'est pas toujours utilisable.

Cette tension finale varie d'un type d'élément à un autre, ainsi qu'avec le régime de décharge.

1.6. Information générale concernant la charge des batteries :

Pour charger une batterie, il est nécessaire de disposer d'une source d'énergie électrique dont la tension soit supérieur à la tension en circuit ouvert de la batterie, et dont la polarité ne s'inverse pas, c-à-d d'une source de courant continu.

Le réglage du courant de charge d'une batterie peut se faire de différentes façons :

1.6.1. Charge à courant constant :

Le courant est maintenue à une valeur fixe dès le début de l'opération, et quelle que soit l'élévation de la tension de la batterie. La fig : IV.5. donne l'exemple de la charge d'un élément planté. Dans le cas des batteries alcalines, le changement de palier n'est pas nécessaire et le régime choisi peut rester constant, si on le désire pendant toute la durée de la charge.

1.6.2. Charge à tension constante :

La méthode de charge à tension constante est celle qu'on réalise en reliant une batterie au plomb à une source de courant continu, dont la tension est d'environ 2,4 V par élément,

sans interposition d'une résistance dans le circuit de charge . Dans ces conditions, le courant initial peut être très élevé, ce qui limite l'application de procédé; mais il diminue rapidement et s'abaisse régulièrement jusqu'à une valeur bien inférieure au régime de charge à courant constant (Voir fig : IV.6.).

1.6.3. Charge à tension constante modifiée ou charge à courant décroissant :

Dans le procédé de charge à tension constante modifiée, on utilise une source dont la tension est plus élevée, de l'ordre de 2,6 à 2,8 V par élément dans le cas d'une batterie au plomb et on intercale une résistance dans le circuit de charge. Il est possible de régler à volonté la loi de décroissance du courant, en agissant sur le choix de la tension et sur celui de la résistance de réglage, de telle sorte que cette méthode de charge prend n'importe quelle place intermédiaire entre la charge à intensité constante et la charge à tension constante. Ce procédé convient pour les installations dans lesquelles l'énergie est fournie par des redresseurs reliés à un réseau alternatif. (fig : IV.7.).

1.6.4. Charge intermittente ou par impulsions:

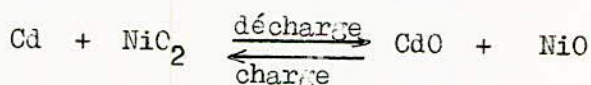
C'est un procédé de charge d'apparition relativement récente, on l'emploie pour la charge automatique d'une batterie en service. (Voir fig : IV.8.).

IV.2. ACCUMULATEURS ALCALINS :

(Voir schéma descriptif fig : IV.9.)

2.1. Principe et réactions :

Les accumulateurs alcalins au Cadmium-Nickel et au fer-nickel sont basés sur les réactions de principe :



En fait, la réaction est beaucoup plus complexe. La fonction de l'électrolyte est uniquement de servir de conducteur. Il ne prend pas part à la réaction. La mesure de sa densité ne pourra pas, par conséquent, donner une indication sur l'état de charge de la batterie. Par contre, la suppression des inconvénients dus à la sulfatation, par suite du rôle passif de l'électrolyte, est un avantage par rapport aux accumulateurs au plomb (en cas de négligence).

2.2. Description :

2.2.1. Plaques :

Les accumulateurs alcalins se divisent en deux catégories :

- à plaques perforées.
- à plaques frittées.

a) Plaques perforées positives :

La matière active est contenue dans des tubes formés à l'aide d'un ruban en fer nickelé, perforé et enroulé en spirale, puis fretté.

b) Plaques perforées négatives :

La matière négative est renfermée dans des "pochettes" formées à l'aide de deux rubans en fer nickelé perforé, sertis. Les pochettes sont agraffées les unes à côté des autres pour former les plaques.

c) Plaques frittées :

Le support des matières actives est constitué par une sorte de buvard métallique (nickel) très poreux, obtenu par frittage de poudre

de nickel très légère sur un cadre grillagé, ou sur un feuillard d'acier nickelé.

Dans les accumulateurs Cadmium-nickel, les matières actives sont toujours l'hydrate de nickel et l'hydrate de cadmium, le support fritté assurant une excellente conductibilité.

2.2.2. Électrolyte :

Il est constitué par une solution aqueuse de potasse à laquelle on incorpore, dans certains cas, une petite quantité de lithine. La constitution exacte et la concentration varie avec le type d'accumulateur. On peut constater, au cours de l'utilisation des batteries, une légère diminution de la concentration, due au fait qu'en fin de charge les gaz entraînent une petite quantité d'électrolyte; la production de ces gaz par électrolyse entraîne nécessairement une consommation d'eau. Pour cela on effectue un apport périodique d'eau distillée, correspondant à la consommation due à l'électrolyse.

2.3. Caractéristiques électriques :

a) Capacité :

La capacité des batteries alcalines est remarquablement constante. Elle varie peu avec la température et avec le temps de décharge qui peut être par conséquent assez bref (forte intensité). Ces batteries permettent aussi les très longues décharges à faible intensité.

b) f.e.m et tension aux bornes :

Du point de vue thermodynamique, la f.e.m d'un accumulateur dépend des facteurs : température, degré d'oxydation des plaques négatives, degré de réduction des plaques positives.

En pratique, la f.e.m à l'état chargé, diffère légèrement suivant le type de plaques. Elle est de 1,37 V pour les plaques frittées et de 1,40 V pour les plaques perforées.

c) Résistance interne :

Encore bien plus que la capacité, elle dépend du type de plaque. A titre d'exemple, pour un élément de 100 Ah, les résistances internes sont les suivantes :

- Plaques tubulaires : 34/10.000 d'Ω
- Plaques à pochettes : 30/10.000 Ω
- Plaques épaisses frittées : 7/10.000 Ω
- Plaques frittées minces : 3/10.000 Ω

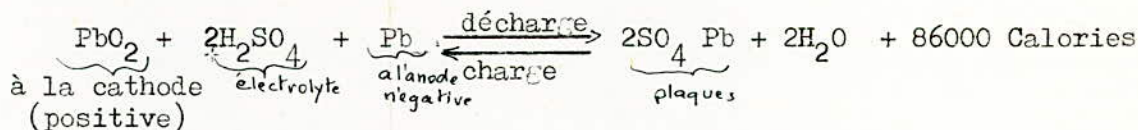
2.4. Entretien :

Les accumulateurs au Cadmium-nickel ne sont sensibles ni aux sur-charges prolongées, (car l'énergie électrique fournie au delà de la charge complète sera transformée uniquement en chaleur) ni aux décharges poussées, on peut les abandonnées sans inconvénient pendant très longtemps dans un état quelconque de charge, aucun phénomène analogue à la sulfatation n'est à craindre. Ces éléments n'ont que des pertes négligeables en circuit ouvert, la charge d'entretien n'est même pas nécessaire; et une bonne ventilation est indispensable durant la charge.

IV.3. APPERCU SUR LES ACCUMULATEURS AU PLOMB :

3.1. Principe et réaction :

Le fonctionnement des accumulateurs au plomb peut se représenter par la réaction:



Au cours de la charge, la matière active des plaques positives se transforme en peroxyde de plomb PbO_2 et la matière active des plaques négatives en plomb métallique spongieux. Pendant la décharge, les deux matières actives se transforment en sulfate de plomb, d'où le nom de théorie de la double sulfatation donnée à ce mécanisme global des réactions se produisant aux deux électrodes.

Contrairement à ce qui se passe dans un élément alcalin, l'électrolyte prend part aux réactions : sa densité diminue pendant la décharge, ce qui permet d'apprécier l'état de décharge d'un accumulateur au plomb par une mesure de la densité de son électrolyte.

L'électrolyte utilisé est l'acide sulfurique.

3.2. Constitution :

Du point de vue technologique, un accumulateur au plomb comprend les organes suivants :

a) Électrodes négatives :

La matière active maintenue dans une grille en alliage plomb-antimoine est conductrice de l'électricité. La répartition du courant sur la plaque s'effectue naturellement d'une manière convenable.

b) Électrodes positives :

Comme pour les plaques négatives, la matière active est maintenue dans une grille en plomb-antimoine sensiblement identique à la grille négative. A la fabrication, la grille est garnie d'oxydes partiellement sulfatés. La conductibilité électrique est médiocre et la répartition du courant sur toute la surface de la plaque est assurée par la grille dont le quadrillage est plus serré que sur les plaques négatives.

c) Séparateurs :

Bien que ne participant pas aux réactions chimiques, ils ont un rôle important et conditionnent les performances et la durée des accumulateurs. Ils sont en bois (cèdre d'Amérique) découpé en feuilles minces.

d) Bac :

Il doit assurer le maintien des plaques, être inattaquable par l'acide et isolant. On emploie soit du verre pour les batteries fixes, soit la matière moulée à base d'asphaltes, selon l'utilisation de la batterie.

3.3. Caractéristiques électriques :

a) Force électromotrice :

Elle est égale, comme dans tout générateur électro-chimique, à la différence des potentiels de chaque électrode. Ce potentiel dépend de la concentration de l'électrolyte et il varie donc pendant la charge, la décharge et les périodes de repos à circuit ouvert.

b) Capacité :

La capacité est proportionnelle à la masse de matière active entrant en réaction. Elle devrait, en principe, dépendre des dimensions extérieures de l'accumulateur. Elle varie considérablement avec l'épaisseur et la porosité des plaques, l'épaisseur des séparateurs, le régime de décharge, la température, la tension d'arrêt tolérée. Il est donc nécessaire de préciser les conditions dans lesquelles la capacité est déterminée.

c) Résistance interne :

Elle varie, pour un élément donné, suivant l'état de charge. Elle est minimale lorsque l'élément est chargé. Elle dépend, pour des éléments de construction différente, de la concentration de l'électrolyte, de la nature et de l'épaisseur des séparateurs, de la porosité des plaques et de leur épaisseur.

3.4. Entretien :

La conservation des accumulateurs au plomb nécessite leur maintien à l'état chargé en permanence.

En pratique on limite le régime de charge afin d'éviter le bouillonnement de la batterie. Sa durée de vie dépend pour une grande part des plaques positives.

IV.4. CHOIX DU TYPE D'ACCUMULATEUR UTILISE PAR LES CONSTRUCTEURS

DU BLOC D'ALIMENTATION - U.R.A. :

Le choix est effectué à partir des conditions de fonctionnement, d'entretien, de durée de vie, d'encombrement et de prix.

Généralement les accumulateurs au plomb avec un prix réduit sont utilisés pour l'équipement des automobiles, les chariots électriques et quelques installations fixes.

Leur durée de vie est inférieure à celle des batteries au Cadmium-nickel, dépend pour une grande partie de l'entretien qui leur est assuré.

Tandis que les accumulateurs au Cadmium-nickel et fer-nickel ont une capacité volumique comparable aux batteries au plomb, prix élevé, durée de vie très longue (la garantie est de dix ans sur certains types).

Peuvent donc satisfaire à tous les usages si le choix est correct.

L'entretien est réduit, peuvent supporter des décharges et charges à des régimes très élevés; ne nécessitent pas de locaux spécialement aménagés.

D'après cet étude et les prescriptions écrites ci-dessus le choix de l'utilisation des batteries d'accumulateurs au Cadmium-nickel, par les constructeurs est donc confirmé.

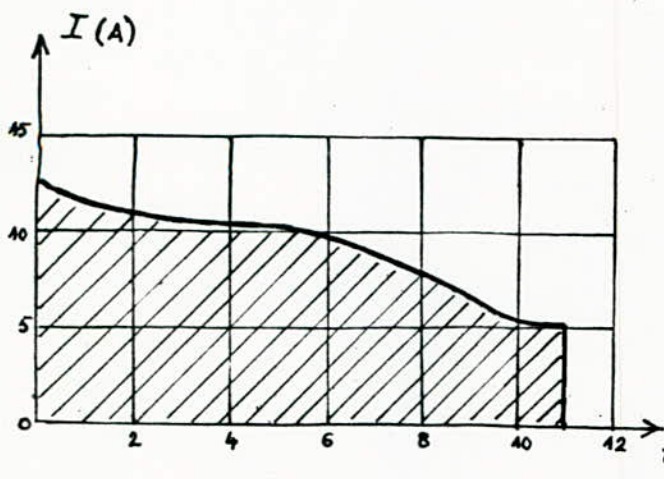


Fig: IV.1. Courbe de charge - type -
(La partie hachurée représente 100 Ah,
chaque carré correspond à 10 Ah.)

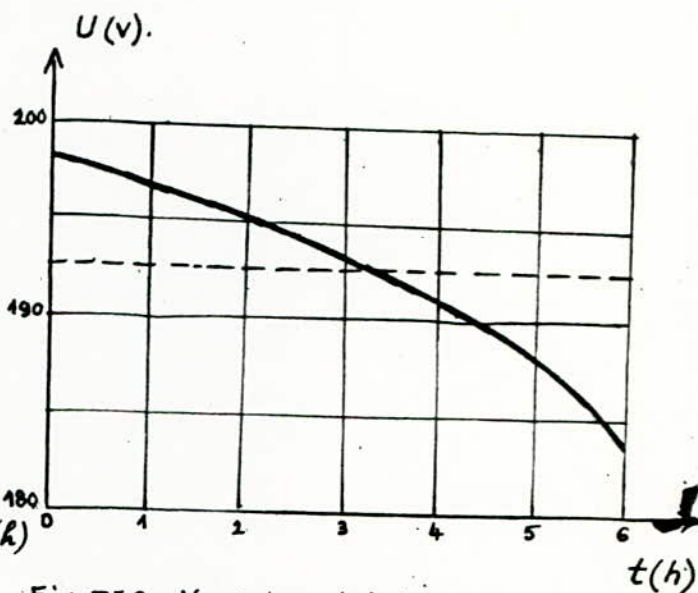


Fig: IV.2. Variation de la tension pendant
la décharge (batterie à cent éléments plantés).

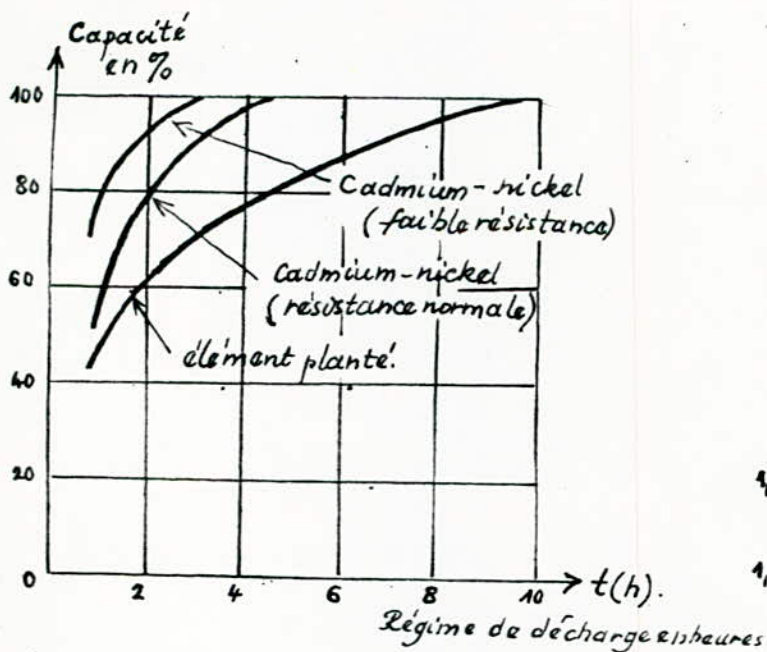


Fig: IV.3. Capacité relative d'éléments au plomb
et d'éléments alcalins pour différents régimes
de décharge. (La valeur 100 est donnée à la capacité
au régime de décharge en 10h.)

