

Exclu du prêt

50376  
1966  
19

50376  
1966  
19

# THÈSES

présentées à la

FACULTÉ DES SCIENCES  
DE L'UNIVERSITÉ DE LILLE

pour obtenir le titre de Docteur-Ingénieur

par

**JACQUES BAUDET**

Ingénieur I. S. E. N.



1<sup>re</sup> THÈSE : Étude et réalisation d'un automatisme échantillonné destiné à stabiliser la raie d'un spectromètre à résonance magnétique nucléaire.

2<sup>me</sup> THÈSE : Propositions données par la Faculté.

Soutenues le Juillet 1966, devant la COMMISSION D'EXAMEN

MM. R. GABILLARD

Président

A. LEBRUN

Examineur

P. VIDAL

»

FACULTE DES SCIENCES DE LILLE

Doyens Honoraires : MM. LEFEBVRE, PRUVOST, PARREAU

Professeurs honoraires : MM. ARNOULT, BEGHIN, BROCHARD, CAU, CHAPELLON,  
CHAUDRON, CORDONNIER, DEHEUVELS, DEHORNE, DOLLE  
FLEURY, P.GERMAIN, KAMPE DE FERRET, KOURGANOFF,  
LAMOTTE, LELONG, Mme LELONG, MM. MAZET, A.MICHEL  
NORMANT, PARISELLE, PASCAL, PAUTHENIER, ROIG,  
ROSEAU, ROUBINE, WIEMANN, ZAMANSKY

---

Doyen : TILLIEU, Professeur de Physique

Assesseurs : M. DURCHON, Professeur de Zoologie  
M. HEUBEL, Professeur de Chimie Minérale

Professeurs : MM. BACCHUS, Astronomie Calcul numérique  
BECART, Physique  
BERKER, Mécanique des Fluides  
BLOCH, Psychophysiologie  
BONNEMAN-BEMIA, Chimie et Physico-Chimie Industrielles  
BONTE, Géologie Appliquée  
BOUISSET, Physiologie animale  
BOURIQUET, Botanique  
CELET, Géologie  
CORSIN, Paléobotanique  
DECUYPER, Mathématiques  
DEDECKER, Mathématiques  
DEFRETIN, Biologie marine  
DEHORS, Physique Industrielle  
DELATRE, Géologie  
DELEAU, Géologie  
DELHAYE, Chimie minérale  
DESCOMBES, Calcul différentiel et intégral  
GABILLARD, Radioélectricité  
GERMAIN, Chimie Générale, et Chimie Organique  
GLACET, Chimie  
GONTIER, Mécanique des Fluides  
HEIM de BALSAC, Zoologie  
HOCQUETTE, Botanique Générale et Appliquée  
LEBEGUE, Botanique  
Mme LEBEGUE, Physique  
MM. LEBRUN, Radioélectricité  
Mlle LENOBLE, Physique  
MM LIEBAERT, Radioélectricité  
LINDER, Botanique  
LUCQUIN, Chimie  
MARION, Chimie  
Mlle MARQUET, Mathématiques

MM MARTINOT LAGARDE, Mécanique des Fluides  
MAUREL, Chimie  
MENNESSIER, Géologie  
MONTREUIL, Chimie Biologie  
PEREZ, Physique  
PHAM MAU QUAN, Mécanique Générale  
POITOU, Algèbre Supérieure  
POUZET, Mathématiques  
PROUVOST, Géologie  
ROUELLE, Physique et Electricité Industrielles  
SAVARD, Chimie Générale  
SCHALLER, Zoologie  
SCHILTZ, Physique  
Mme SCHWARTZ, Mathématiques  
MM TRIDOT, Chimie minérale appliquée  
VIVIER, Zoologie  
WATERLOT, Géologie et Minéralogie  
WERTHEIMER, Physique

Maitres de Conférences :

MM ANDRE, Zoologie  
BEAUFILS, Chimie générale et organique  
BLANCHARD, Chimie de la Houille  
BOILLET, Physique générale  
BOUGHON, Mathématiques  
BUI TRONG LIEU, Mathématiques  
CHASTRETTE, Chimie Générale  
COMBET, Mathématiques  
CONSTANT, Physique  
DANZE, Géologie  
DEVRAINNE, Chimie Minérale  
Mme DRAN, Chimie de la Houille  
MM FOURET, Physique  
GAVORET, Physique Théorique  
HERZ, Mathématiques  
HUARD DE LA MARRE, Calcul Numérique  
LACOMBE, Mathématiques  
MAES, Physique  
MONTARIOL, Chimie  
MORIAMEZ, Physique  
MOUVIER, Chimie  
NGUYEN PHONG CHAU, Physique  
PANET, Physique et Electricité Industrielles  
POUZET, Mathématiques  
RAUZY, Mathématiques  
SAASA, Physique  
SEGARD, Chimie Biologique  
TUDO, Chimie Minérale  
VAILLANT, Calcul des Probabilités  
VAZART, Botanique  
VIDAL, Physique Industrielle

---

Conseiller d'Administration Universitaire : M. LEGROS

Attaché Principal : M. FACON

Attachés d'Administration : MM. COLLIGNON, JANS, LEROY

A MES PARENTS

Ce travail a été effectué au Laboratoire de Radioélectricité et Electronique de la Faculté des Sciences de LILLE sous la direction de Monsieur le Professeur GABILLARD.

Qu'il me soit permis de lui exprimer les sentiments de profonde gratitude pour son appui, ses conseils et la grande compréhension qu'il a manifestée à mon égard.

Je remercie Monsieur le Professeur LEBRUN pour les nombreux encouragements et suggestions qu'il m'a prodigués tout au long de cette étude.

Je remercie également Monsieur le Professeur VIDAL pour la constante attention qu'il a témoignée à mon égard en acceptant de suivre le développement théorique de ma thèse.

Que tous mes camarades et le personnel du laboratoire reçoivent l'expression de mes remerciements pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée et l'aide qu'ils m'ont apportée.

# S O M M A I R E

	Pages
INTRODUCTION	
<u>CHAPITRE I</u> : ETUDE DE L'ASSERVISSEMENT A ECHANTILLONNAGE	
I.1. Principe général de l'asservissement	4
I.2. Principe détaillé	5
I.3. Eléments de la théorie des systèmes échantillonnés à modulation de durée	9
I.4. Théorie de l'asservissement à modulation de durée	12
I.5. Conclusion	23
<u>CHAPITRE II</u> : REALISATION TECHNIQUE	
2.1. Production du champ $H_0$	24
2.2. Appareillage complémentaire	37
2.3. Technologie de l'asservissement échantillonné	40
2.4. Fonctionnement	47
<u>CHAPITRE III</u> : PERFORMANCES DU DISPOSITIF	
3.1. Performances	57
3.2. Améliorations possibles	60
CONCLUSION	61
ANNEXES	64

## ERRATUM

Quelques erreurs se sont glissées dans le texte.

Page 11 - Equation 6 - lire h et non k

Page 14 - Cas général -  $E'_{n-1} = E_{n-1} \frac{1}{1 + \alpha}$

Page 20 - Lire  $\eta'$  et non  $\eta^1$

Page 20 - dernière ligne : lire  $|E_0| < |\Delta H \sin 2 \pi \frac{t}{T_0}|$

Page 22 - dernière formule : lire  $\alpha' = 1,57 \alpha$

Page 26 - dernière formule lire :

$$H_G = 1,25 \frac{n_0}{1} \frac{V_0}{R + pL} = 1,25 \frac{n_0}{Rl} \frac{V_0}{1 + p\tau_1}$$

Page 27 - lire  $K_1 = 1,25 \frac{n_0}{lR}$

page 45 - pour  $\tau$ :  $R/2 = 51,2 \text{ K } \Omega$

Page 48 - 2ème ligne  $\tau_3 = 2 \text{ m sec.}$

Page 49 - Formule du milieu de la page :

$$\frac{KV^x}{\tau} \left[ \Delta t e^{-t/\tau} - \frac{1}{\tau_2 - \tau_3} \left( \tau_2^2 (1 - e^{-\Delta t/\tau_2}) e^{-t/\tau_2} - \tau_3^2 (1 - e^{-\Delta t/\tau_3}) e^{-t/\tau_3} \right) \right]$$

page 50 - Dans les deux dernières formules : lire h et non k

page 53 - 2ème ligne de la remarque, lire  $\delta$  et non  $\alpha$

page 54 - 3ème ligne, "équation déduite de (17)

page 57 - 3.1.1 - 2ème ligne, lire  $\delta$  et non  $\alpha$

page 66 - 2ème ligne, lire  $H_0^2$

page 73 - Fin de la dernière formule, lire  $\frac{k A_1 A_2 A_3}{1 + k A_1 A_2} \Delta V_0$

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

L'objet de notre travail a été l'étude et la réalisation d'un système automatique électronique destiné à stabiliser le champ magnétique d'un spectromètre à résonance magnétique nucléaire.

Le but qui nous était fixé n'était pas tellement de stabiliser le champ magnétique en valeur absolue, mais de maintenir exactement au centre de l'écran du récepteur les raies de R. M. N.

Il est bien connu\* que, lorsqu'un corps contenant des spins nucléaires (par exemple de l'eau) est placé à la fois dans un champ magnétique continu  $H$  et un champ magnétique alternatif  $H_{\perp}$  perpendiculaire au premier et de fréquence angulaire  $\omega$ , il se produit une absorption par le système de spins de l'énergie du champ  $H_{\perp}$  lorsque l'on a :

$$\omega = \gamma H \quad (1)$$

$\gamma$  étant le rapport gyromagnétique du spin nucléaire (nous n'avons utilisé que les spins des protons de l'eau).

Dans l'appareil que nous avons à stabiliser, le champ magnétique  $H$  était modulé à 50 Hz autour d'une valeur  $H_0$ , nous n'avons donc

$$H = H_0 + \Delta H \sin \Omega t \quad (2)$$

Il en résultait que 100 fois par seconde, la condition de résonance (1) était réalisée et des raies d'absorption étaient obtenues alternativement en champ  $H$  croissant et en champ  $H$  décroissant.

\* Nous rappellerons, dans l'annexe I, le principe de la R. M. N.