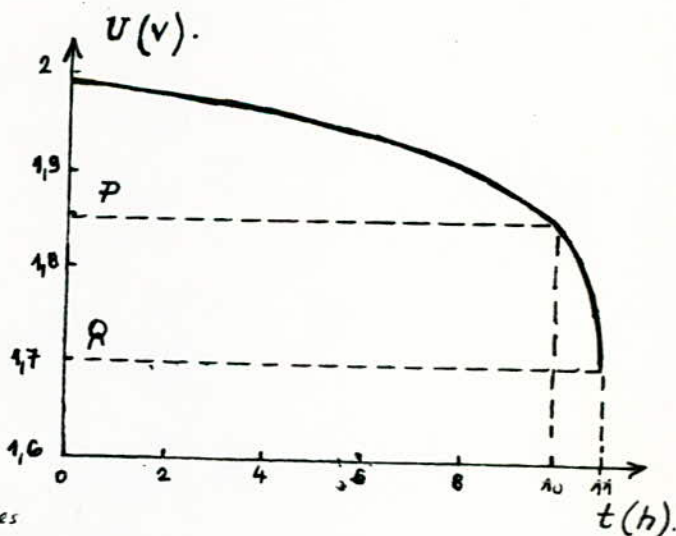


Fig: IV.4. Augmentation de la capacité d'un
élément planté obtenue en prolongeant la
décharge jusqu'à une tension finale plus
basse C = capacité en Ah pour une décharge
en 10h.

olts

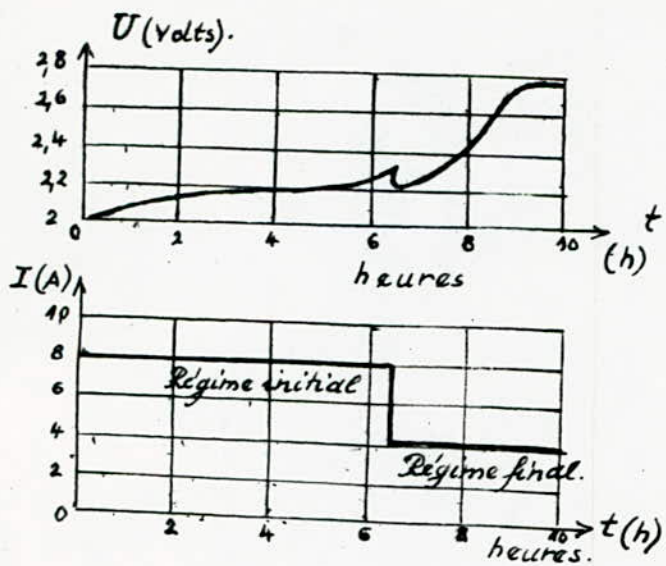


Fig: IV.5. charge à courant constant.
Exemple de la charge d'un élément
Planté d'une capacité de 60 Ah.
au régime en 10h.

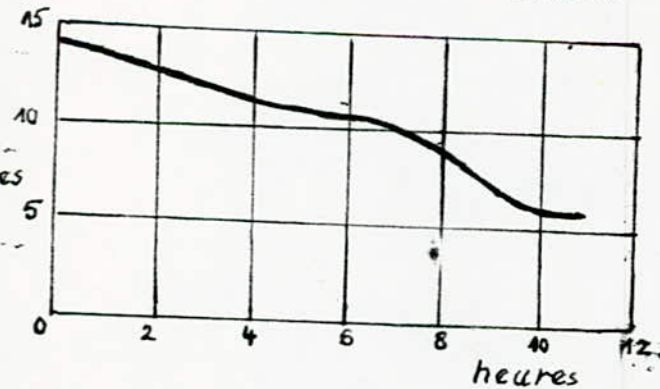
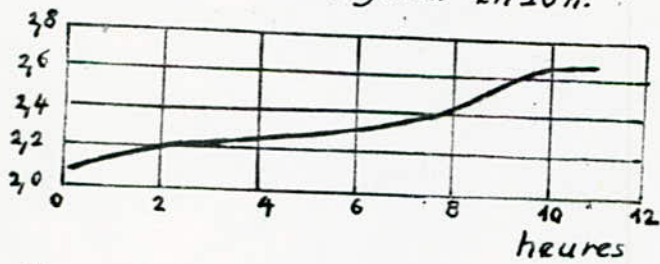


Fig: IV.7. charge à tension constante
modifiée ou charge à courant
décroissant.

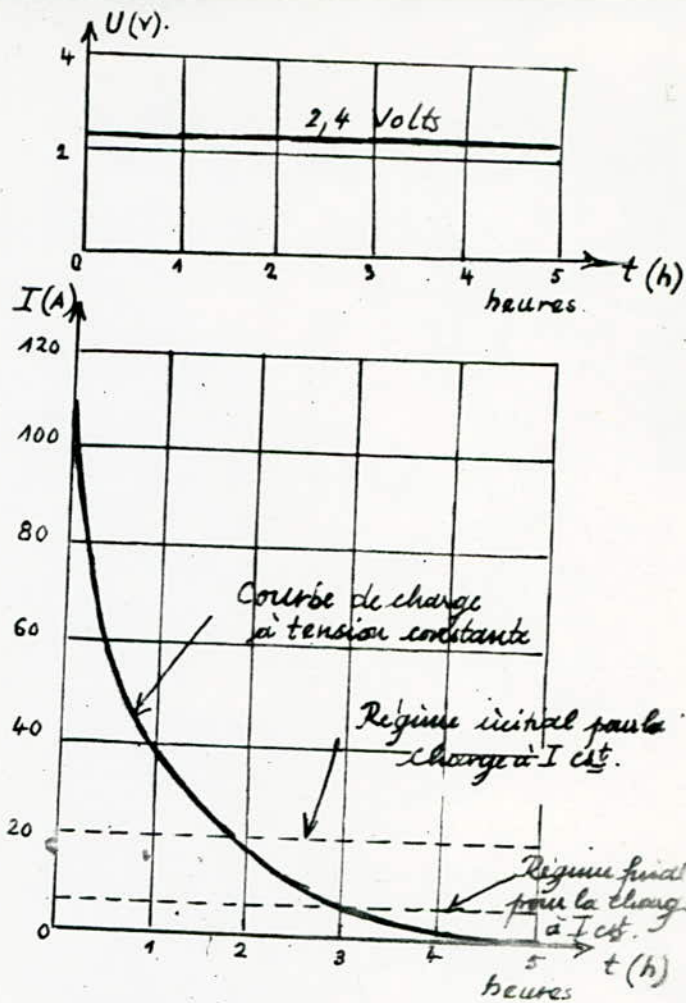


Fig: IV.6. charge à tension
constante.

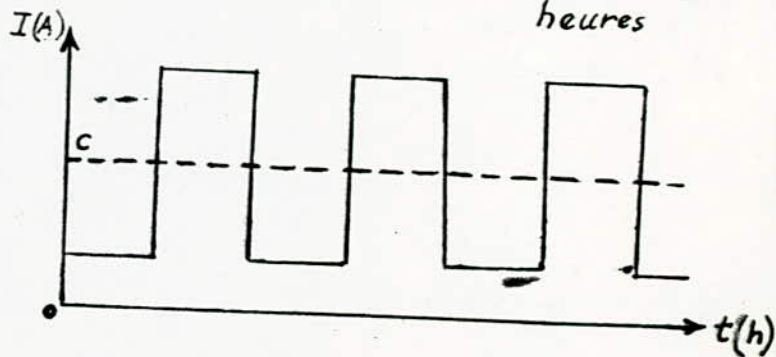
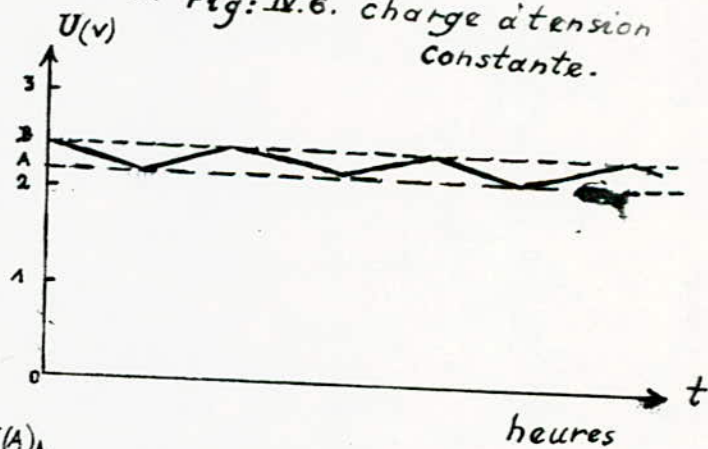


Fig: IV.8. charge discontinue ou par
impulsions.

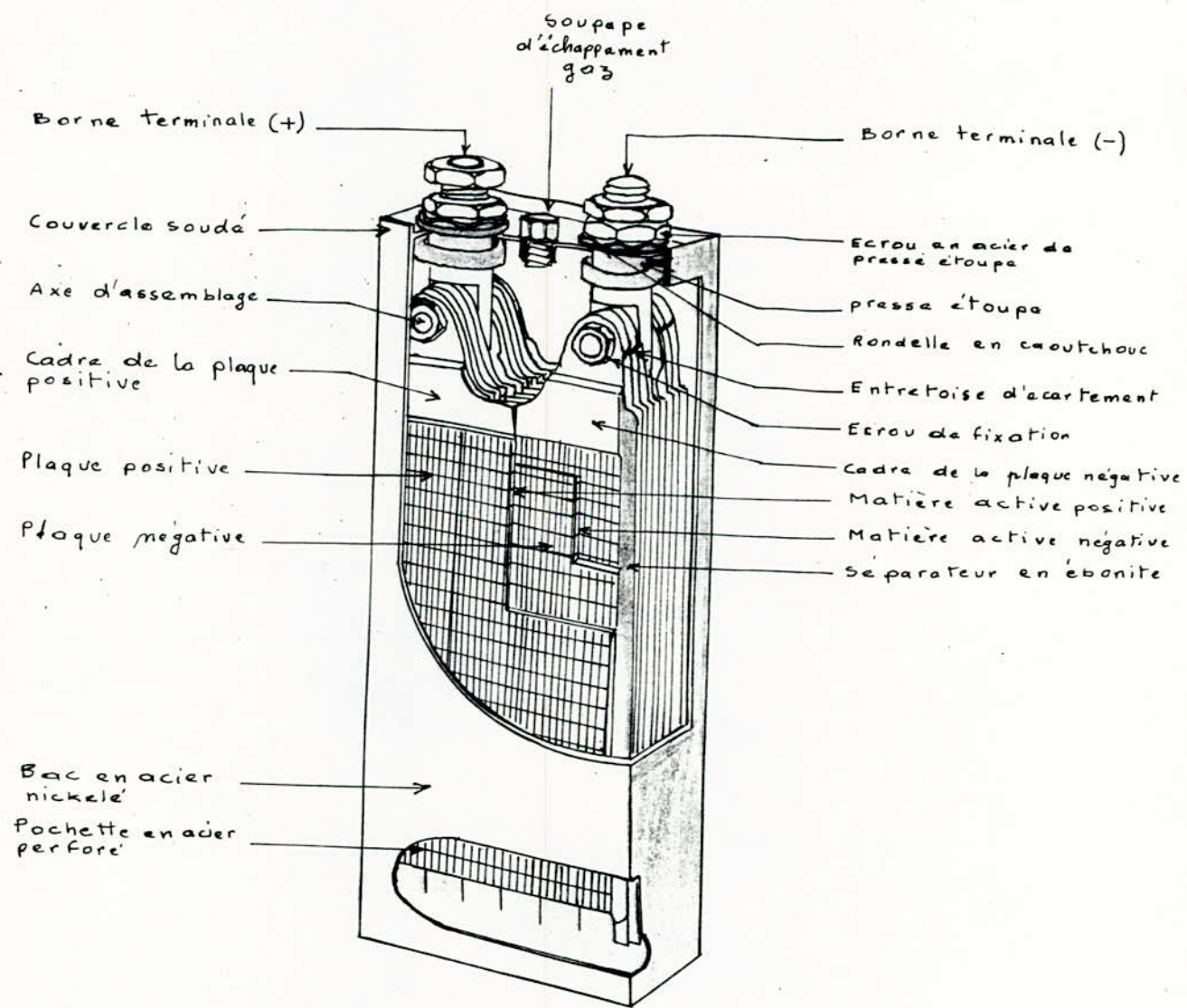


Fig: IV. 9. ELÉMENT "VOLTABLOC".

-ooOoo- / H A P I T R E : V -ooOoo-

S Y S T E M E D E R E G U L A T I O N

V .1. INTRODUCTION :

La régulation automatique consiste à maintenir à une valeur déterminée, quelques soient les perturbations, une grandeur d'un processus ou d'un système, en la comparant à la valeur de référence et en utilisant la différence entre ces deux valeurs pour actionner un organe qui tend à réduire cette différence.

Le rôle de la régulation est donc d'obliger la ou les grandeurs asservies (sortie du système) à conserver des valeurs aussi proche que possible de celle que l'on considère comme idéale. Le principe de la régulation est basé sur l'utilisation de la rétroaction, cette dernière permet de réaliser les relations désirées entre entrée et sortie, et permet aussi de diminuer les effets des perturbations qui apparaissent hors du système en affectant la sortie.

V .2. CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT DU TRANSDUCTEUR 2ème ETAGE :

2.1.) Détermination de la réponse en régime transitoire :

La réponse en régime transitoire est donnée par :

$$E_{c_2} - N_{c_2} \frac{d\varphi_A}{dt} - N_{c_2} \cdot \frac{d\varphi_B}{dt} - i_{c_2} R_{c_2} = 0$$

$$\varphi_A + \varphi_B = \Phi_1 \quad (\text{déduite de III. A3}).$$

par intégration sur 1/2 période :

$$N_{c_2} \cdot \Delta\Phi_1 + R_{c_2} \int_0^{\pi/\omega} i_{c_2} \cdot dt = E_{c_2} \int_0^{\pi/\omega} dt.$$

soit $\Delta t = \frac{\pi}{\omega}$ la durée d'une 1/2 période, et si nous divisons les 2 membres par Δt :

$$N_{c_2} \cdot \frac{\Delta\Phi_1}{\Delta t} + R_{c_2} \cdot I_{c_2} = E_{c_2} \quad I_{c_2} : \text{valeur moyenne de } i_{c_2}$$

peut s'écrire :

$$N_{c_2} \frac{d\Phi_1}{dt} + R_{c_2} I_{c_2} = E_{c_2}$$

avec :

(déduite de III.A3).

$$d\Phi_1 = \frac{1}{4f N_{c_2}} \cdot dE_{c_2}$$

le gain en tension pour régime permanent :

$$K_E = \frac{d\bar{E}_{S2}}{d\bar{E}_{C2}} \quad \text{comme : } \frac{N_{C2}}{N_{G2}} = \frac{I_{L2}}{I_{C2}} \quad (\text{de II.A4})$$

$$d\bar{E}_{C2} = \frac{d\bar{E}_{S2}}{K_E} \Rightarrow R_{C2} I_{C2} = \frac{\bar{E}_{S2}}{K_E} + C \frac{d\bar{E}_{S2}}{dt}$$

$$\text{d'où : } \frac{d\phi_1}{dt} = \frac{1}{4f \cdot N_{G2}} \cdot \frac{d\bar{E}_{S2}}{dt}$$

$$\frac{1}{4f \cdot N_{G2}} \cdot \frac{d\bar{E}_{S2}}{dt} \cdot N_{C2} + \frac{\bar{E}_{S2}}{K_E} = \bar{E}_{C2}$$

en considérons que des variations finies des variables :

$$p \cdot \bar{E}_{S2} \cdot \frac{1}{4f} \cdot \frac{N_{C2}}{N_{G2}} + \frac{\bar{E}_{S2}}{K_E} = \bar{E}_{C2} \quad (p = \frac{d}{dt})$$

la réponse est donc :

$$\bar{E}_{S2} = \frac{K_E \cdot \bar{E}_{C2}}{1 + p \frac{K_E}{4f} \cdot \frac{N_{C2}}{N_{G2}}}$$

$$\text{avec : } T_c = \frac{1}{4f} \cdot K_E \cdot \frac{N_{C2}}{N_{G2}} \quad \text{constante de temps de commande.}$$

comme on a d'autres enroulements couplés aux enroulements de commande, la constante de temps totale est T.

$$\bar{E}_{S2} = K_E \cdot \bar{E}_{C2} \cdot \frac{1}{1 + pT}$$

le courant dans la charge devient :

$$\bar{I}_{L2} = K_E \cdot \frac{\bar{E}_{C2}}{R_{S2}} \cdot \frac{1}{1 + pT}$$

2.2.) Fonction de transfert :

2.2.1.) Résistance du circuit de commande négligeable :

$$\text{L'équation devient : } N_{C2} \frac{d\phi_1}{dt} = E_{C2}$$

$$N_{C2} \cdot \frac{1}{4f \cdot N_{G2}} \cdot \frac{d\bar{E}_{S2}}{dt} = \bar{E}_{C2}$$

$$\bar{E}_{C2} = p \cdot \frac{N_{C2}}{4f \cdot N_{G2}} \cdot \bar{E}_{S2} \quad (p = \frac{d}{dt})$$

$$\frac{\bar{E}_{S2}}{\bar{E}_{C2}} = \frac{1}{p} \cdot 4f \cdot \frac{N_{G2}}{N_{C2}} = K_{E2} G_{E2}(p)$$

$$\text{avec : } \begin{cases} K_{E2} = 4f \cdot \frac{N_{G2}}{N_{C2}} : \text{ gain en régime permanent constant dans le temps} \\ G_{E2}(p) = \frac{1}{p} : \text{ amplitude de la fonction de transfert en} \\ \text{fonction du temps.} \end{cases}$$

Remarque : Chaque transducteur du 2^{ème} étage monté en série est relié à la charge résistive dont la variable \bar{E}_{S_2} de sortie devient la variable d'entrée appliquée à la charge.

On exprime la fonction de transfert de la charge par :

$$\frac{\bar{I}_{L_2}}{\bar{E}_{S_2}} = \frac{1}{R_{S_2}} = K_{L_2} G_{L_2}$$

Comme le temps n'intervient pas dans l'équation, la fonction réponse

$$G_{L_2} = 1$$

Le quotient du courant de charge \bar{I}_{L_2} par la tension de commande \bar{E}_{C_2} est, alors donné par le produit $K_{E_2} G_{E_2} \cdot K_{L_2} G_{L_2}$ des fonctions de transfert. (Voir figure : V .1.)

2.2.2.) Résistance du circuit de commande finie, $R_{C_2} \neq 0$:

L'introduction de R_{C_2} dans le circuit de commande crée une chute de tension $-(N_{G_2}/N_{C_2}) R_{C_2} \bar{I}_{L_2}$ pour cela en considère l'I.S. comme correspondant à une fonction de transfert "directe" $K_{E_2} G_{E_2}$, et une fonction de transfert de réaction, $K_{F_2} G_{F_2} = \frac{\bar{E}_{F_2}}{\bar{I}_{L_2}}$.

$$\frac{\bar{E}_{F_2}}{\bar{I}_{L_2}} = R_{C_2} \frac{N_{G_2}}{N_{C_2}}$$

Le système à boucle fermée est alors donné par le schéma fonctionnel de la figure : V .2.

Calculons la fonction de transfert globale :

$$\frac{\bar{I}_{L_2}}{\bar{E}_{C_2} - K_{F_2} G_{F_2} \cdot \bar{I}_{L_2}} = K_{E_2} G_{E_2} \cdot K_{L_2} G_{L_2}$$

$$\bar{I}_{L_2} = K_{E_2} G_{E_2} \cdot K_{L_2} G_{L_2} (\bar{E}_{C_2} - K_{F_2} G_{F_2} \cdot \bar{I}_{L_2})$$

$$(1 + K_{F_2} G_{F_2} K_{E_2} G_{E_2} \cdot K_{L_2} G_{L_2}) \bar{I}_{L_2} = K_{E_2} G_{E_2} \cdot K_{L_2} G_{L_2} \cdot \bar{E}_{C_2}$$

et que :

$$\frac{\bar{I}_{L_2}}{\bar{E}_{C_2}} = \frac{K_{E_2} G_{E_2} \cdot K_{L_2} G_{L_2}}{1 + K_{F_2} G_{F_2} \cdot K_{E_2} G_{E_2} \cdot K_{L_2} G_{L_2}}$$

en remplaçant, on obtient le schéma fonctionnel simple du transducteur à charge résistive de la figure : V .3.

avec :

$$T_c = \frac{1}{4f} \cdot \frac{R_{S_2}}{R_{C_2}} \cdot \left(\frac{N_{C_2}}{N_{G_2}} \right)^2$$

On obtient :

$$K_{C_2} = \frac{1}{R_{C_2}} \cdot \frac{N_{C_2}}{N_{G_2}} \cdot \frac{1}{1 + f T_c}$$

V .3. CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT DU TRANSDUCTEUR Td1 DU 1er ETAGE :

3.1. Fonction de transfert du transducteur à charge inductive sans réaction :

La fonction de transfert relative à la charge inductive s'écrit, si l'on groupe toutes les résistances du circuit dans la résistance de charge :

$$\bar{E}_{S1} = R_{S1} \bar{I}_{L1} + L_L \cdot \frac{d\bar{I}_{L1}}{dt}$$

$$\bar{E}_{S1} = R_{S1} \bar{I}_{L1} + p \cdot L_L \cdot \bar{I}_{L1}$$

$$K_{L1} G_{L1} = \frac{\bar{I}_{L1}}{\bar{E}_{S1}} = \frac{1}{R_{S1}} \cdot \frac{1}{1 + p T_L}$$

avec : $T_L = \frac{L_L}{R_{S1}}$: c^{ste} de temps

Le courant \bar{I}_{G1} n'est plus égal, ici, au courant \bar{I}_{L1} dans la charge on déduit du chapitre III.B.1.

$$\frac{\bar{I}_{G1}}{\bar{I}_{L1}} = \frac{1}{F'(a)}$$

d'où la fonction de transfert de réaction $K_{F1}' G_{F1}'$ dans ce cas est :

$$K_{F1}' G_{F1}' = \frac{\bar{E}_{F1}}{\bar{I}_{L1}} = \frac{\bar{E}_{F1}}{\bar{I}_{G1}} \cdot \frac{\bar{I}_{G1}}{\bar{I}_{L1}} = R_{C1} \frac{N_{C1}}{N_{G1}} \cdot \frac{1}{F'(a)}$$

où : $F'(a)$ est la dérivée par rapport à a de $F(a)$ donnée dans chap:II B1.

si on reprend l'équation donnant la fonction de transfert globale correspondante au schéma fonctionnel de la figure :IV.2.

$$\frac{\bar{I}_{L1}}{\bar{E}_{C1}} = \frac{K_{E1} G_{E1} \cdot K_{L1} G_{L1}}{1 + K_{E1} G_{E1} \cdot K_{L1} G_{L1} \cdot K_{F1}' G_{F1}'}$$

on sait que la constante de temps du transducteur en absence d'inductance dans le circuit de charge est :

$$T = \frac{1}{4f} \cdot \frac{R_{S1}}{R_{C1}} \left(\frac{N_{C1}}{N_{G1}} \right)^2$$

d'où :

$$\frac{\bar{I}_{L1}}{\bar{E}_{c1}} = \frac{1}{R_{c1}} \cdot \frac{N_{c1}}{N_{g1}} \cdot F'(a) \cdot \left[\frac{1}{p^2 T_L [TF'(a)] + p [TF'(a)] + 1} \right]$$

le terme K_1 indépendant du temps est le gain en régime permanent ;

$$K_1 = \frac{1}{R_{c1}} \cdot \frac{N_{c1}}{N_{g1}} \cdot F'(a)$$

$$G_1 = \frac{1}{p^2 T_L [TF'(a)] + p [TF'(a)] + 1} \quad \text{fonction de réponse quadratique.}$$

le schéma fonctionnel d'un transducteur avec une charge inductive parcourue par un courant continu et sans réaction est représenté par la figure : V .4.

3.2. Fonction de transfert due à l'enroulement de réaction :

L'addition des A.T. de réaction engendre des courants induits dans les enroulements de commande. On peut considérer ainsi les enroulements de réaction comme primaire d'un transformateur classique et les enroulements de commande comme secondaire de celui-ci. Le courant induit $\Delta \bar{I}_{c1}$ est en absence de courant inverse dans le redresseur :

$$\Delta \bar{I}_{c1} = - \frac{N_F}{N_{c1}} \cdot \bar{I}_{L1}$$

\bar{I}_{L1} : courant total dans la charge.

$\Delta \bar{I}_{c1}$ engendre une tension \bar{E}_{F1}'' dans la résistance R_{c1} . avec une réaction positive, cette tension s'ajoute à la tension extérieure de commande E_{c1} .

$$\bar{E}_{F1}'' = - R_{c1} \Delta \bar{I}_{c1} = \bar{I}_{L1} R_{c1} \cdot \frac{N_{g1}}{N_{c1}} \cdot h_R$$

avec : $h_R = \frac{N_F}{N_{g1}}$ le facteur de réaction.

la fonction de transfert est :

$$K_{F1}'' G_{F1}'' = \frac{\bar{E}_{F1}''}{\bar{I}_{L1}} = R_{c1} \frac{N_{g1}}{N_{c1}} \cdot h_R$$

3.3. Fonction de transfert globale :

Le schéma fonctionnel de la figure : V .5. représentant la fonction de transfert d'I.S. à charge inductive avec réaction positive, la tension \bar{E}_{F1}'' est de sens opposé à \bar{E}_{F1}' , et, par conséquent la fonction

de transfert est appliquée avec un signe moins au point d'addition deux.
On combine les 2 fonctions de transferts de réaction, ce qui nous donne la fonction de réaction totale $K_{F1} G_{F1}$.

$$K_{F1} G_{F1} = \frac{\bar{E}_{F1}}{\bar{I}_{11}} = R_{c1} \cdot \frac{N_{G1}}{N_{c1}} \cdot \frac{(1 - h_e)}{F'(a)}$$

on obtient ainsi le schéma-fonctionnel de la figure : V .6.

on calcule à partir de la figure : V .6. la fonction de transfert globale :

$$K_1 G_1 = \frac{\bar{I}_{L1}}{\bar{E}_{c1}} = \frac{\frac{4f}{R_{s1}} \cdot \frac{N_{G1}}{N_{c1}} \cdot \frac{1}{p + p^2 T_L}}{1 + 4f \cdot \frac{R_{c1}}{R_{s1}} \cdot \left(\frac{N_{G1}}{N_{c1}}\right)^2 \cdot \frac{1}{p + p^2 T_L} \cdot \frac{(1 - h_e)}{F'(a)}}$$

introduisons : $T = \frac{1}{4f} \cdot \frac{R_{s1}}{R_{c1}} \cdot \left(\frac{N_{c1}}{N_{G1}}\right)^2$

$$K_1 G_1 = \frac{1}{R_{c1}} \cdot \frac{N_{c1}}{N_{G1}} \cdot F'(a) \cdot \left[\frac{1}{p^2 T_L [T F'(a)] + p [T F'(a)] - h_e F'(a) + 1} \right]$$

V .4. FONCTION DE TRANSFERT DU SYSTEME DE REGULATION :

4.1. Fonction de transfert de Td1 + Td2 constituant la chaîne directe :

(Voir figure : V .8. a), b), c), d) et e).)

Les 2 transducteurs seuls constituent un système de régulation en "cascade".

par transformation on obtient :

$$F_{Tr} = \frac{K_{E1} G_{E1} \cdot K_E G_2}{1 + K_{E1} G_{E1} \cdot K_2 G_2 \cdot K_{F1} G_{F1} \cdot \frac{1}{K_H G_H}}$$

$K_{L1} G_{L1}$: fonction de transfert de l'entrée de Td2.

$K_{E1} G_{E1}$: " " " " directe de Td1.

$K_H G_H$: " " " " de Td2 globale sans entrée.

$K_{F1} G_{F1}$: " " " " de la réaction globale de Td1.