Ces raies d'absorption étaient observées sur l'écran d'un oscilloscope dont la déflexion verticale était produite par le signal d'absorption et dont la déflexion horizontale était synchrone du balayage du champ magnétique et en phase avec lui.

La figure observée sur l'écran de l'oscilloscope est montrée figure I, elle est formée de deux raies superposées (une en champ croissant, et l'autre en champ décroissant).

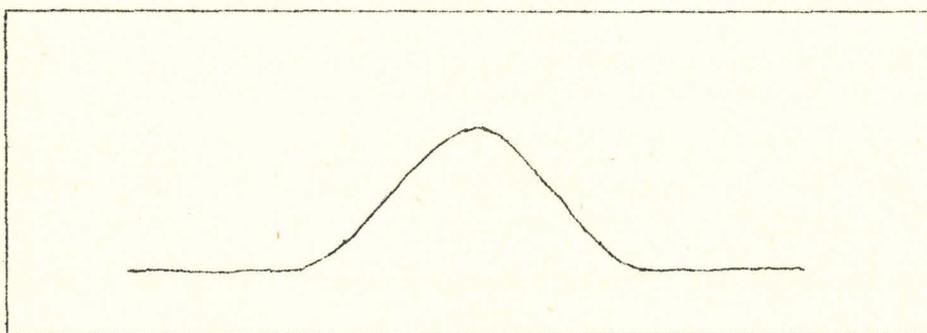


Figure I

Les deux raies ne se placent au centre du balayage de l'écran que si la condition

$$\omega_0 = \gamma H_0$$

est réalisée.

$H_0$  est la valeur du champ magnétique continu produit par l'aimant de l'appareillage.

$\omega_0$  est la fréquence de l'oscillateur servant à obtenir les raies de R.M.N.

S'il se produit une dérive du rapport  $\omega_0/H_0$ , les raies se déplacent sur l'écran du récepteur vers la gauche ou la droite suivant le signe de la dérive et peuvent finir par sortir de la zone de balayage. On a alors perdu le signal.

Le problème que nous avons résolu est de maintenir constant le rapport  $\omega_0/H_0$  sans nous préoccuper de savoir si la dérive que nous compensions était due à une variation de la fréquence de notre oscillateur ou à une dérive du champ  $H_0$  (quelle qu'en soit la cause\*\*).

Cette dérive peut être due :

- 1) à une variation du courant d'alimentation d'électro-aimant,
- 2) à une déformation du circuit magnétique de l'aimant due à son échauffement, ou à une variation des champs extérieurs.

## C H A P I T R E I

### ETUDE DE L'ASSERVISSEMENT A ECHANTILLONNAGE

#### I.I. PRINCIPE GENERAL DE L'ASSERVISSEMENT

Nous nous proposons, dans ce chapitre, de montrer comment à partir du signal de résonance, il est possible d'obtenir un signal d'erreur permettant de compenser les dérives éventuelles du rapport  $\omega_0/H_0$ , et d'étudier la réponse de la chaîne d'asservissement.

La figure 2 montre la succession des signaux de R.M.N. obtenus en fonction du temps pour une valeur supposée stable de  $\omega_0/H_0$ .

Sur la figure 2a, la condition  $\frac{\omega_0}{H_0} = \gamma$  est réalisée. On voit que, dans ce cas, les raies obtenues en champ croissant et celles obtenues en champ décroissant sont équidistantes dans le temps.

Le principe de notre appareillage consiste à produire une onde rectangulaire dont le front de montée est déclenché par le signal obtenu en champ croissant et le front de descente est déclenché par le signal obtenu en champ décroissant.

On obtient, ainsi, un créneau dont la durée  $T$  est exactement égale à  $T_0/2$  lorsque la condition  $\frac{\omega_0}{H_0} = \gamma$  est réalisée.

Les figures 2b et 2c montrent que si  $\frac{\omega_0}{H_0}$  est plus petit ou plus grand que  $\gamma$  la durée du créneau  $T$  est plus petite ou plus grande que  $T_0/2$ .

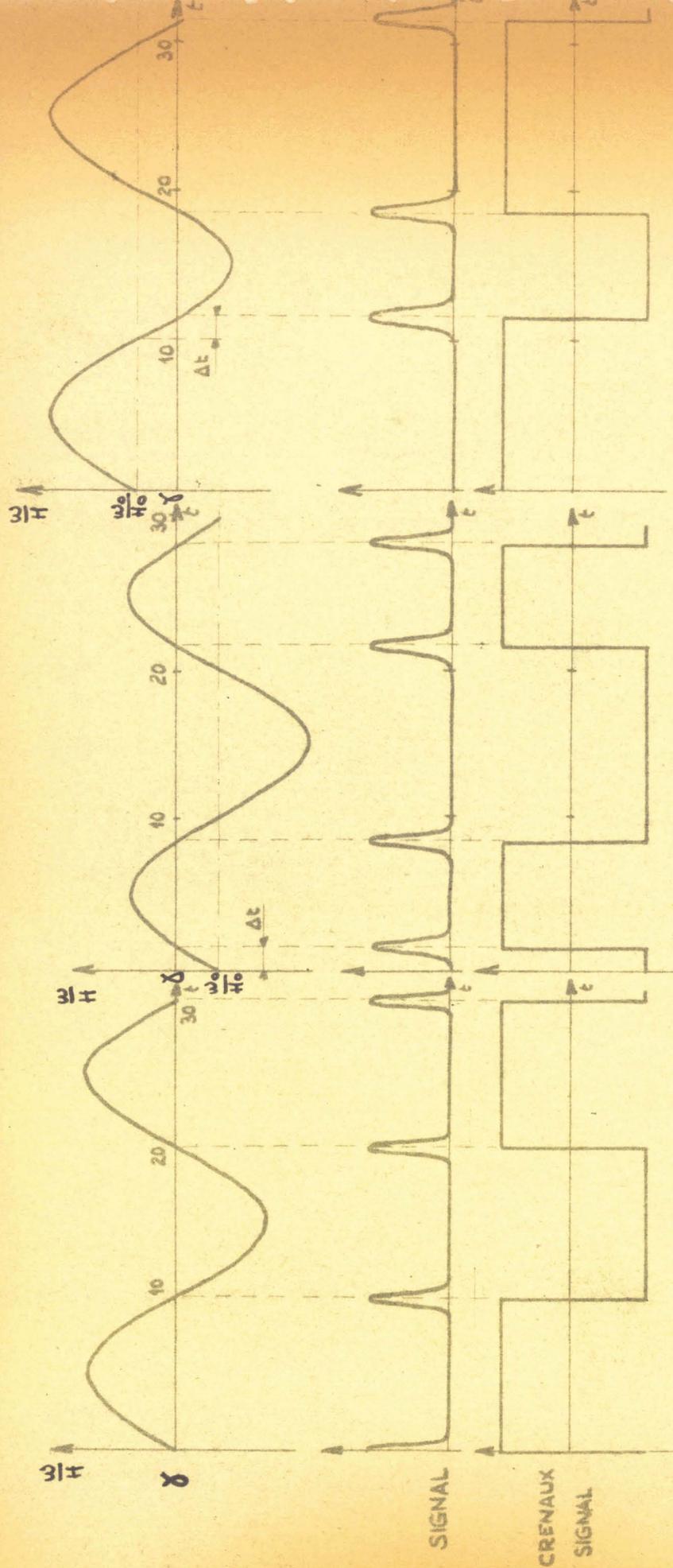


Fig 2



Il est donc possible d'utiliser la variation de la durée  $T$  du créneau en plus ou en moins de  $\frac{T_0}{2}$  comme signal d'erreur d'un asservissement automatique.

Les figures 2abc, montrent clairement que la dépendance de ce signal d'erreur par rapport à l'erreur  $\delta = \frac{\omega_0}{H_0} - (3)$  est non linéaire, (sauf à proximité du point où la condition  $\frac{\omega_0}{H_0} = \gamma$  est vérifiée et où la linéarisation de cette dépendance est une très bonne approximation, voir paragraphe I.3.I.). L'automatisme que nous avons réalisé entre dans la classe des asservissements échantillonnés non linéaires.

## I.2. PRINCIPE DETAILLE

Nous donnons, figure 3, le diagramme fonctionnel de l'asservissement (I). Il indique les transformations successives que doit subir le signal de résonance afin d'obtenir une correction telle que le rapport  $\frac{\omega_0}{H_0}$  soit maintenu constant.

Cette condition est réalisée lorsque le signal est maximum. Pour préciser le maximum, il est nécessaire de dériver le signal de résonance. Le signal résultant est ensuite amplifié sans inversion de phase et filtré pour atténuer le bruit de fond qui se superpose au signal de résonance. Il est appliqué à un trigger de Schmitt. Les créneaux issus du trigger sont déclenchés pour une valeur positive de la dérivée, et cessent lorsque la dérivée s'annule.

Après dérivation, on obtient une succession de "tops" alternativement positifs et négatifs. Seuls les signaux correspondants au maximum de signal de résonance (tops négatifs) sont conservés.

(I) Les figures 3 bis représentent la forme des signaux issus des principaux éléments indiqués dans le bloc diagramme et les figures 4 donnent l'allure des signaux de correction dans les trois positions possibles de  $\delta$  par rapport à 0.