$K_2 G_2$: " " " " de Td2 globale.

$$K_2 G_2 = K_{L1} G_{L1} \cdot K_H G_H \text{ on tire : } K_H G_H = \frac{K_2 G_2}{K_{L1} G_{L1}}$$

d'où :

$$F_{Tr} = \frac{4f \cdot \frac{1}{R_{c2}} \left(\frac{N_{G1}}{N_{c1}} \right) \cdot \left(\frac{N_{c2}}{N_{G2}} \right) \cdot \frac{1}{p(1+pT_c)}}{1 + 4f \cdot \left(\frac{N_{G1}}{N_{c1}} \right)^2 \cdot \frac{R_{c1}}{R_{s1}} \left(\frac{1}{F(\alpha)} - h_e \right) \cdot \frac{1}{p(1+pT_L)}}$$

4.2. Fonction de transfert du système :

Le régulateur électronique régule séparément la tension et le courant (système à boucles parallèles), sa fonction de transfert est :

$$F_R = F_I + F_V.$$

la fonction de transfert du système en entier est :

$$F_T = F_R \cdot F_{Tr}.$$



Fig. IV.1. — schéma fonctionnel de la fonction de transfert directe $K_E G_E$ + fonction de transfert d'a charge résistive $K_L G_L$.

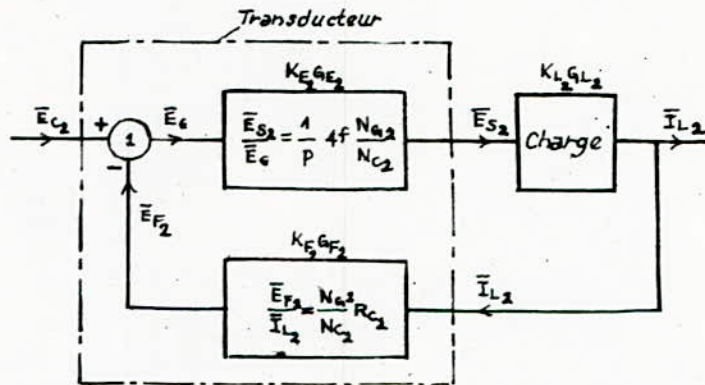


Fig. IV.2. — Schéma fonctionnel d'une inductance à saturation variable, type série, avec sa charge. Fonction de transfert directe $K_E G_E$, fonction de transfert de la réaction $K_F G_F$. (2^{ème} étage).

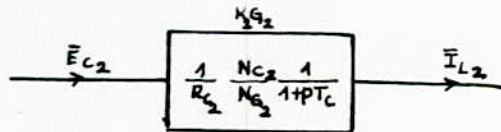


Fig. IV.3. — Schéma fonctionnel d'une inductance à saturation variable avec une charge résistive.

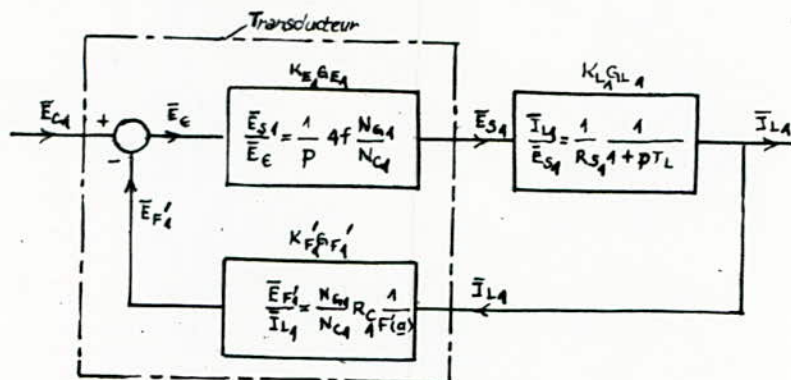


Fig. IV. 4. — Schéma fonctionnel d'une inductance à saturation variable avec une charge inductive pour courant continu.

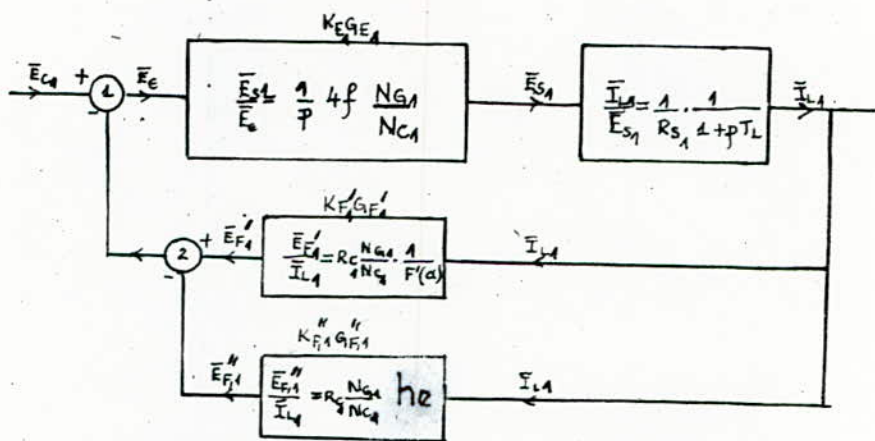


Fig. IV. 5. — Schéma fonctionnel d'une inductance à saturation variable avec réaction et charge inductive. (1^{er} étage).

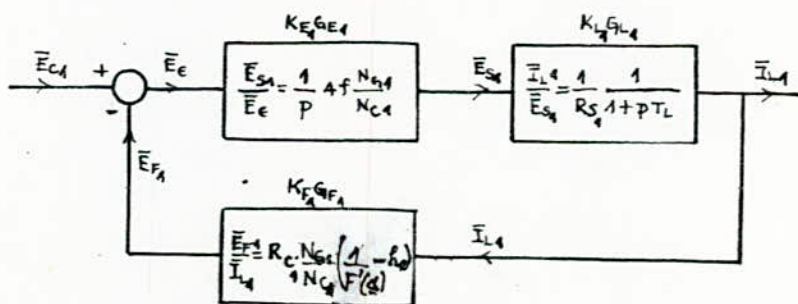


Fig. IV. 6. — Schéma fonctionnel d'une inductance à saturation variable à charge inductive avec réaction globale.

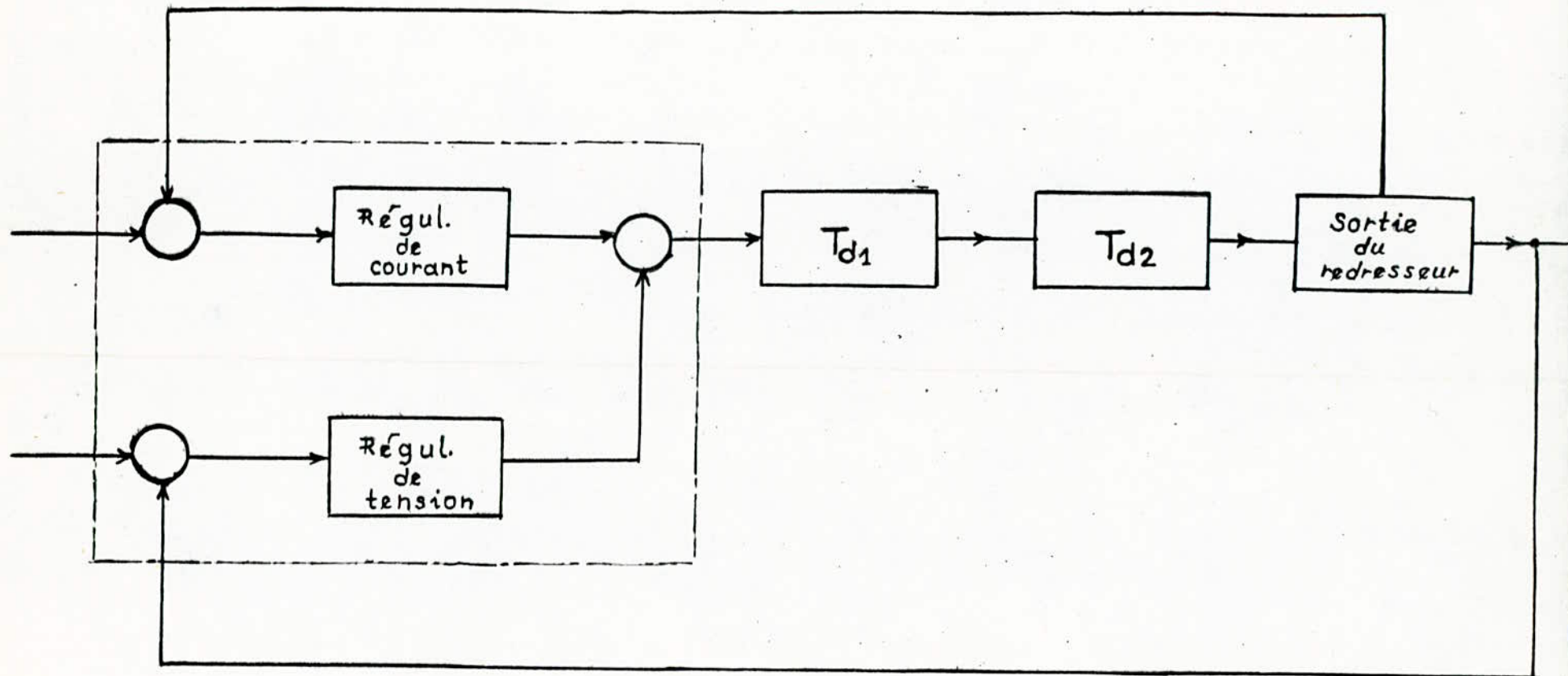
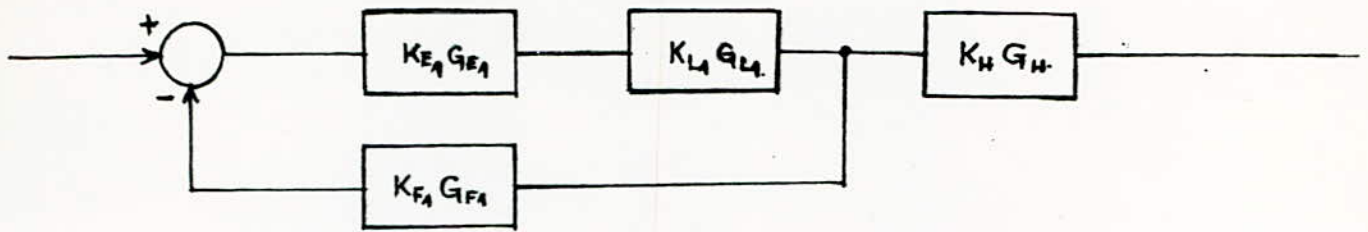
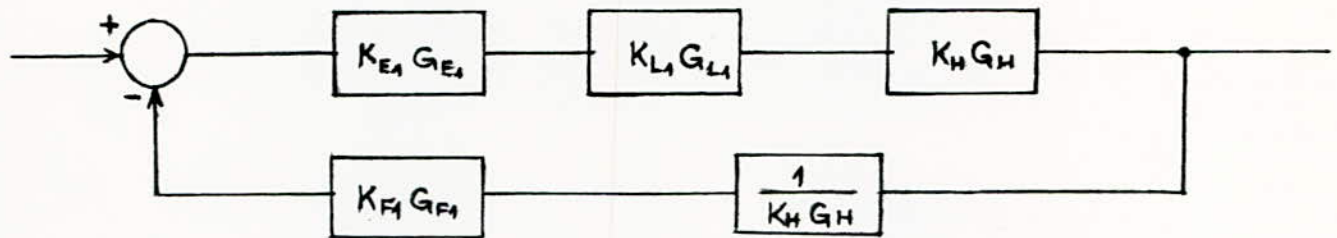


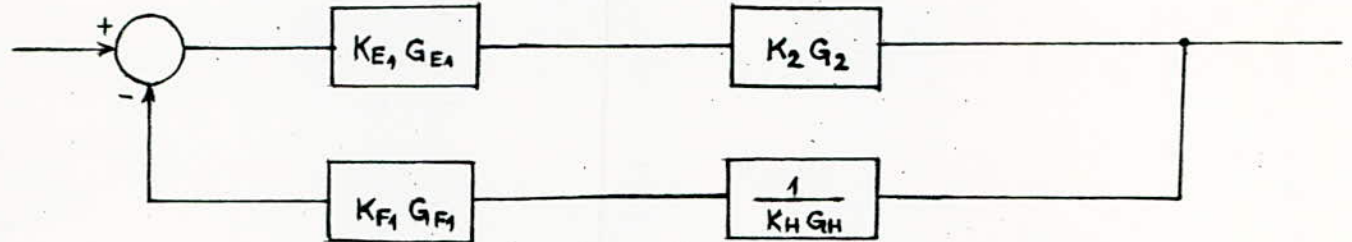
FIG: ~~IV~~.7. Schéma du système de régulation.



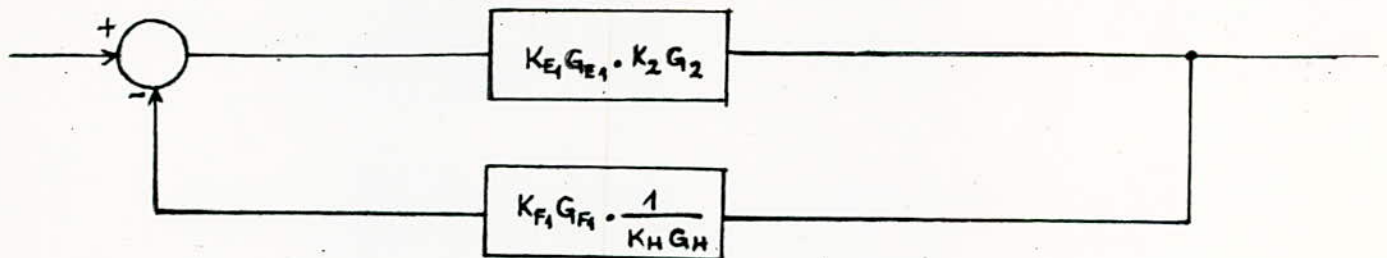
a)



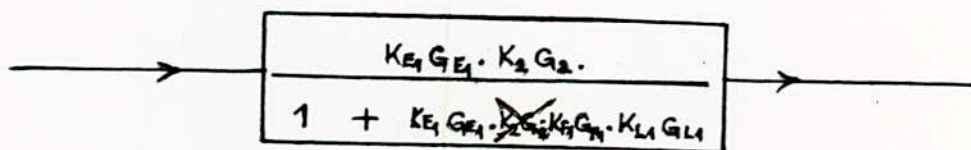
b)



c)



d)



e)

- Figure: IV.8. -

-ooOoo- / H A P I T R E : VI -ooOoo-

F O N C T I O N N E M E N T D U B L O C

VI.1. RAPPEL D'ELECTRONIQUE :

Les transistors :

Ce sont de semi-conducteurs formés de deux jonctions du type PNP ou NPN, ils sont réalisés soit au germanium, soit au silicium, ils comportent par conséquence trois électrodes.

Dans le cas d'un PNP on aura :

- 1°) Couche : type P : électrode "Emetteur".
- 2°) Couche : type N : en jonction avec la 1ère électrode. "base".
- 3°) Couche : type P : en jonction avec la 2ème électrode "collecteur".

Une tension de polarisation négative de la base par rapport à l'émetteur déterminera, pour un PNP, en courant continu, le passage d'un courant de l'émetteur vers le collecteur, ce courant étant d'autant plus intense que la polarisation de base et le courant de base seront plus forts.