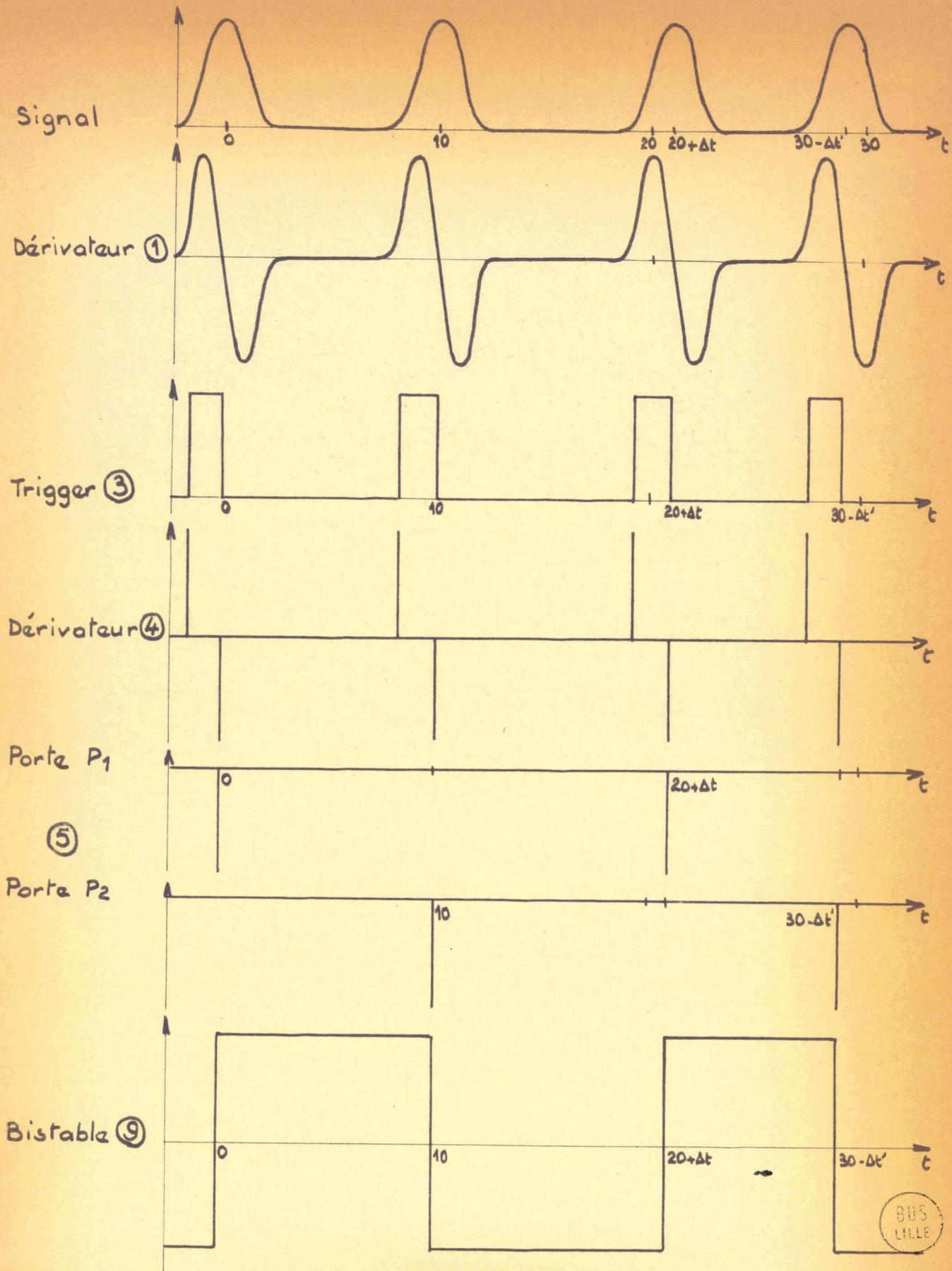


Fig 3bis FORME DES SIGNAUX ISSUS DES PRINCIPAUX ELEMENTS DE LA FIGURE.3.

BUS LILLE

Les tops positifs sont éliminés à l'entrée de l'étage suivant ("portes").

Deux "portes" dirigent ces tops alternativement sur l'une ou l'autre entrée d'un bistable.

L'ouverture de l'une des portes coïncide avec la croissance du balayage, l'ouverture de l'autre porte avec sa décroissance.

Dans ces conditions, les tops correspondants au maximum d'un signal de résonance produit en champ croissant sont dirigés sur une voie du bistable et ceux correspondants à un signal de résonance produit en champ décroissant sur l'autre voie. L'ouverture et la fermeture des portes est assurée par la tension du secteur convenablement déphasée ( $\frac{\pi}{2}$  par rapport au champ de balayage) et écrêtée.

L'une des portes a son ouverture synchronisée par cette tension, l'autre par cette tension déphasée au préalable de  $180^\circ$  par un déphaseur à transistor.

Le bistable fournit des créneaux. A un signal de résonance produit par un champ croissant correspondra donc toujours, un même état du bistable. Les figures 2a, b, c, montrent la correspondance entre la variation du rapport cyclique des créneaux et les variations de  $\frac{\omega_0}{H_0} = \gamma$ .

Si l'on intégrait ces créneaux, les variations de rapport cyclique fourniraient une tension de valeur moyenne variable.

En l'absence d'erreur ( $\frac{\omega_0}{H_0} = \gamma$ ), la valeur moyenne est nulle.

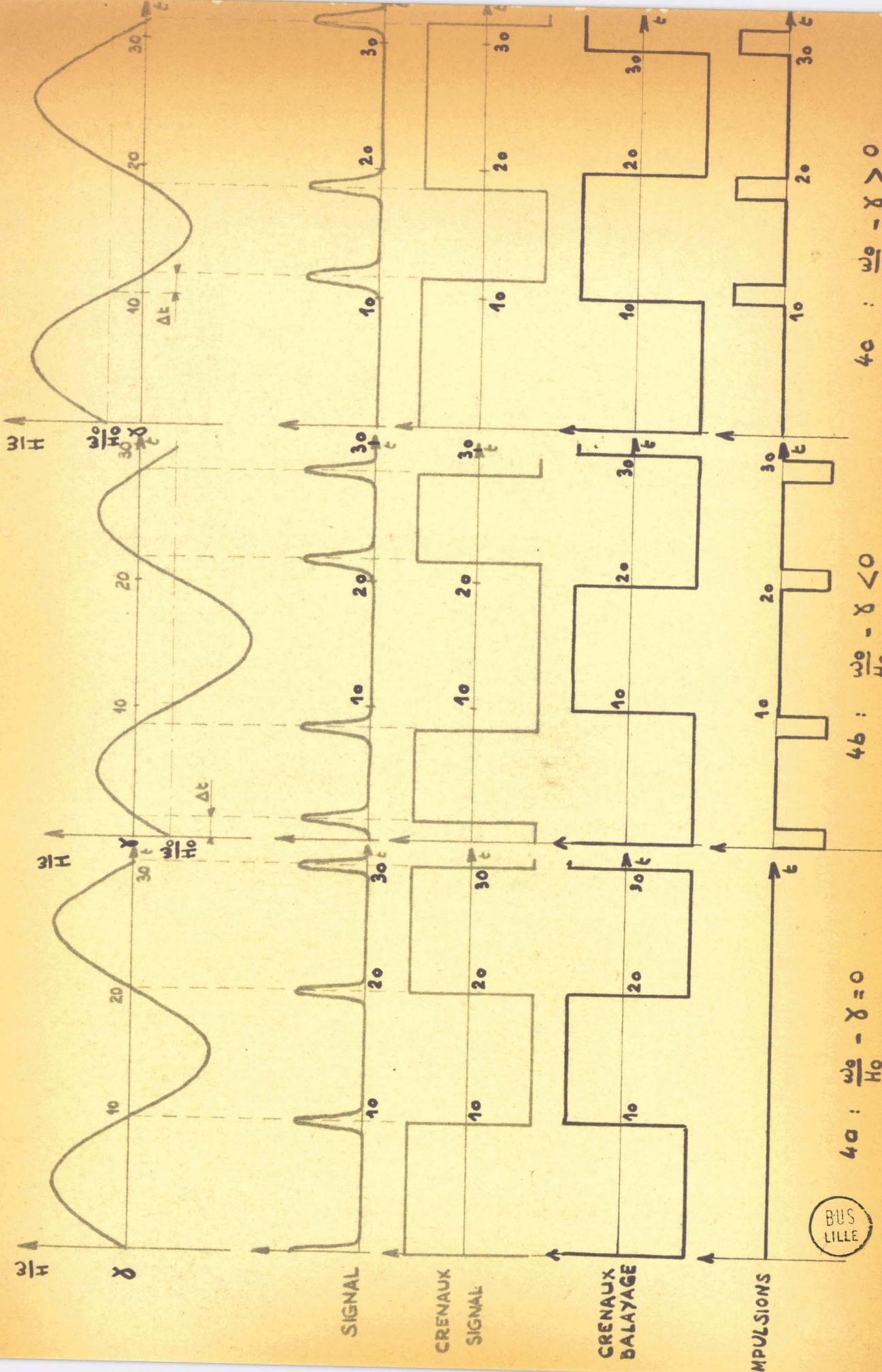
Par contre, la valeur instantanée n'est pas nulle et il en résulte, pendant  $\frac{T_0}{2}$  (une demie période de balayage), un signal d'erreur croissant puis pendant la demie période suivante, un signal d'erreur décroissant.

De tels signaux de correction provoquent des variations instantanées de  $\delta$  autour d'une valeur moyenne nulle. Pour éviter cet inconvénient, nous comparons ces créneaux, après adaptation de leur valeur moyenne aux caractéristiques des fonctions qui suivent, à des créneaux de rapport cyclique unité dont le changement de polarité coïncide avec le "zéro" du balayage. Ces créneaux sont produits par une tension en phase avec le champ de balayage obtenue à partir du secteur. Après comparaison, il apparaît des impulsions variables en signe et en largeur en fonction du signe et de l'amplitude de  $\delta$ . En particulier, pour  $\frac{\omega_0}{H_0} = \gamma$  aucun signal d'erreur n'apparaît.

Les figures 4a, b, c, illustrent ce résultat.

Ces impulsions permettent alors, après intégration, de corriger le champ  $H_0$  pour assurer la constance du rapport  $\frac{\omega_0}{H_0}$ .

Le champ  $H_0$  est produit dans l'entrefer d'un électro-aimant Beauvain 7I5 dont l'alimentation stabilisée en tension est décrite paragraphe 2.I.3. Les corrections de champ sont obtenues en faisant varier la tension de sortie de l'alimentation.



BUS LILLE

Fig 4

Cette variation est obtenue en modifiant à l'aide d'un transistor monté en résistance variable le taux de contre-réaction de la chaîne de stabilisation de cette alimentation. (voir calcul annexe 4).

Cette solution évite l'utilisation de bobines supplémentaires de correction de champ. Dans ce cas, la géométrie de l'électro-aimant est telle que les résultats seraient médiocres et nécessiteraient l'adjonction d'une alimentation supplémentaire.