Une tension de base positive bloque le transistor.

Le courant de collecteur I_c est beaucoup plus important que le courant de base I_b . Le rapport I_c/I_b est le coefficient d'amplification ou le gain en courant.

Voir figure : VI.1. (symbole, fonctionnement, caractéristique $I_c = f(V_{ce})$ des transistors utilisés).

VI.2. FONCTIONNEMENT :

La mise sous tension du transformateur principal Tr , par l'intermédiaire du discontacteur CDJ, permet l'alimentation d'une part des circuits auxiliaires tel que la polarisation des transducteurs 1er et 2ème étage, et d'autre part les enroulements de puissance de $Td2.1$, $Td2.2$, $Td2.3$.

Ces transducteurs sont placés entre le secondaire du transformateur et le pont redresseur triphasé.

Grâce à l'excitation de leur circuit de commande par l'amplificateur magnétique du 1er étage $Td1$ après redressement par le redresseur $Rd1$, permet un réglage continu du débit du chargeur.

L'enroulement de contrôle de l'amplificateur magnétique du premier étage est alimenté à son tour par un courant de commande contrôlée

en fonction du débit du chargeur, par un ensemble de régulateur à transistors constitués de deux régulateurs de tension et d'intensité et d'un dispositif de charge rapide. (Voir schéma général VI.2.)

2.1. Régulateur à transistors : (schéma développé n°VI.3.)

Le circuit de commande E5.S5 du transducteur Td1 est alimenté par le régulateur à transistors qui règle automatiquement le courant de commande en fonction de la tension ou du débit du chargeur. La basse tension nécessaire à l'alimentation des transistors est obtenue par les prises 15 et 105 de la résistance ballast Rb. L'alimentation des enroulements de commande E5.S5 du transducteur Td1 est prélevée entre les prises 115 et 105 de la résistance ballast Rb (tension entre 115 et 105 est de 4 à 8 Volts environ). En serie avec ces enroulements, se trouve le circuit émetteur-collecteur du transistor de puissance T2, dont la résistance varie en fonction de la polarisation qui lui est appliquée.

2.1.1. Fonctionnement du régulateur de tension :

Une petite batterie VOLTABLOC ER (Voir description) chargée à intensité sensiblement constante, par la résistance R5, joue le rôle de tension de référence à laquelle est opposé une fraction comparable $\frac{U_B}{K}$ de la tension de batterie UB (K coefficient de réduction de tension).

L'écart de tension entre $\frac{U_B}{K}$ et ER est appliqué au transistor T1 :

- lorsque $\frac{U_B}{K} - ER = \xi$ (0,15 V environ, seuil de conduction),

La résistance émetteur-collecteur est élevée, donc la tension U3 est élevée.

- la tension $U_4 = U_R + U_3 > U_1$ (point 115 de Rb : 8,5 V environ)

Le transistor T2 polarisé par $U_4 - U_1$ devient conducteur, ce qui a pour effet d'augmenter le débit du chargeur.

Lorsque UB augmente de ΔU , $\frac{U_B}{K}$ augmente de $\Delta U'$, T1 est alors polarisé par $\xi + \Delta U'$

U3 diminue, de même que U4. Le circuit émetteur-collecteur de T2(U5) devient très résistant, ce qui réduit le courant de commande du transducteur Td et par suite, le débit du chargeur.

En résumé, toute augmentation de la tension batterie a pour effet de diminuer le débit du chargeur pour abaisser la tension de la batterie.

Inversement, toute diminution de la tension batterie entraîne une augmentation du débit du chargeur pour remonter la tension de la batterie.

2.1.2. Batterie de référence :

La batterie de référence (ER), de même conception que la batterie principale, est montée dans un même coffret que les éléments principaux de la batterie, à cause de la variation de température ambiante.

En effet la variation de température cause une variation de tension aux bornes de la batterie principale.

La batterie de référence est montée en contact thermique étroit avec celle-ci suit les mêmes variations de tension par conséquent l'emploi d'une batterie comme tension de référence, permet à la régulation d'apporter un terme correctif en fonction des variations de température ambiante.

La courbe $U=f(t^{\circ})$ de la figure: VI-4 représente l'évolution de la tension de floating d'une batterie VOLTABLOC en fonction de la température.

De cette similitude, il résulte qu'une variation due à la température ambiante de la tension de référence entraîne une variation analogue de la tension de régulation. Par suite, la charge de la batterie reste correcte à toutes températures.

Note :

La batterie de référence est traversée par un courant de charge permanent de 2 mA et donne une tension témoin de 7,5 Volts (environ).

2.1.3. Fonctionnement du régulateur d'intensité :

La régulation d'intensité intervient lorsque le débit du chargeur tend à dépasser sa valeur nominale.

Cette régulation s'effectue comme suit :

Le débit du redresseur est contrôlé par le shunt SHR, aux bornes duquel le potentiomètre PS est placé.

La diode D2 chargée à intensité constante à travers la résistance R3 donne une référence de tension égale à 0,4 V environ (les éléments redresseurs ont la propriété de fournir une chute de tension sensiblement constante en fonction du courant direct qui les traverse).

Le transistor T3 est polarisé par UPS - UD2 :

- lorsque $U_{ps} - U_{D2} \leq \xi = 0,15$ V environ, la résistance émetteur-collecteur du transistor T3 est très grande. Ce transistor n'intervient pas dans la régulation.

- lorsque $U_{ps} - U_{D2} = 0,3$ V (ce qui correspond au débit nominal du chargeur) la résistance émetteur-collecteur du transistor T3 devient très faible. La tension aux bornes de la résistance R2 (chargée par le courant de T3) s'accroît, réduisant le potentiel à la base du transistor de puissance T2.

La polarisation de T2 est donc réduite, ce qui a pour effet de limiter le courant de commande du transducteur.

2.1.4. Dispositif de charge rapide :

Le régulateur de tension est réglé de manière à maintenir la tension de la batterie à $U = 1,37$ V x n (n étant le nombre d'éléments de la batterie).

Sous cette tension, la durée de recharge de la batterie est très longue. Afin de l'accélérer, le réglage initial du régulateur de tension est modifié pendant un temps T, pendant lequel la tension de charge est portée à $U' = 1,42$ x n environ.

Le principe de fonctionnement du régime de charge rapide est le suivant :

Lors d'une panne de secteur, un élément VOLTABLOC de 0,1 Ah (repère B0) se charge à 0,01 A sur la batterie principale à travers un contact repos du discontacteur CDJ et les résistances ajustables R8, R11. Au retour du secteur, cet élément dont la capacité emmagasinée est proportionnelle au temps de la panne de secteur, se met en décharge à 1mA (environ) sur la résistance R9 et assure la polarisation du transistor T4.

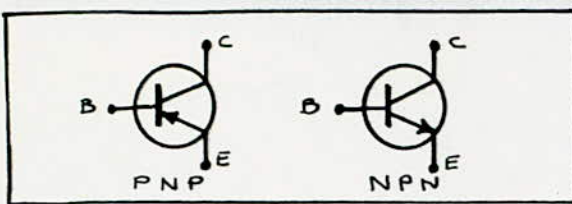
Par suite, la résistance émetteur-collecteur de T4 devient négligeable et la résistance R10 se trouve connectée en parallèle avec les résistances R1 et P1 du régulateur de tension.

La tension du palier de charge rapide est ajustée pour la résistance R10.

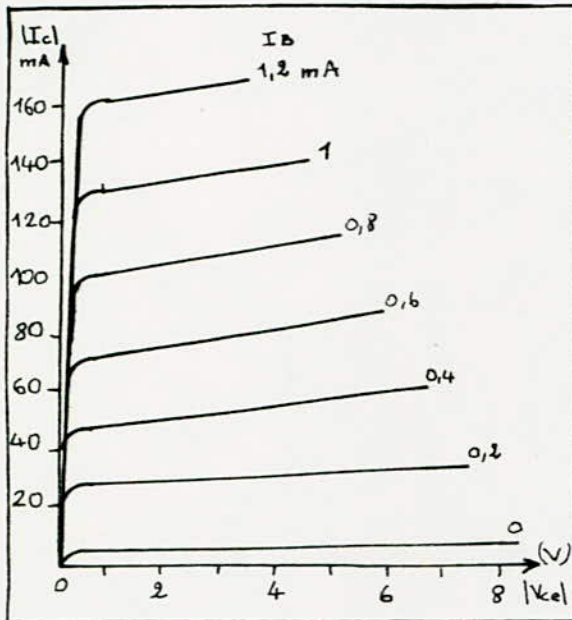
Remarque sur le fonctionnement :

Dans le cas où la batterie n'aurait été que peu ou pas déchargée, la fin de charge serait atteinte très rapidement. Pour éviter que dans ce cas, la batterie ne soit inutilement surchargée, il est prévu un dispositif manostatique qui interrompt la charge rapide en court-circuitant l'élément de temporisation B0.

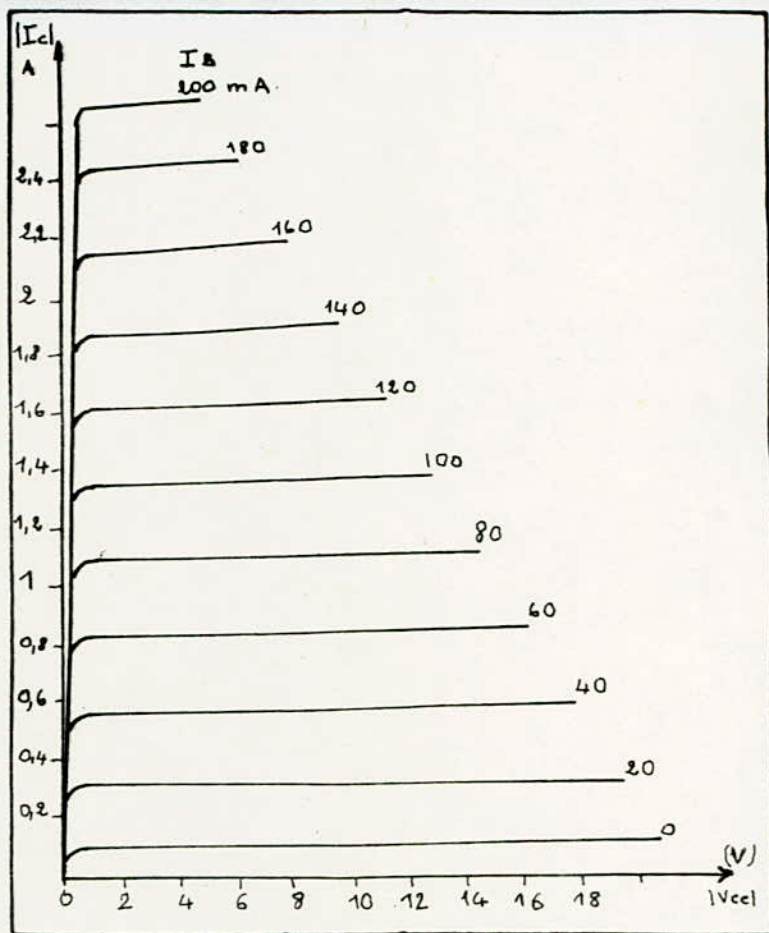
Le dispositif manostatique est constitué de manostats à très faible pression d'enclenchement, montés sur quelques éléments témoins de la batterie principale.