La relation entre le champ dans l'entrefer et la tension d'alimentation de l'électro-aimant est de la forme :

$$\frac{K_I}{I + p\tau_I} \quad \text{avec } \tau_I = 1,35 \text{ sec. (voir paragraphe 2.I.I.)}$$

Cette fonction est utilisée pour intégrer les impulsions de correction. Des considérations théoriques (paragraphe 2.4.3.) montrent que la constante de temps d'intégration des impulsions doit être la plus grande possible. A cet effet, on intercale entre le comparateur et l'alimentation des bobines, un dispositif dont la fonction de transfert est :

$$\frac{I + p\tau_I}{I + p\tau} \quad (\tau \text{ étant la constante de temps d'intégration désirée } \tau > \tau_I).$$

Un second dispositif de fonction de transfert  $\frac{I}{I + p\tau_2}$

( $\tau_2 < 10\text{ms}$ ) permet de diminuer l'amplitude des impulsions envoyées à l'alimentation;  $\tau_2$  étant choisi pour que la correction soit pratiquement achevée au bout de 10ms sec (I)

(I) L'influence de cette fonction de transfert imposée par la technologie est étudiée dans le paragraphe : fonctionnement de l'asservissement (paragraphe 24).

Un amplificateur adaptateur d'impédance et de valeur moyenne permet d'attaquer l'alimentation de l'électro-aimant.

### I.3. ELEMENTS DE LA THEORIE DES SYSTEMES ECHANTILLONNES A MODULATION DE DUREE

Un asservissement échantillonné à modulation de durée, constitue un exemple d'asservissement échantillonné non linéaire, dont la caractéristique est telle qu'un signal d'erreur est transformé en une impulsion d'amplitude constante, de polarité convenable, et d'une durée proportionnelle à l'erreur. Ce signal intégré effectue une correction qui est une fonction de l'erreur introduite.

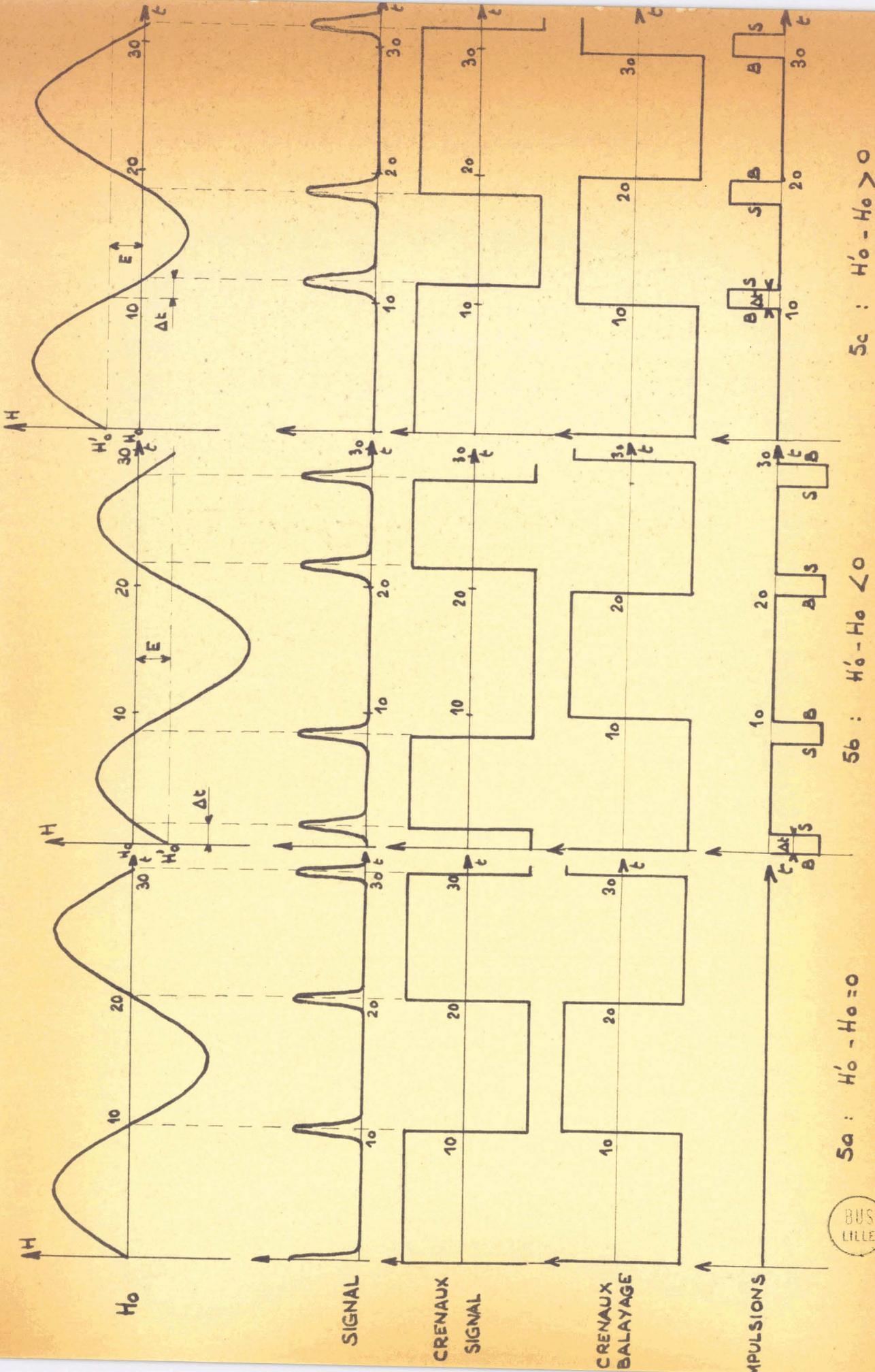
Nous supposons dans cette étude que toutes les dérivées sont ramenées à des dérivées de champ : la pulsation du champ  $H_I$  est donc supposée constante.

Avant d'aborder la théorie des systèmes à modulation de durée, nous étudions le principe de la transformation des erreurs en impulsions de largeur variable, et la transformation de cette modulation de durée, en modulation d'amplitude.

#### I.3.I. Transformation de l'erreur en impulsion de largeur variable.

Les figures 5a, b, c, montrent que la polarité des impulsions de correction est liée à celle de l'écart entre  $H_0$  et  $H'_0$ .  $H_0$  et  $H'_0$  représentent respectivement le champ pour lequel a lieu la résonance et le champ continu existant effectivement dans l'entrefer de l'électro-aimant.

La durée  $\Delta t$  de ces impulsions est liée à la valeur absolue de cet écart que nous appelons  $E = |H'_0 - H_0|$ .



BUS LILLE

LES LETTRES B ET S INDIQUENT LA CAUSE DE LA PRODUCTION OU DE L'ARRÊT DES IMPULSIONS DE CORRECTION

Fig 5 Production ou de l'arrêt des impulsions de correction

Échancement d'état des créneaux produits par le balayage

Soit  $\Delta H$  la valeur de crête du balayage.

$T_0$  étant la période du balayage, nous pouvons écrire la relation :

$$\frac{E}{\Delta H} = \sin 2 \pi \frac{\Delta t}{T_0}$$

$$\text{et } \Delta t = \frac{T_0}{2\pi} \text{ arc sin } \frac{E}{\Delta H}$$

Dans le cas d'un balayage à 50 Hz  $T_0 = 20\text{ms}$

$$\text{et } \Delta t = \frac{10}{\pi} \text{ arc sin } \frac{E}{\Delta H} \text{ (ms).}$$

Généralement,  $E$  est petit vis à vis de  $\Delta H$ . La principale cause d'erreur est constituée par la dérive thermique de l'appareillage. Or, cette dérive reste faible entre deux signaux de résonance consécutifs. Aussi, pouvons-nous introduire une première hypothèse simplificatrice en écrivant :

$$\Delta t \approx \frac{10}{\pi} \frac{E}{\Delta H} = a E \text{ (4) ce qui revient à linéariser le système.}$$

Si on exprime  $\Delta t$  en ms,  $E$  et  $\Delta H$  en Gauss,  $a = \frac{10}{\pi \Delta H}$  s'exprime en ms/g.

Pour transformer ces impulsions modulées en largeur, en signaux modulés en amplitude, il suffit de réaliser une intégration.

### I.3.2. Transformation de la modulation de durée, en modulation d'amplitude : Etude de l'intégrateur.

D'une façon générale, la réponse d'un système RC à une impulsion d'amplitude  $V^{\#}$  pendant la durée de celle-ci, est de la forme :

$$V = V^{\#} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \text{ en posant } RC = \tau$$

Si la constante de temps de l'intégrateur est grande vis à vis de la durée de l'impulsion, il est possible d'utiliser un développement limité au premier ordre de l'exponentielle. La réponse est alors à la fin d'une impulsion de durée  $\Delta t$  :

$$V = V^{**} \frac{\Delta t}{\tau}$$

Ces variations de tensions provoquent des variations de champ. Posons :

$$K = \frac{h}{V} \quad , \quad \text{on a } h = K V^{**} \frac{\Delta t}{\tau} \quad ; \quad h = \beta \Delta t \quad \text{en posant (5)}$$
$$\beta = \frac{KV^{**}}{\tau} \quad \beta \text{ est exprimé en G/msec.}$$

En remplaçant  $\Delta t$  par la valeur calculée précédemment (relation 4), on a :

$$k = \frac{I_0}{\pi \tau} \frac{KV^{**} E}{\Delta H} = \alpha \beta E = \alpha E \quad (6)$$
$$\alpha = \frac{I_0}{\pi \tau} \frac{KV^{**}}{\Delta H}$$

Remarque :

Nous supposons, dans l'exposé de notre théorie, que le condensateur conserve toutes les charges acquises pendant la durée des impulsions, (Hypothèse du bloqueur d'ordre zéro). Dans ces conditions, l'intégrateur est ici considéré comme parfait.

#### I.4. THEORIE DE L'ASSERVISSEMENT A MODULATION DE DUREE

La réponse de la chaîne d'asservissement à une variation de champ quelconque, peut être déterminée si on connaît la réponse à un échelon de champ  $E_0$ .

$$E_0 = H'_0 - H_0$$

Par convention, le nombre de périodes de balayage est compté à partir du premier passage au "zéro" du champ de balayage, après l'introduction de  $E_0$ .