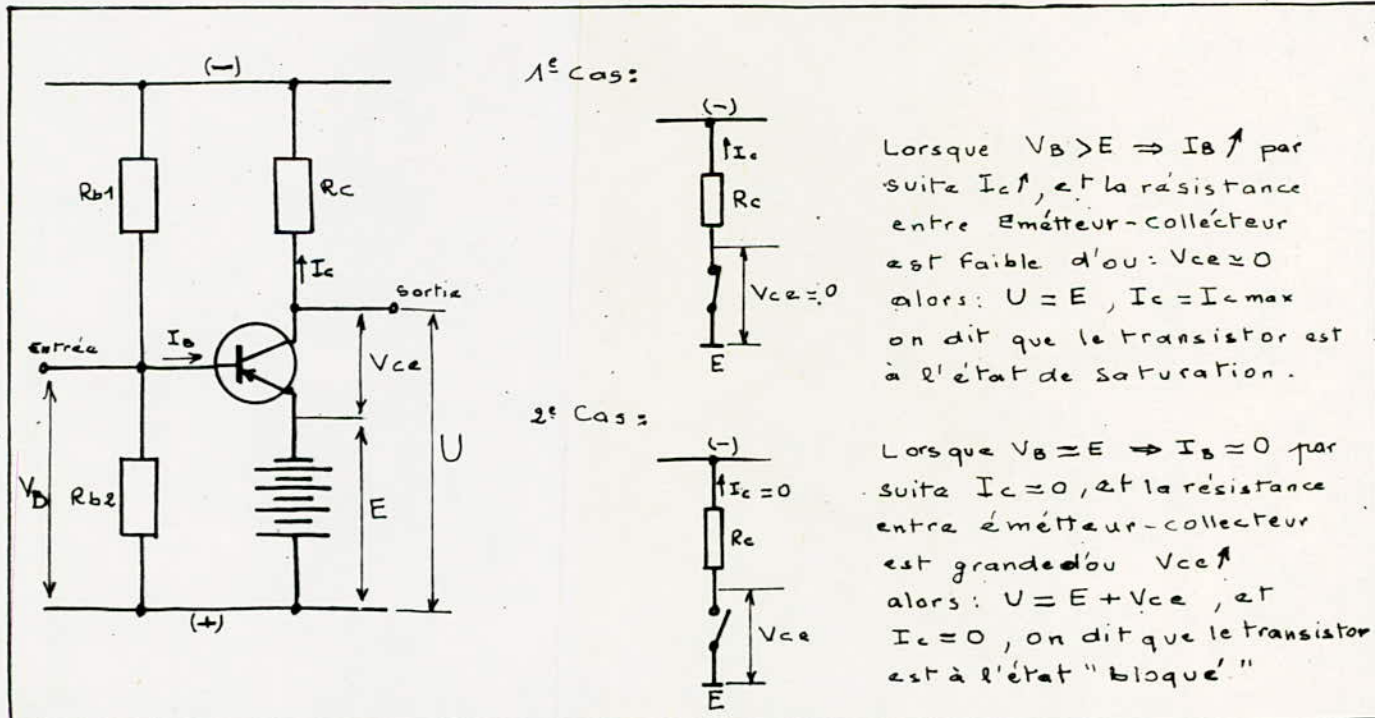
a - Symboles utilisés



b - Caractéristiques $|I_c| = f(|V_{ce}|)$ du transistor 2N188

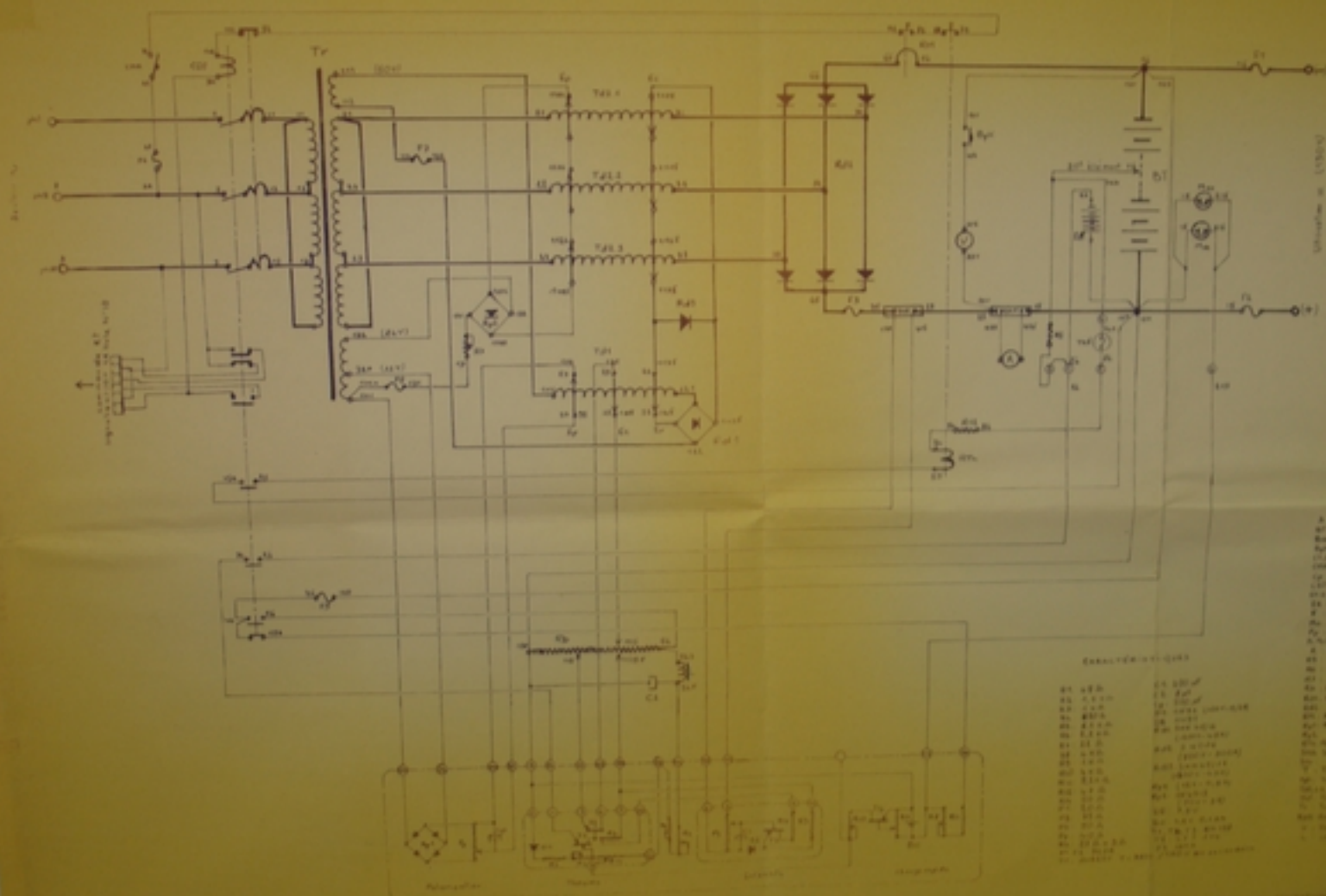


c - Caractéristiques $|I_c| = f(|V_{ce}|)$ du transistor 5FT.114



d - fonctionnement des transistors utilisés pour la régulation

Fig. VI - 1. Symboles, caractéristiques, fonctionnement des transistors.



Utilisation en (V250)

LEGENDE

- 1. Régulateur (L250)
- 2. Relais (L250)
- 3. Lampe (L250)
- 4. Lampe (L250)
- 5. Lampe (L250)
- 6. Lampe (L250)
- 7. Lampe (L250)
- 8. Lampe (L250)
- 9. Lampe (L250)
- 10. Lampe (L250)
- 11. Lampe (L250)
- 12. Lampe (L250)
- 13. Lampe (L250)
- 14. Lampe (L250)
- 15. Lampe (L250)
- 16. Lampe (L250)
- 17. Lampe (L250)
- 18. Lampe (L250)
- 19. Lampe (L250)
- 20. Lampe (L250)
- 21. Lampe (L250)
- 22. Lampe (L250)
- 23. Lampe (L250)
- 24. Lampe (L250)
- 25. Lampe (L250)
- 26. Lampe (L250)
- 27. Lampe (L250)
- 28. Lampe (L250)
- 29. Lampe (L250)
- 30. Lampe (L250)
- 31. Lampe (L250)
- 32. Lampe (L250)
- 33. Lampe (L250)
- 34. Lampe (L250)
- 35. Lampe (L250)
- 36. Lampe (L250)
- 37. Lampe (L250)
- 38. Lampe (L250)
- 39. Lampe (L250)
- 40. Lampe (L250)
- 41. Lampe (L250)
- 42. Lampe (L250)
- 43. Lampe (L250)
- 44. Lampe (L250)
- 45. Lampe (L250)
- 46. Lampe (L250)
- 47. Lampe (L250)
- 48. Lampe (L250)
- 49. Lampe (L250)
- 50. Lampe (L250)
- 51. Lampe (L250)
- 52. Lampe (L250)
- 53. Lampe (L250)
- 54. Lampe (L250)
- 55. Lampe (L250)
- 56. Lampe (L250)
- 57. Lampe (L250)
- 58. Lampe (L250)
- 59. Lampe (L250)
- 60. Lampe (L250)
- 61. Lampe (L250)
- 62. Lampe (L250)
- 63. Lampe (L250)
- 64. Lampe (L250)
- 65. Lampe (L250)
- 66. Lampe (L250)
- 67. Lampe (L250)
- 68. Lampe (L250)
- 69. Lampe (L250)
- 70. Lampe (L250)
- 71. Lampe (L250)
- 72. Lampe (L250)
- 73. Lampe (L250)
- 74. Lampe (L250)
- 75. Lampe (L250)
- 76. Lampe (L250)
- 77. Lampe (L250)
- 78. Lampe (L250)
- 79. Lampe (L250)
- 80. Lampe (L250)
- 81. Lampe (L250)
- 82. Lampe (L250)
- 83. Lampe (L250)
- 84. Lampe (L250)
- 85. Lampe (L250)
- 86. Lampe (L250)
- 87. Lampe (L250)
- 88. Lampe (L250)
- 89. Lampe (L250)
- 90. Lampe (L250)
- 91. Lampe (L250)
- 92. Lampe (L250)
- 93. Lampe (L250)
- 94. Lampe (L250)
- 95. Lampe (L250)
- 96. Lampe (L250)
- 97. Lampe (L250)
- 98. Lampe (L250)
- 99. Lampe (L250)
- 100. Lampe (L250)

REMARQUES

- 1. 1000
- 2. 1000
- 3. 1000
- 4. 1000
- 5. 1000
- 6. 1000
- 7. 1000
- 8. 1000
- 9. 1000
- 10. 1000
- 11. 1000
- 12. 1000
- 13. 1000
- 14. 1000
- 15. 1000
- 16. 1000
- 17. 1000
- 18. 1000
- 19. 1000
- 20. 1000
- 21. 1000
- 22. 1000
- 23. 1000
- 24. 1000
- 25. 1000
- 26. 1000
- 27. 1000
- 28. 1000
- 29. 1000
- 30. 1000
- 31. 1000
- 32. 1000
- 33. 1000
- 34. 1000
- 35. 1000
- 36. 1000
- 37. 1000
- 38. 1000
- 39. 1000
- 40. 1000
- 41. 1000
- 42. 1000
- 43. 1000
- 44. 1000
- 45. 1000
- 46. 1000
- 47. 1000
- 48. 1000
- 49. 1000
- 50. 1000
- 51. 1000
- 52. 1000
- 53. 1000
- 54. 1000
- 55. 1000
- 56. 1000
- 57. 1000
- 58. 1000
- 59. 1000
- 60. 1000
- 61. 1000
- 62. 1000
- 63. 1000
- 64. 1000
- 65. 1000
- 66. 1000
- 67. 1000
- 68. 1000
- 69. 1000
- 70. 1000
- 71. 1000
- 72. 1000
- 73. 1000
- 74. 1000
- 75. 1000
- 76. 1000
- 77. 1000
- 78. 1000
- 79. 1000
- 80. 1000
- 81. 1000
- 82. 1000
- 83. 1000
- 84. 1000
- 85. 1000
- 86. 1000
- 87. 1000
- 88. 1000
- 89. 1000
- 90. 1000
- 91. 1000
- 92. 1000
- 93. 1000
- 94. 1000
- 95. 1000
- 96. 1000
- 97. 1000
- 98. 1000
- 99. 1000
- 100. 1000

Fig. 20.2. Sch. de régulation

Variation en % de UB

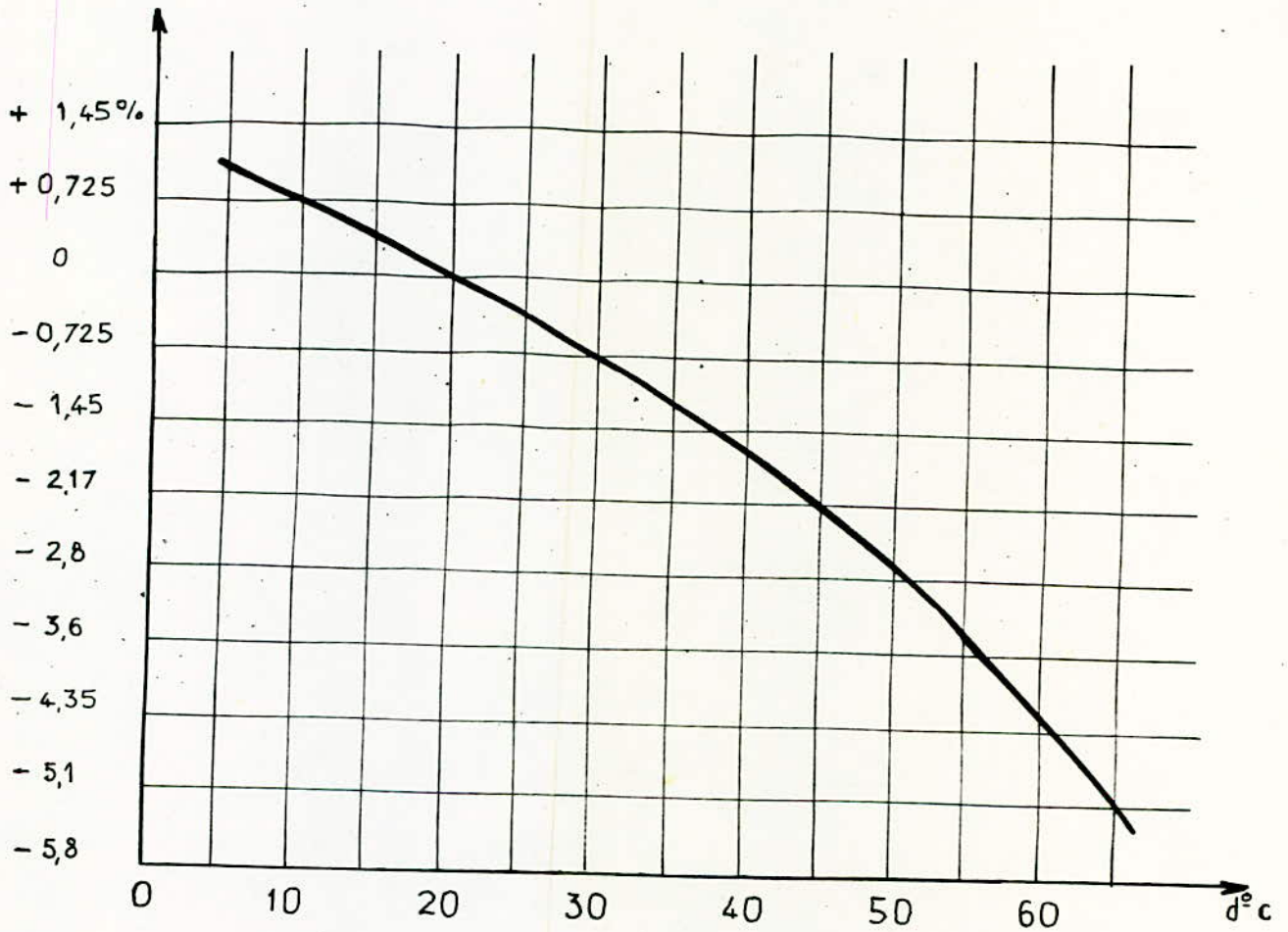


fig. VI-4 Variation de la tension de floating en fonction de la température ambiante

-ooOoo- / H A P I T R E : VII -ooOoo-

MISE AU POINT DU BLOC

Après plusieurs difficultés rencontrées au départ, on a réussi à trouver certains éléments nécessaires à la mise au point du bloc. Mais, malheureusement, jusqu'à présent, l'élément essentiel manque, notamment la batterie au Cadmium-nickel. Malgré cela, on a essayé de réaliser la mise au point sans cette élément.

Au fur et à mesure du relevé du schéma des trois armoires, on a décelé plusieurs composants défectueux après test à l'aide d'un appareil de contrôle. Nous donnons ces éléments et bien sur, la raison de la détérioration. Se référer à chaque fois au schéma général n° VI.1. et n° VI.2. , ainsi qu'aux schémas explicatifs.

VII.1. LE REGULATEUR INTENSITE :

(Voir figure n°VII.1.)

* Eléments défectueux :

- Diode D2 (résistance inverse faible)
- Résistance R3 (calcinée)
- Transistor T3 (résistance inverse base-collecteur faible)
- Résistance R4 (calcinée).

** Caractéristique des éléments :

- T3 : 2N188 (Vce max : 25 V, Ic max : 200 mA)
- D2 : 1N91 (100 V max, 0,2 A max).
- R3 : environ 1,2 K
- R4 : 820 Ω

*** Cause :

Il suffit d'analyser le schéma donné par la figure : VII.1. du régulateur intensité.

La diode D2 et la résistance R3 montées en serie entre les bornes 145 et 105 sont soumises aux tensions $U(\text{SHR}) + U1 + U2 = U(\text{D2})+U(\text{R3})$
Le transistor T3, la résistance R4, la résistance R2 et le transistor T2 sont soumis respectivement à $U(\text{PS})+ U(\text{BC})+ U(\text{R4})+ U(\text{R2})$, bornes 145 et 105.