Au début de la nième période de balayage, cette erreur est  $E_{n-1}$ , la correction introduite par le passage à la résonance est  $k_{n-1}$ .

Nous affectons de l'indice  $n$  les grandeurs correspondantes au second passage à la résonance du cours de la même période de balayage.

Deux cas se présentent suivant les signes de  $E_n$  et de  $E'_n$  :

1°)  $E'_n$  et  $E_n$  sont de même signe

2°)  $E'_n$  et  $E_n$  sont de signes opposés.

##### I.4.I. Ier Cas : $E'_n E_n > 0$ , figure 6.

L'erreur ne change pas de polarité en cours de correction. Dans ce cas, l'impulsion engendrée par le passage à la valeur "zéro" du balayage, cesse lorsque le signal de résonance passe par sa valeur maximum. Cette impulsion provoque une correction qui se superpose au balayage. L'instant où le signal de résonance se produit est différent de celui auquel il se serait produit s'il n'y avait pas eu correction, et cette modification se répercute sur la durée de l'impulsion.

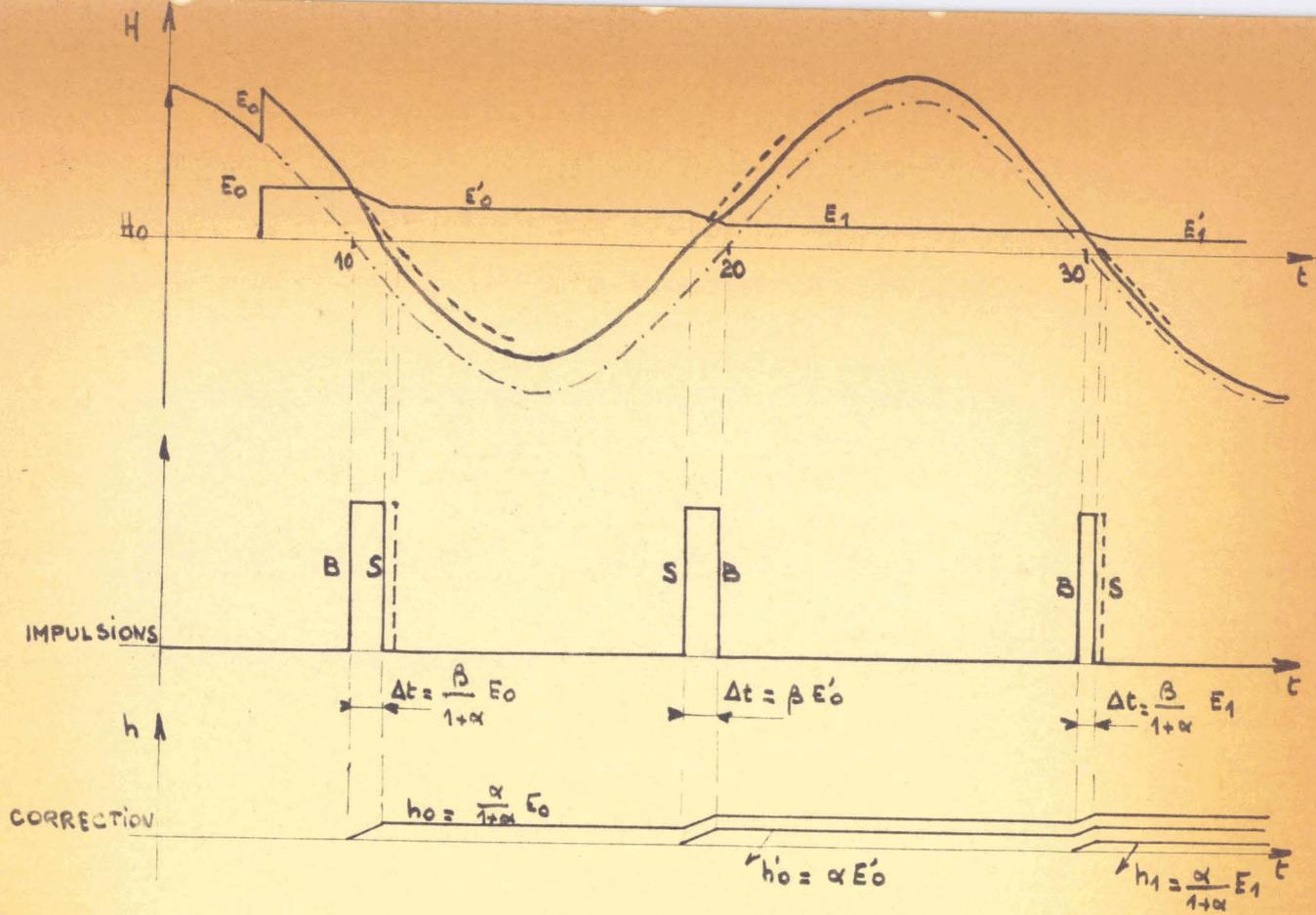


Fig 6  $\alpha < 1$

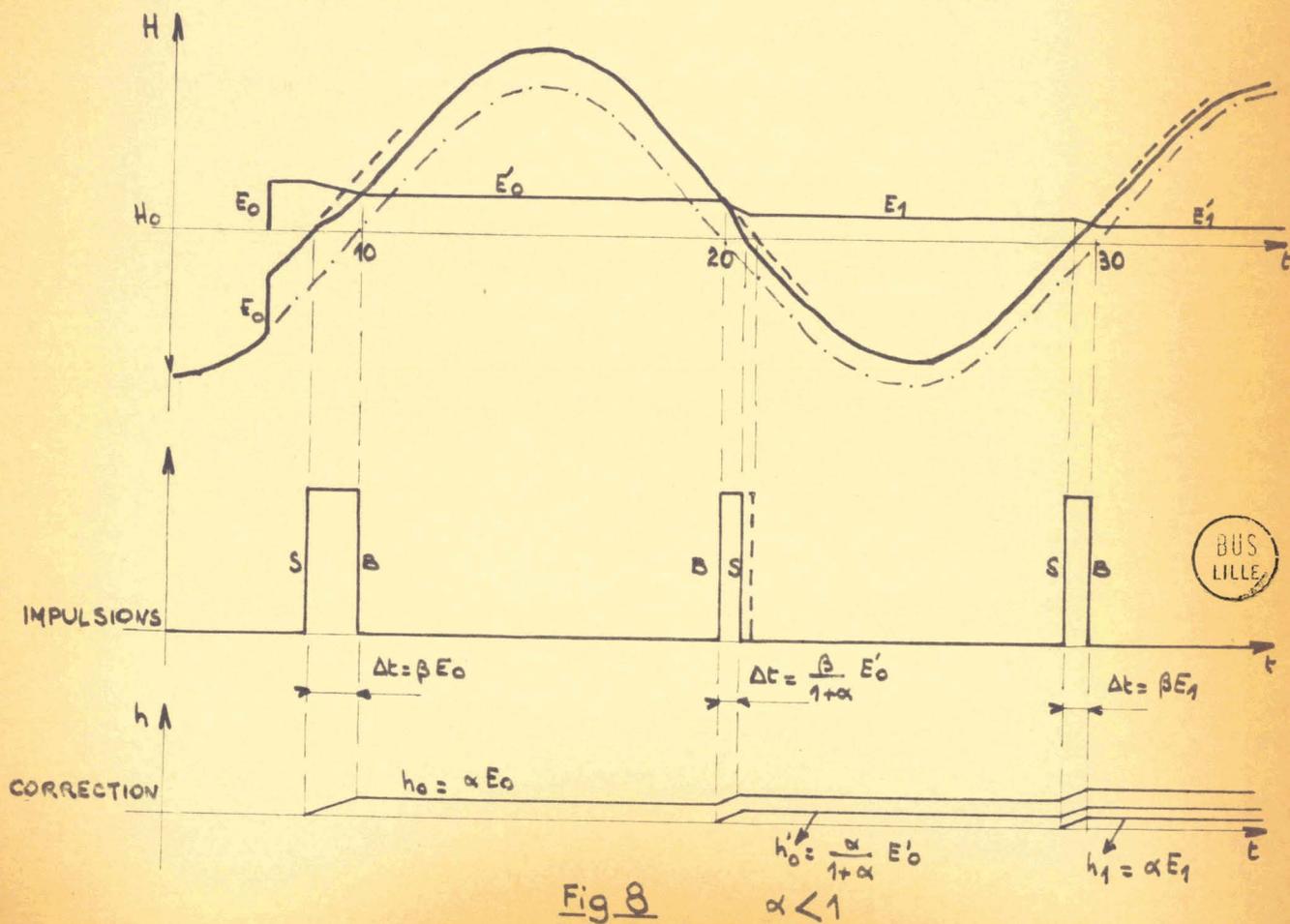


Fig 8  $\alpha < 1$

BUS LILLE

La variation de champ pendant la durée de l'impulsion se compose de deux termes :

$$1^{\circ}) \text{ Le champ dû au balayage : } \Delta H \sin 2\pi \frac{\Delta t}{T_0}$$

Pour les faibles valeurs de  $\frac{\Delta t}{T_0}$ , cette contribution sera  $\frac{\Delta t}{a}$ .

2<sup>o</sup>) Le champ de correction  $\beta \Delta t$

$$\text{d'où } E_0 = \frac{\Delta t}{a} + \beta \Delta t$$

$$\text{soit } \Delta t = E_0 \frac{a}{1 + a\beta}$$

$\Delta t$  représente la durée réelle de l'impulsion de correction.

Après intégration, nous obtenons :

$$h_0 = \beta \Delta t = E_0 \frac{a\beta}{1 + a\beta} = E_0 \frac{\alpha}{1 + \alpha}$$

L'erreur qui subsiste après correction est :

$$E'_0 = E_0 - h_0 = E_0 - E_0 \frac{\alpha}{1 + \alpha} = E_0 \frac{1}{1 + \alpha}$$

Le taux de correction pour cette séquence est donc :

$$\frac{E'_0}{E_0} = \frac{1}{1 + \alpha}$$

A la séquence suivante, l'impulsion de correction est déclenchée par le signal de résonance, et arrêtée par le balayage.