Par conséquent, la cause dans ce cas est due à l'augmentation subite de la tension entre les bornes 145 et 105. Le fusible

F3 (160 A) étant en bon état, ce qui veut dire que l'intensité n'a pas dépassé les 160 A (Valeur maximum du fusible), d'où les tensions U (SHR) et U (PS) n'ont pas subi de forte augmentation.

Par contre les tensions U1, U2, U (BC) du transistor, U (R4), U (R2), U (D2), U (R3) ont subi une grande augmentation, et l'intensité traversant ces éléments augmente aussi.

La valeur du courant étant très supérieure au courant admissible des éléments, ce qui a entraîné leurs destructions.

La cause de l'augmentation de tension sera expliquée un peu plus loin.

VII.2. CIRCUIT DE PROTECTION PAR THERMOSTAT : (figure: VII.2.)

* Eléments défectueux :

- Résistance R12 (fil résistant fondu)

** Caractéristique :

- RTh : tension 24 V

- R12 : 47 Ω

*** Cause :

Le thermostat composé d'un contact bilame, se ferme à une température de l'ordre de 45° c environ (température maximale de fonctionnement de la batterie au Cadmium-nickel), pour provoquer l'ouverture du circuit général par l'intermédiaire du contacteur CDJ.

Vue que le fil composant la résistance R12 a fondu ceci s'explique comme suit :

La batterie (en état défectueuse) traversée par un fort courant s'échauffe, le thermostat se ferme, le relais RTh ouvre les circuit général par l'intermédiaire du CDJ.

Supposant que le contacteur CDJ a été fermé manuellement (ce qui est arrivé), car la fermeture du contacteur à la main peut se faire facilement, automatiquement la tension élevée aux bornes de la batterie, crée un fort courant dans celle-ci et biensûr une élévation de tension aux bornes 76A et 55, de ce faite le fil constituant la résistance R12 traversé par un fort courant fond.

VII.3. BATTERIE DE REFERENCE ER : (Voir figure VII.3.)

* Caractéristique :

- Batterie au Cadmium-nickel : 7,5 V environ.

** Cause :

La batterie doit maintenir à ses bornes une tension relativement constante, (celle-ci dépend uniquement de la variation de la température ambiante) par conséquent le courant de charge qui la traverse est constant.

La résistance R5 en serie chute la tension appliquée.

Vue que cette batterie est branchée aux mêmes bornes que le relais RTh (26 et 15) ce qui fait que l'augmentation de la tension a provoqué un fort courant dans la batterie ce qui l'a détérioré d'une part et d'autre part il ne faut pas oublier son vieillissement.

VII.4. RESISTANCE DE REGLAGE DU REGULATEUR DE TENSION (R6) :

(Voir figure: VII.4.)

* Caractéristique :

2200 Ω (fil enroulé sur un support en matière réfract^{aire}).

** Cause :

Vue la valeur élevée de cette résistance, la chute de tension a ses bornes est aussi élevée, par conséquent elle est sujet à un fort dégagement de chaleur.

L'élément composant cette résistance se corrode rapidement. En plus si la tension augmente subitement, alors le courant qui la traverse fait augmenter plus fortement la température, de ce fait, l'élément composant cette résistance fond obligatoirement.

VII.5. PONT REDRESSEUR RP2 : (figure : VII.5.)

* Caractéristique :

Aucune inscription sur l'élément.

Evaluation : Un = 25 V , In = 1,5 A.

Ce pont de diodes présente après test, une résistance inverse faible.

** Cause :

Sans perdre de vue que ce pont redresseur est du type ancien (constitué de rondelles au sélénium-fer montées sur tige comportant plusieurs ailettes de refroidissement), après documentation, on a décelé que leur résistance inverse n'est pas infinie comme ceux au silicium, même à l'état neuf. Or ce pont redresseur est sujet à une importante tension inverse due à la dissymétrie du transducteur triphasé Td2, par conséquence il est tout à fait normal que la résistance inverse diminue plus fortement.

De ce fait le courant est mal redressé.

Donc le point de fonctionnement du transducteur est déplacé.

(La tension recueillie aux bornes du redresseur varie entre 160 V et 190 V au lieu de 130 V).

VII.6. REDRESSEUR Rd1 et Rd3 :

* Caractéristique : aucune

Evaluation : $U_n = 50 \text{ V}$ $I_n \simeq 15 \text{ A}$ (environ)

** Plaque signalétique :

Lesel type 300

Groupement Ip2 + IA2

Date 6/60

*** Cause :

De même fabrication que le pont redresseur Rp1, du type ancien (1960), les diodes présentaient de très faible résistance inverse, même cas que précédent due à une tension inverse élevée.

Donc le courant est mal redressé, la composante alternative traverse ce pont, par suite un fort courant passe dans le redresseur de blocage Rd3, qui a son tour est détérioré.

L'existence de la composante alternative dans le circuit de rétroaction (ou d'auto-excitation) de Td1 ainsi que dans le circuit de commande du transducteur triphasé Td2.1, Td2.2, Td2.3, crée un flux alternatif parasite dans leurs circuits magnétiques.

Par suite la saturation est vite atteinte, et biensûr la tension aux bornes du redresseur est élevée (190 V).

Conclusion :

L'élévation de tension annoncée précédemment est due à la détérioration de ces deux derniers éléments.

VII.7. ELEMENTS : Bo, F1, F2, BT :

- a) la batterie de charge rapide Bo

Caractéristique : 1,2 V, 0,1 Ah.

Cette batterie est rouillée, par conséquence sa cause de détérioration est le vieillissement.

- b) Fusible F1, F2 :

Caractéristique : I max = 320 A.

Vue que le fusible F3 n'est pas endommagé on conclue que F1 et F2 ont fondu bien avant que le bloc tombe en panne. La cause est due a un court-circuit sur l'utilisation, et la totalité de courant est fournie par la batterie.

Et si F3 n'a pas fondue, celà veut dire que le régulateur intensité à bien assumé sa tâche.

- c) Batterie d'accumulateur au Cadmium-nickel :

* Caractéristique :

100 éléments de 1,25 V ; 160 Ah chacun.

** Cause :

L'état rouillé de ces éléments nous a fait pensé qu'il a eu une réaction chimique anormale. On a appris plus tard, qu'il y'a en addition d'acide sulfurique dans ces éléments.

VII.8. CHANGEMENT APORTE :

	Eléments	Type	Caractéristique	Observation.
Régulateur intensité	D2	BY 135	130 V-1 A	
	R3		1 K.	
	R4		820	
	T3	AC 128	V _{ce} max 25 V I _c max 200 mA	Equivalent du 2N188
Protection par thermostat	R12		47 Ω	
Batterie de référence				changée provisoirement par pile ordinaire (7,5 V)
Résistance de réglage du régulateur tension	R6		2700 Ω	Valeur un peu plus élevée que l'initiale
Redresseur de prémagnétisation (2 ^{ème} étage)	Rp2 4 diodes	1N4719	50 V-3 A	Tension inverse faible.
Redresseur 1 ^{er} étage	Rd1 4 diodes	SKN45/12	1200 V-45 A	
Redresseur de blocage	Rd3 1 redresseur	SKN45/12	1200 V-45 A	

VII.9. CARACTERISTIQUE NUMERIQUE DU BLOC :

Le bon fonctionnement du bloc d'alimentation est subordonné aux valeurs suivantes :

- * Tension de référence : 7,5 V (environ)
Mesure effectuée entre les bornes 15 P et 36 du répartiteur placé dans le coffret de régulation.
- * Tension aux bornes de l'enroulement de commande E5.S5 du transducteur Td1
 - 1 à 3 V pour un débit chargeur important
 - 0,1 à 1 V pour un débit chargeur faible.Mesure effectuées entre les bornes 135 et 105 P du répartiteur du coffret de régulation.
- * Tension aux bornes de l'enroulement de polarisation E7.S7 du transducteur Td1 : 2 V environ.
Mesure effectuée entre les bornes 95 et 106 du répartiteur du coffret de régulation.
- * Tension aux bornes du Shunt SHR: 1 V environ pour le débit maximum du chargeur.
Mesure effectuée entre les bornes 145 et 415 du répartiteur du coffret de régulation.
- * Tension à l'émetteur du transistor de puissance T2 : 8,5 V .
Mesure effectuée entre les bornes 15 P et 115 du régulateur du coffret de régulation.

VII.10. PREVENTION (DE DEPANNAGE) :

Les schémas, les plans de disposition et le tableau des caractéristiques numériques permettent de procéder à la vérification systématique des différents circuits. Cependant, nous donnons à titre indicatif, la marche à suivre en cas de panne. (on suppose l'existence de la batterie).

10.1. Le débit du chargeur est nul : (ampéremètre à 0).

Les causes de la panne peuvent être les suivantes :

- * Le contacteur secteur CDJ est fermé :

Le fusible F3 est fondu.

- ** Le contacteur secteur CDJ est ouvert :

-ou le fusible F6 est fondu

-ou le relais magnétothermique est disjoncté.

Dans ce cas, débloquer le verrouillage mécanique par manoeuvre du bouton-poussoir.

Si le réarmement est impossible, vérifier son réglage (90 A environ)

-ou le relais magnétique RM est disjoncté :

Dans ce cas, débloquer le verrouillage mécanique par manoeuvre du bouton-poussoir. Si le réarmement est impossible, cela veut dire que le courant est trop important, ainsi que la tension par conséquence il faut procéder a la vérification du régulateur intensité.

10.2. Le débit du chargeur est faible :

(environ 1/20 du débit nominal).

Le circuit de commande E5.S5. du transducteur Td1 n'est pas alimenté. Dans ce cas, les causes de panne peuvent être les suivantes :

- * Ou le fusible F5 est fondu.
- * Ou la tension de la batterie de référence est basse (plus petite que 6,5 V environ).
- * Ou le régulateur de tension est défectueux.

10.3. Le débit du chargeur est trop important :

La tension de la batterie monte au-delà du réglage initial.

Dans ce cas, les causes de panne peuvent être les suivantes :

- * Ou les fusibles F7 ou F8 de protection des circuits de commande et de polarisation des transducteurs Td2.1; Td2.2, Td2.3, sont fondus .
- * Ou le circuit de polarisation du transducteur Td1 n'est pas alimenté.
- * Ou la régulation est défectueuse.

A chaque fois vérifier les éléments correspondants.

10.4. Le débit du chargeur est supérieur au débit nominal :

Dans ce cas, vérifier le régulateur intensité, la tension aux bornes du Shunt doit être de l'ordre de 1 V.

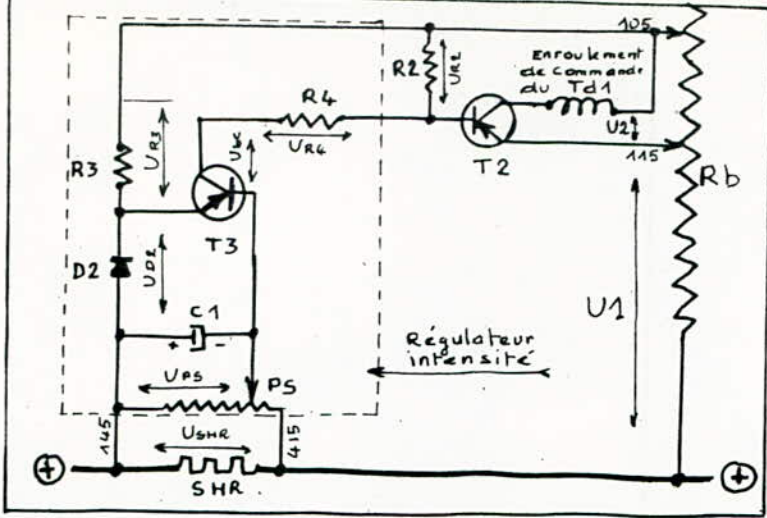


Fig. VII-1. Régulateur intensité

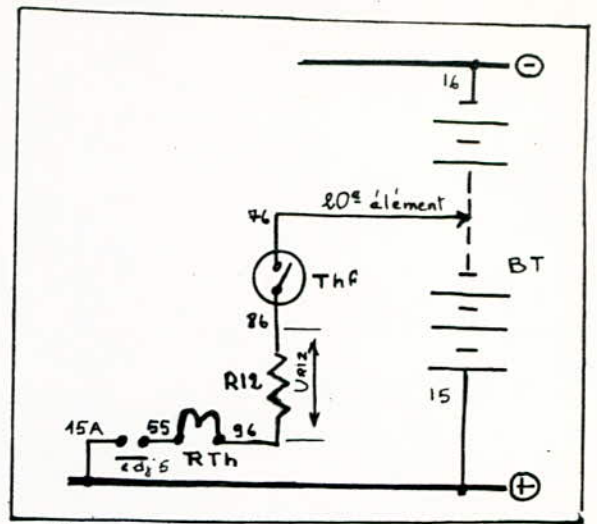


Fig. VII-2. Protection par thermostat

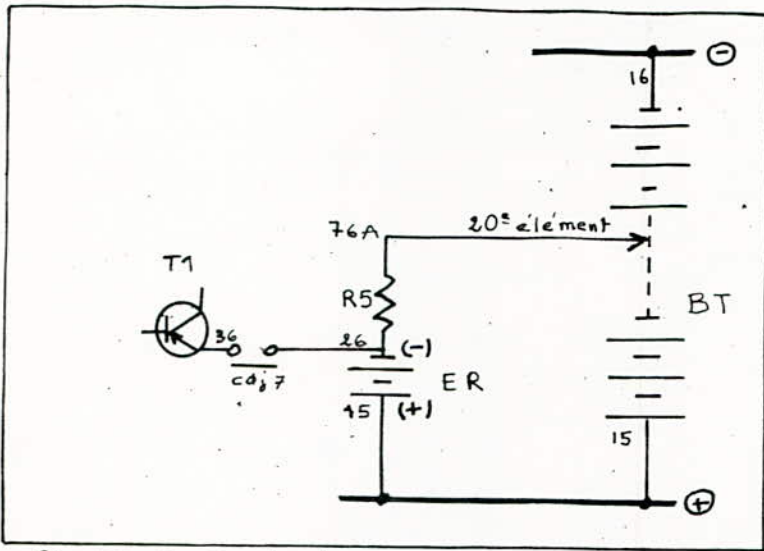


Fig. VII-3. Batterie de référence (ER)