Dans ce cas, l'arrêt de l'impulsion est indépendant de la correction. Sa largeur correspondante est :

$$\Delta t = \alpha E'_0$$

La correction en champ est :

$$h'_0 = \alpha E'_0$$

Après cette seconde correction, l'erreur résultante devient :

$$E_I = E'_0 - h'_0 = E'_0 - \alpha E'_0 = E'_0 (I - \alpha) = E_0 \frac{I - \alpha}{I + \alpha}$$

A la fin de la première période de balayage (soit après deux corrections consécutives), la correction totale du champ  $H'_0$  est :

$$h_0 + h'_0 = E_0 \frac{\alpha}{I + \alpha} + \alpha E'_0 = \frac{2\alpha}{I + \alpha} E_0 = E_0 - E_I$$

Cas Général :

Ce qui précède permet de traiter simplement le cas de la  $n^{\text{ième}}$  période de balayage. Soit  $E_{n-I}$  l'erreur restante à cet instant, à l'origine de la séquence suivante, l'erreur est :

$$E'_{n-I} = E_{n-I} \left( \frac{I}{I + \alpha} \right)$$

et à la fin de la  $n^{\text{ième}}$  période du balayage, il reste :

$$E_n = E'_{n-I} (I - \alpha)$$

$$E_n = \frac{I - \alpha}{I + \alpha} E_{n-I}$$

et, pour  $n$  périodes, nous aurons :

$$E_n = \left( \frac{I - \alpha}{I + \alpha} \right)^n E_0 \quad (8)$$

à la condition toutefois, que le condensateur garde toutes les charges acquises au cours des périodes précédentes, ce qui permet d'envisager chaque période indépendamment des autres : le système est dit bloqueur d'ordre zéro).

En résumé, lorsque la première impulsion est produite par le balayage et arrêtée par le signal de résonance, l'erreur restant après correction est :

$$E'_0 = \frac{E_0}{1 + \alpha}$$

$E'_0$  et  $E_0$  sont de même signe si  $\alpha > -1$

Si  $\alpha < -1$ , la "correction" est telle que le champ de balayage ne passe plus par  $H_0$  : il n'y a plus de signal de résonance (figure 7).

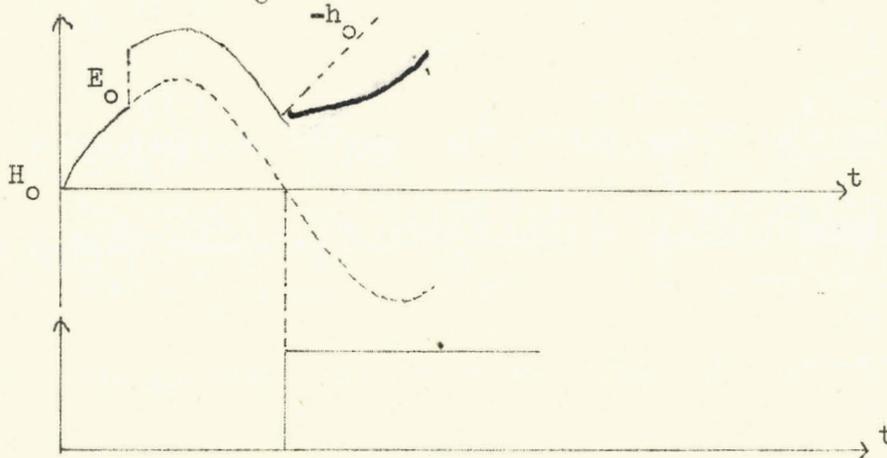


Figure 7

Lorsque l'impulsion est engendrée par le signal de résonance et cesse lorsque le champ de balayage s'annule, l'erreur restante après correction est :

$$E_I = E'_0 (1 - \alpha)$$

Pour que  $E_I$  soit de même signe que  $E'_0$ , il faut  $\alpha < I$ .

Si  $\alpha > I$  il y a changement de polarité de l'erreur en cours de correction.  $E_I E'_0 < 0$ . Ce cas fait l'objet du paragraphe I.4.2.

Remarque :

Dans le cas où la première impulsion est engendrée par le signal de résonance et arrêtée par le passage au "zéro" de balayage, (figure 8), la correction n'influe pas sur la durée de l'impulsion et nous avons :

$$E'_0 = E_0 (I - \alpha)$$

La durée de l'impulsion suivante est influencée par la correction et l'erreur restante est :

$$E_I = \frac{E'_0}{I + \alpha}$$

Le taux de correction global pour la première période est :

$$\frac{I - \alpha}{I + \alpha}$$

On retrouve le même résultat que précédemment. Autrement dit, les séquences peuvent être interverties (\*), sans modifier le taux de correction global. La généralisation est immédiate.:

$$E_n = \left( \frac{I - \alpha}{I + \alpha} \right)^n E_0$$

(\*) suivant le signe de  $E_0$  et celui de  $\Delta H \sin \Omega t$  au moment de l'arrivée de  $E_0$ .

2ème Cas :  $E_n E'_n < 0, \alpha > 1$

L'erreur change de polarité en cours de correction. Dans le cas de la figure, l'erreur intervient de manière à ce que l'impulsion de correction produite par le balayage soit arrêtée par le signal de résonance. Nous avons toujours :  $E'_0 = \frac{E_0}{1 + \alpha}$

A la séquence suivante, l'impulsion est produite par le signal de résonance et arrêtée par le balayage.

$$E_I = E'_0 (1 - \alpha)$$

$E_I$  et  $E'_0$  sont de signes opposés ( $\alpha > 1$ )

La figure (9) montre que la correction agit de telle sorte que le champ de balayage repasse par la valeur  $H_0$  immédiatement après correction.

Ce passage engendre un signal de résonance parasite qui ne perturbe pas le fonctionnement de l'appareillage.

En effet, l'asservissement est conçu de telle manière qu'en présence de deux signaux de résonance engendrés pendant une variation de même sens du balayage, le générateur de créneaux (bistable) ne déclenche que sur le premier (en effet, la synchronisation dirige sur une même entrée du bistable entre deux extrémum du champ de balayage tous les tops négatifs issus de l'élément 4 (figure 3).

Puisqu'il y a eu changement de polarité de l'erreur, à la séquence suivante, l'impulsion est produite par le signal de résonance et arrêtée par le balayage (figure 9). On a :

$$E'_I = E_I (1 - \alpha) = E'_0 (1 - \alpha)^2,$$

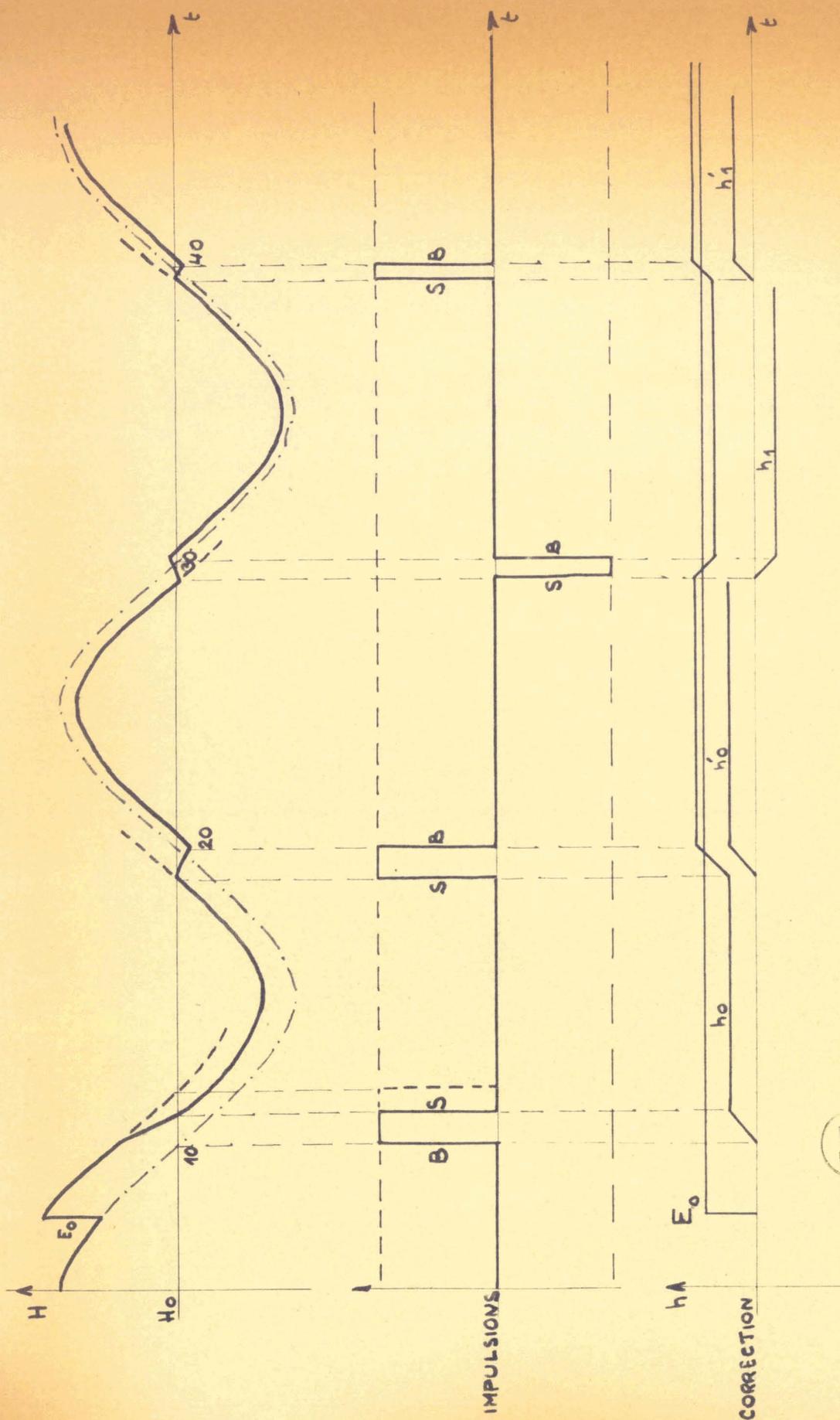


Fig 9

$\alpha > 1$

il y a, de nouveau, changement de polarité de l'erreur, l'impulsion est de nouveau produite par le signal de résonance et le taux de correction reste  $(1 - \alpha)$  : le changement de polarité de l'erreur existe à toutes les séquences suivantes.

Le taux de correction par période est  $(1 - \alpha)^2$  (9), dès que l'impulsion de correction est produite par le signal et arrêtée par le balayage, c'est-à-dire, après la première séquence de correction.

Généralisation :

Considérons les corrections successives au cours du temps.

Nous avons :

$$E'_0 = \frac{E_0}{1 + \alpha}$$

$$E_I = E'_0 (1 - \alpha) = \frac{E_0}{1 + \alpha} (1 - \alpha)$$

$$E'_I = E_I (1 - \alpha) = \frac{E_0}{1 + \alpha} (1 - \alpha)^2$$

Pour la  $n^{\text{ième}}$  période :

$$E'_{n-1} = E_{n-1} (1 - \alpha) = \frac{E_0}{1 + \alpha} (1 - \alpha)^{2n-2}$$

$$E_n = E'_{n-1} (1 - \alpha) = \frac{E_0}{1 + \alpha} (1 - \alpha)^{2n-1}$$

$E_n$  représente l'erreur restante à la fin de la  $n^{\text{ième}}$  période de balayage.

Remarque :

Lorsque la première impulsion est engendrée par le signal de résonance et arrêtée par le balayage, il y a changement de signe de l'erreur dès la première séquence de correction :

$$E'_0 = E_0 (I - \alpha)$$

Soit à la fin de la  $n^{\text{ième}}$  période de balayage :  $E_n = E_0 (I - \alpha)^{2n}$  (10)

I.4.3. Etats du système en fonction de la valeur de  $\alpha$

I)  $\alpha < I$

Le taux de correction pour une période de balayage est :

$$\eta = \frac{I - \alpha}{I + \alpha}$$

a)  $\alpha < -I$ , le champ de balayage ne passe plus par  $H_0$ , lorsque l'impulsion de correction est engendrée par le balayage. Il n'y a plus de signal de résonance.

b)  $-I < \alpha < 0$   $\eta > I$

$\eta^n$  diverge

Le système est instable par réaction

c)  $0 < \alpha < I$   $0 < \eta < I$

$\eta^n$  converge

Le système est stable. L'erreur tend vers zéro lorsque  $n \rightarrow \infty$

d)  $\alpha = I \quad \eta = 0$

Le temps de correction est minimum. L'erreur est complètement corrigée à la fin de la première période de balayage.

2)  $\alpha > I$ , Le taux de correction pour une période de balayage est :

$$\eta^I = (I - \alpha)^2$$

a)  $I < \alpha < 2 \quad 0 < \eta^I < I$

$\eta^n$  converge

Il y a un phénomène d'oscillations amorties, le système est stable.

b)  $\alpha > 2 \quad \eta' > I$

$\eta'^n$  diverge

Le système est instable

c)  $\alpha = 2 \quad \eta' = I$

$$\eta'^n = I$$

Le système est à la limite de stabilité

Remarque :

Nous admettons dans notre théorie, que le champ H existant à l'instant t où l'erreur est introduite dans le système, est tel, qu'il n'y a pas passage par la condition de résonance. Autrement dit, il n'y a pas de signal de résonance émis à l'instant t.

$$\text{Soit } |E_0| < \Delta H \sin \frac{2\pi t}{T_0} \text{ si } E_0 \Delta H \sin \frac{2\pi t}{T_0} < 0$$

Ceci est valable pendant la plus grande partie du balayage car les erreurs sont faibles par rapport à  $\Delta H$ .

S'il n'en est pas ainsi, deux cas se présentent :

a) Si  $0 < t < T_{o/4}$  si  $E_o < 0$  ou  $T_{o/2} < t < 3 T_{o/4}$  si  $E_o > 0$  (figure IO)

La condition de résonance est satisfaite deux fois entre 0 et  $T_{o/4}$  si  $E_o < 0$  et entre  $T_{o/2}$  et  $\frac{3T_o}{4}$  si  $E_o > 0$ .

Deux signaux de résonance supplémentaires sont engendrés pendant que le balayage garde le même sens de variation. Le bistable ne peut changer d'état et l'impulsion de correction est provoquée par le signal de résonance existant entre  $T_{o/4}$  et  $T_{o/2}$  si  $E_o < 0$  ou entre  $\frac{3T_o}{4}$  et  $T_o$  si  $E_o > 0$ . Le fonctionnement est normal.

b) Si  $T_{o/4} < t < T_{o/2}$  si  $E_o < 0$  ou  $3T_{o/4} < t < T_o$  si  $E_o > 0$  (figure II)

L'impulsion de correction est produite à l'instant  $t$ . Sa largeur indépendante de  $E_o$  est  $\frac{T_o}{2} - t < \Delta t$ . Si  $E_o < 0$  et  $T_o - t < \Delta t$  si  $E_o > 0$ .

Le rapport  $\frac{h_o}{E_o}$  est inférieur à sa valeur théorique.

Dans la figure II, la courbe en .-. représente le champ existant quand l'introduction de l'erreur  $E_o$  ne provoque pas de passage à la résonance. Il en résulte une impulsion de largeur  $\Delta t$ .

Remarque :

La théorie établie suppose une relation linéaire entre  $H$  et  $E$  ( $E < \Delta H$ ). Lorsque  $E$  est du même ordre de grandeur que  $\Delta H$ , la relation liant  $E$  à  $h$  n'est plus linéaire. Le rapport  $\frac{h}{E}$  croît avec  $E$  et devient maximum pour  $E = \Delta H$ .

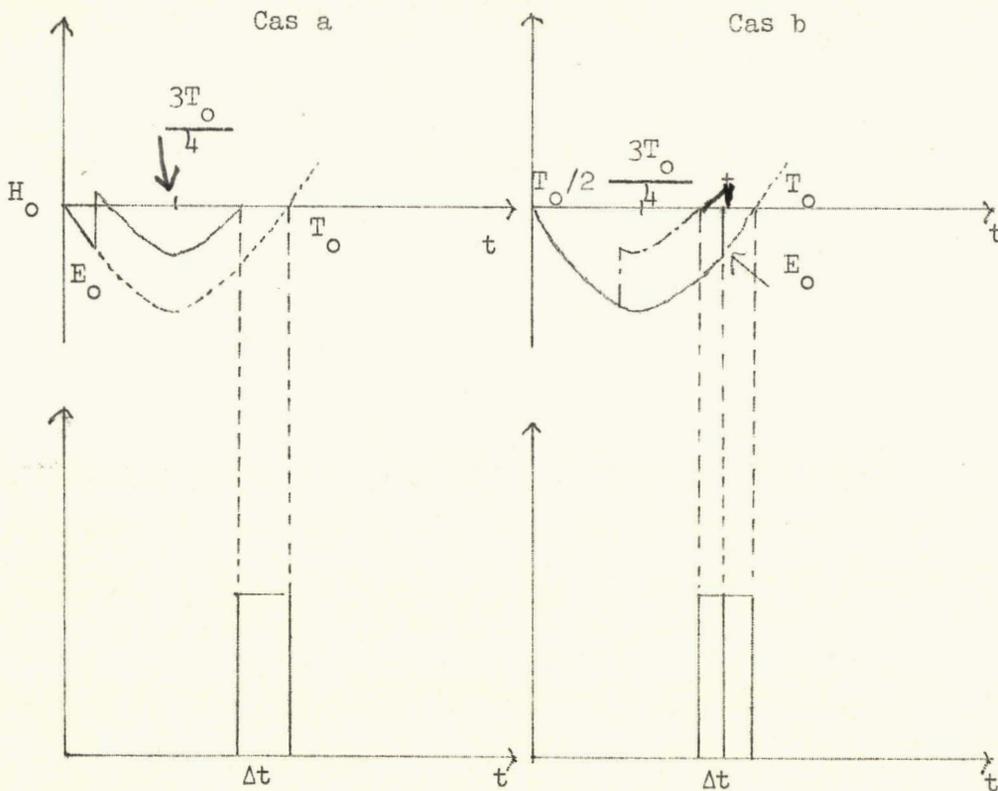


Figure IO

Figure II

Dans ce cas :

$$h = \frac{KV^{**}}{\tau} \Delta t = \frac{KV^{**}}{\tau} \frac{IO}{\pi} \text{ arc sin } \frac{E}{\Delta H}$$

$$\alpha' = \frac{h}{E} = \frac{\pi}{2} \frac{KV^{**}}{\tau} \frac{IO}{\pi \Delta H}$$

or :  $\alpha = \frac{KV^{**}}{\tau} \frac{IO}{\pi \Delta H}$  pour  $E \ll \Delta H$ .

$\alpha' = 1,57$  pour  $E = \Delta H$



Si nous nous plaçons dans les conditions où  $\alpha = 1$  pour de petits signaux, lorsque l'erreur est importante ( $E \neq \Delta H$ ), nous avons  $\alpha' = 1,57$ .

Cette valeur permet, cependant, un fonctionnement stable (paragraphe I.4.3.2 a.) et après, quelques séquences de correction, on retrouve des conditions de fonctionnement linéaire de l'asservissement  $\alpha'$  passe de 1,57 à 1.

## 1.5. CONCLUSION

Nous avons montré, dans ce chapitre, comment, à partir d'un signal de résonance magnétique nucléaire, il était possible d'engendrer un signal permettant de corriger toutes variations du rapport  $\frac{\omega_0}{H_0}$ .

L'étude théorique de la chaîne d'asservissement est possible à partir de certaines hypothèses simplificatrices :

1°) La durée des impulsions de correction est une fonction linéaire de  $\delta = \frac{\omega_0}{H_0} - \gamma$  (hypothèse d'erreurs de faible amplitude par rapport à celle du balayage).

2°) On suppose que le condensateur de l'intégrateur garde toutes les charges acquises au cours des différentes expériences de corrections (hypothèse du bloqueur d'ordre zéro) ; cette condition est d'autant mieux réalisée que la constante de temps d'intégration est élevée. Ceci diminue la perte de correction se produisant entre la fin d'une impulsion de correction et le signal de résonance suivant.

Les meilleurs résultats sont obtenus pour un rapport  $\frac{h}{E}$  égal à l'unité. Dans ce cas, la correction est achevée dès la première période de balayage.