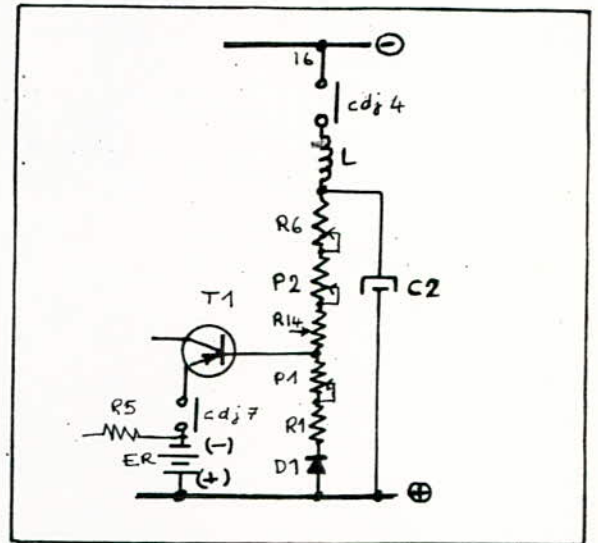


Fig. VII-4. Résistance de réglage R6

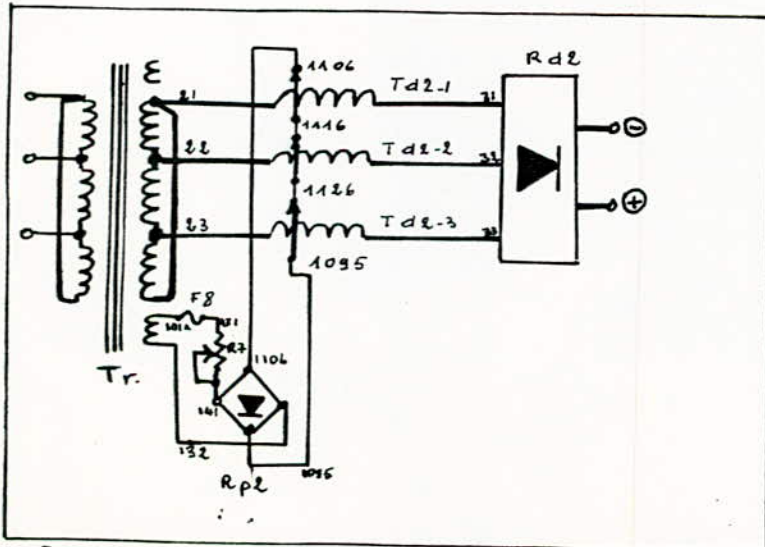


Fig. VII-5. Pont redresseur Rpl

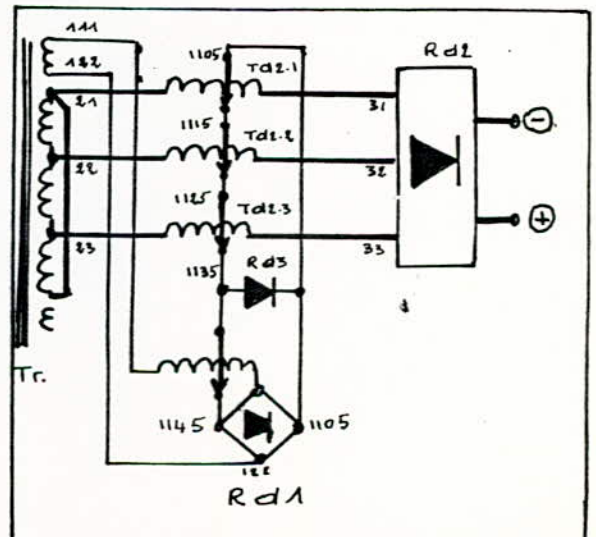


Fig. VII-6. Redresseur Rd1 et Rd3

Mise au point

- C O N C L U S I O N -

On a enfin réussi à mettre au point le redresseur avec son système de régulation malgré d'énormes difficultés rencontrées (manque de matériels, d'éléments et surtout quelques composants d'électronique de puissance). On aurait bien souhaiter avoir à notre disposition l'ensemble des éléments "VOLTABLOC" au Cadmium-nickel, pour que le bloc d'alimentation soit mis en service. En outre ces éléments indispensables, aident beaucoup la bonne marche de la régulation et avec lesquels ce bloc sera susceptible de fournir :

- En pointes :

Une puissance instantanée importante (la pointe d'intensité exprimée en A que peut fournir la batterie peut atteindre 10 fois la valeur de la capacité exprimée en Ah).

- En marche normale :

La compensation d'un débit d'utilisation même variable et le maintien de la batterie à son état de pleine charge.

- En cas de panne du secteur :

Une autonomie de fonctionnement.

- Au retour du secteur :

Une recharge rapide automatique de la batterie.

- T A B L E D E S M A T I E R E S -

CHAPITRE I	pages
PRESENTATION ET DESCRIPTION DU BLOC D'ALIMENTATION EN COURANT CONTINU	
I.1. PRESENTATION.....	1
I.2. DESCRIPTION.....	1
2.1. ELEMENTS VOLTABLOC "S.A.F.T".....	2
2.2. CHARGEUR A TENSION CONSTANTE ET DEBIT LIMITE.....	3
2.2.1. Circuit de puissance.....	3
2.2.2. Organes de commande.....	3
2.2.3. Régulation.....	4
2.2.4. Organes de protection.....	4
I.3. SCHEMA SYNOPTIQUE DU BLOC A COURANT CONTINU.....	5
I.4. ETAT DU BLOC.....	5

CHAPITRE II	
ETUDE DES TRANSDUCTEURS MAGNETIQUES. (1er ET 2éme ETAGE)	
II.1. INTRODUCTION A L'ETUDE DES TRANSDUCTEURS MAGNETIQUES.....	6
1.1. Définition	6
1.2. Constitution des transducteurs magnétiques.....	6
1.3. Rappel de notions de base. Hypothèses simplificatrices....	6
cycle d'hystérisis	
1.4. Utilisation de l'inductance (saturable) comme interrupteur..	8
ou organe de blocage synchrone.	
1.5. Principe et analyse du fonctionnement d'une I.S.....	9

1.6.	Caractéristiques de commande "normalisée" (ou "réduite")...	11
1.7.	Emploie d'un enroulement de polarisation..... dans le circuit de commande d'un transducteur	12
II.2.	TRANSDUCTEURS A RETROACTION (OU "REACTION").....	13
2.1.	Introduction.....	13
2.2.	Méthode graphique de détermination de la caractéristique.... de commande réduite dans le cas d'une réaction magnétique	14
2.3.	Détermination par le calcul du gain d'un amplificateur..... avec réaction magnétique.	15
II.3.	ETUDE DE L'ENSEMBLE DES TRANSDUCTEURS MAGNETIQUES..... CONSTITUANTS LES DEUX ETAGES.	17
A)	TRANSDUCTEUR SANS REACTION AVEC CHARGE RESISTIVE..... FONCTIONNANT EN REGIME PERMANENT (2ème ETAGE)	17
A.1.)	Relations entre α , E_s , I_L	18
A.2.)	Equations et relations relatives aux circuits..... de commandes et aux flux.	19
A.3.)	Equations relatives aux circuits de blocage et aux flux..	19
A.4.)	Loi de l'égalité des ampéretours.....	21
A.5.)	Calcul de la puissance maximum transférée.....	22
A.6.)	Rendement.....	24
A.7.)	Calcul du gain en puissance.....	24
A.8.)	Gain en ampéretours.....	25
A.9.)	Gain en courant.....	25
B.)	TRANSDUCTEUR A REACTION AVEC CHARGE INDUCTIVE	25
	PARCOURUE PAR UN COURANT CONTINU FONCTIONNANT EN REGIME PERMANENT (1ère ETAGE).	

B.1. Loi de l'égalité des ampéretours	26
B.2. Puissance de sortie.....	27
B.3. Calcul du courant inverse du redresseur de réaction Rd1...	28
B.4. Calcul du gain en ampéretours.....	29
B.5. Gain en puissance.....	30

CHAPITRE III

ETUDE DES MONTAGES REDRESSEURS.

III.1. RAPPELS.....	31
1.1. Diode.....	31
1.2. Les commutateurs.....	31
1.2.1. Commutateur "plus positif".....	31
1.2.2. Commutateur "plus négatif".....	31
1.3. Les grandeurs périodiques non sinusoïdales.....	32
1.3.1. Valeurs d'une grandeur périodique.....	32
1.3.2. Puissance.....	32
III.2. MONTAGE REDRESSEUR A COMMUTATION SERIE.....	32
2.1. Règle de fonctionnement.....	33
2.2. Tension moyenne redressée.....	33
2.3. Tension efficace.....	34
2.4. Tension inverse.....	34
2.5. Courant dans les redresseurs.....	34
2.6. Courant dans le secondaire du transformateur.....	35
III.3. CHUTE DE TENSION EN FONCTIONNEMENT.....	35
3.1. Phénomène d'empiètement.....	35

3.2.	Chute de tension inductive.....	36
3.3.	Chute de tension due aux résistances.....	36
3.4.	Chute de tension due aux diodes.....	37
III.4.	FONCTIONNEMENT EN COURT-CIRCUIT.....	37
4.1.	Courant de court-circuit.....	37
4.2.	Rapport de court-circuit.....	39
III.5.	MONTAGE REDRESSEUR EN PONT MONOPHASE.....	39
5.1.	Tension redressée moyenne.....	39
5.2.	Tension redressée efficace.....	39
5.3.	Courant moyen dans chacun des redresseurs.....	40
5.4.	Courant efficace dans chacun des redresseurs.....	40
5.5.	Courant maximum.....	40
III.6.	HARMONIQUES DES COURANTS PRIMAIRES.....	40
III.7.	APPLICATION PRATIQUE AU MONTAGE UTILISE DANS LE BLOC.....	41
	D'ALIMENTATION A COURANT CONTINU	
7.1.	Montage redresseur triphasé à vide.....	41
7.2.	Courant dans les diodes et calcul de la puissance.....	42
	du transformateur	
7.3.	Montage sans transducteur dans le circuit mais.....	43
	avec un courant résiduel ($I_r \approx 5 \text{ A}$).	
	détermination de la chute de tension due aux diodes	
7.4.	Montage avec transducteurs sans polarisation, ni.....	44
	commande mais avec un courant résiduel	
7.5.	Montage avec transducteurs avec polarisation et.....	45
	sans commande.	
7.6.	Montage avec transducteur comportant un circuit.....	45
	de polarisation et un circuit de commande.	

- 7.7. Formule générale donnant la tension redressée moyenne.....47
 U_c en fonction de la tension redressée à vide U_{co} ,
du courant redressé I_c et autres paramètres du circuit.
- 7.8. Calcul des courants de court-circuit; en prenant le.....49
cas extrême ou l'impédance par phase du circuit = $0,6\Omega$

CHAPITRE IV.

BATTERIES D'ACCUMULATEURS.

IV.1. GENERALITES.....	51
1.1. Mesure de la capacité d'un accumulateur.....	52
1.2. Nombre d'ampèreheures exigés pour la recharge d'un.....	52
accumulateur.	
1.3. Rendement en énergie.....	53
1.4. Poids spécifique et densité de l'électrolyte.....	54
1.5. Facteurs qui influent sur la capacité des accumulateurs.....	55
1.6. Information générale concernant la charge des batteries.....	56
1.6.1. Charge à courant constant.....	56
1.6.2. Charge à tension constante.....	56
1.6.3. Charge à tension constante modifiée ou charge.....	57
à courant décroissant.	
1.6.4. Charge intermittente ou par impulsions.....	57
IV.2. ACCUMULATEURS ALCALINS.....	58
2.1. Principe et réactions.....	58
2.2. Description.....	58
2.2.1. Plaques.....	58
2.2.2. Electrolyte.....	59
2.3. Caractéristiques électriques.....	59

CHAPITRE. VI.

FONCTIONNEMENT DU BLOC.

pages.

VI.1. RAPPEL D'ELECTRONIQUE.....	71
VI.2. FONCTIONNEMENT.....	71
2.1. Régulateur à transistors.....	72
2.1.1. Fonctionnement du régulateur de tension.....	72
2.1.2. Batterie de référence.....	73
2.1.3. Fonctionnement du régulateur d'intensité.....	73
2.1.4. Dispositif de charge rapide.....	74

CHAPITRE. VII.

MISE AU POINT DU BLOC.

VII.1. LE REGULATEUR INTENSITE.....	76
VII.2. CIRCUIT DE PROTECTION PAR THERMOSTAT.....	77
VII.3. BATTERIE DE REFERENCE ER.....	78
VII.4. RESISTANCE DE REGLAGE DU REGULATEUR DE TENSION (R6).....	78
VII.5. PONT REDRESSEUR RP2.....	78
VII.6. REDRESSEUR Rd1 ET Rd3.....	79
VII.7. ELEMENTS: Bo, F1, F2, BT.....	80
VII.8. CHANGEMENT APORTE.....	81
VII.9. CARACTERISTIQUE NUMERIQUE DU BLOC.....	82
VII.10. PREVENTION (DE DEPANNAGE).....	82
10.1. Le débit du chargeur est nul.....	83
10.2. Le débit du chargeur est faible.....	83
10.3. Le débit du chargeur est trop important.....	83
10.4. Le débit du chargeur est supérieur au débit nominal...	84.

	pages.
2.4. Entretien.....	60
IV.3. APPERCU SUR LES ACCUMULATEURS AU PLOMB.....	60
3.1. Principe et réaction.....	60
3.2. Constitution.....	61
3.3. Caractéristiques électriques.....	62
3.4. Entretien.....	62
IV.4. CHOIX DU TYPE D'ACCUMULATEUR UTILISE PAR LES CONSTRUCTEURS..	63
DU BLOC D'ALIMENTATION U.R.A.	

CHAPITRE. V.

SYSTEME DE REGULATION

V.1. INTRODUCTION.....	64
V.2. CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT DU TRANSDUCTEUR.....	64
2ème ETAGE.	
2.1. Détermination de la réponse en régime transitoire.....	64
2.2. Fonction de transfert.....	65
2.2.1. Résistance du circuit de commande négligeable.....	65
2.2.2. Résistance du circuit de commande finie.....	66
V.3. CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT DU TRANSDUCTEUR Td1.....	67
DU 1er ETAGE.	
3.1. Fonction de transfert du transducteur à charge.....	67
inductive sans réaction.	
3.2. Fonction de transfert due à l'enroulement de réaction....	68
3.3. Fonction de transfert globale.....	68
V.4. FONCTION DE TRANSFERT DU SYSTEME DE REGULATION.....	69
4.1. Fonction de transfert de Td1 + Td2 constituant.....	69
la chaîne directe.	
4.2. Fonction de transfert du système.....	70

- B I B L I O G R A P H I E -

- 1) Électronique de puissance "les fonctions de base et leurs principales applications" par GUY - SEGUIER (dunod 1979).
 - 2) Les montages redresseurs par GUY-SEGUIER (dunod).
 - 3) Amplificateurs magnétiques par H.F. - STORM.
traduit par H.Aberdam.
(dunod 1960).
 - 4) Emploi et charge des Accumulateurs électrique par R.A. HARVEY.
(dunod 1956).
 - 5) Entretien du matériel électrique par Jean Ruez
(édition de Mont-ligeon).
 - 6) LEXIQUE INTERNATIONAL DES TRANSISTORS et diodes (1980).
 - 7) Alimentations en Energie électrique, appareils et installations
par G.LAEDERICH et R.ESCUДИER.
-