## C H A P I T R E II

### REALISATION TECHNIQUE

#### INTRODUCTION

Le champ  $H_0$  est fourni par un électro-aimant BEAUDOUIN, type 715. Après avoir indiqué ses caractéristiques, nous décrivons l'alimentation de puissance stabilisée en tension, qui l'alimente. Le champ obtenu est alors suffisamment stable pour permettre l'observation du signal de résonance magnétique nucléaire pendant plusieurs périodes de balayage, c'est une condition essentielle pour utiliser ensuite un asservissement échantillonné.

Nous étudions également le montage oscillateur qui produit le signal de pulsation  $\omega_0$ , le système qui permet d'observer le signal de résonance, ainsi que les bobines de modulation qui produisent le champ de balayage. Nous décrivons, ensuite, les éléments de l'asservissement échantillonné dont nous avons donné précédemment le schéma général sous forme de bloc diagramme (Figure 3). Nous étudions, enfin, le fonctionnement effectif de cet ensemble.

#### 2.I. PRODUCTION DU CHAMP $H_0$

##### 2.I.I. Caractéristiques de l'électro-aimant BEAUDOUIN

###### Caractéristiques mécaniques

Pour produire le champ continu  $H_0$ , nous disposons d'un électro-aimant BEAUDOUIN, type 715.

Son entrefer est limité par des pièces polaires rectifiées qui présentent un poli optique ; leur parallélisme est assuré par trois cales de quartz de même longueur. L'entrefer a été choisi de 65mm, mais

il peut être modifié par changement des cales de quartz et suppression ou addition de cales dans le circuit magnétique. Les pièces polaires ont un diamètre de 160mm, ce qui permet d'assurer une bonne homogénéité du champ dans un volume important.

### Caractéristiques magnétiques (figure I2)

Le champ est produit par quatre bobines de 3 000 tours chacune, placées de part et d'autre de l'entrefer.

Elles sont refroidies par une circulation d'eau ce qui évite une élévation de température, qui provoquerait des modifications des caractéristiques mécaniques de l'électro-aimant et des variations importantes de la résistance des bobinages.

Les mesures du champ magnétique produit par l'électro-aimant (figure I2) ont été faites à l'aide du fluxmètre CASSOT et les résultats obtenus ont été vérifiés par le calcul. La formule du champ magnétique produit est en effet :

$$H_G = 1,25 \frac{n}{l_{cm}} I_{\Delta}$$

$n_{\alpha}$  = nombre d'ampères tours

$l$  = longueur du circuit magnétique

Etant donné la grandeur de l'entrefer et les qualités du circuit magnétique, nous pouvons prendre  $l$  = longueur de l'entrefer.

La courbe  $H = f(ni)$  est linéaire dans la zone de fonctionnement prévue par le constructeur.

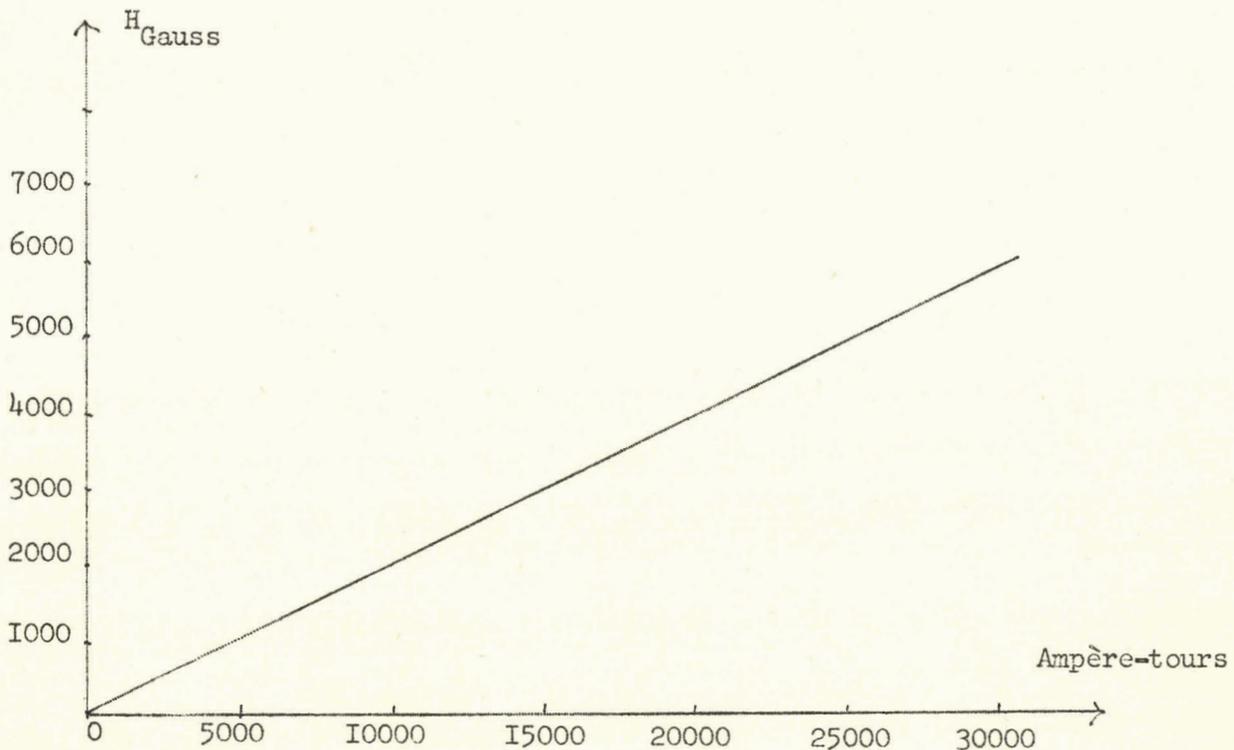


Figure I2

Caractéristiques électriques

Il est possible de brancher les bobines en série, en parallèle ou en série parallèle ; notre dispositif devant comporter essentiellement des éléments semi-conducteurs, il est préférable de produire un courant élevé et de mettre les bobines en parallèle . Dans ces conditions, la résistance du circuit est de 10Ω et sa self de 13,5 H. Le courant maximum admissible est de 2,5A par bobine, soit, ici, un courant d'alimentation de 10A. La puissance correspondante est de 1kW.

La relation entre le champ et la tension aux bornes de l'électro-aimant est alors :

$$H_G = 1,25 \frac{n_o}{l} \frac{V_o}{R+p} = 1,25 \frac{n_o}{l} \frac{V_o}{R} \frac{1}{1 + p \tau_I}$$

où  $n_0$  est le nombre de spires d'une bobine de l'électro-aimant.

Posons :

$$K_I = 1,25 \frac{n}{\phi} = 57,76/V$$

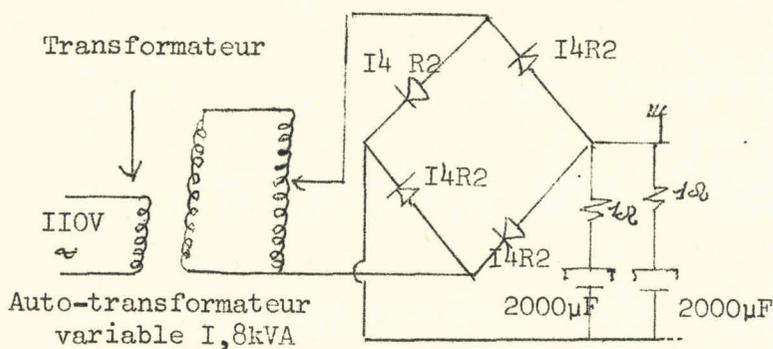
$$H = \frac{K_I}{I + n\tau_I} \quad (II)$$

Nous avons donc besoin d'un courant de IOA continu, parfaitement stabilisé, pour obtenir 30 000A.T., soit une tension de IOOV aux bornes de l'électro-aimant. Cette valeur de tension est proche de celle du secteur IOOV monophasé. Nous réalisons un dispositif de redressement et de filtrage à partir du secteur.

### 2.1.2. Redressement et filtrage : Figure I3

#### Redressement :

Un auto-transformateur variable de 1,8kW alimenté sous IOOV permet de régler finement la tension de sortie du montage. Le circuit de redressement employé est un montage en pont ; c'est en effet, le moyen d'obtenir la tension redressée la plus forte à partir d'une tension monophasée. Les diodes utilisées sont des I4R2 de la C.F.T.H. pouvant délivrer un courant moyen de 17,5A à 25°C dans ces conditions normales de refroidissement. Le courant de pointe admissible sur une diode pendant 10m sec est de 300A et la tension inverse de crête de 400V.



Si la tension secteur est de IOOV, la tension moyenne sans filtrage sera :  $\frac{2V_M}{\pi} = 0,9V \neq IOOV$ .

Pour une puissance de 1kW, le courant moyen par diode est de 5A, ce qui est conforme aux spécifications du constructeur.

Figure I3

### Filtrage

A la sortie du dispositif de redressement, l'ondulation résiduelle est ici prohibitive ( $V_{\text{M}}$ ) et la tension moyenne obtenue est un peu faible. Aussi utiliserons-nous un filtrage par capacité en tête. Avec deux condensateurs de  $2\ 000\ \mu\text{F}$  disposés en parallèle, l'ondulation résiduelle pour une tension de  $100\text{V}$ , sous un débit de  $10\text{A}$  est de  $20\text{V}$  crête à crête. La tension moyenne maximum en charge (bobines en parallèle) est de l'ordre de  $140\text{V}$ .

Pour limiter le courant alternatif traversant les condensateurs, nous avons placé une résistance de  $1\ \Omega$  en série avec chacun d'eux. Les résistances sont faites de fil résistif, bobiné sur mandrin de manière à pouvoir dissiper une puissance élevée.

Un redresseur en pont ne possédant pas de point à la masse, un transformateur de rapport de transformation 1 permet d'isoler le montage du secteur monophasé.

Pour observer un phénomène de R. M. N., nous avons besoin du champ continu le plus stable possible, de valeur finement réglable. Ceci détermine les caractéristiques du dispositif régulateur qui suit l'ensemble de redressement et filtrage.

#### 2.1.3. Régulation en tension

Le refroidissement de l'électro-aimant assure une faible variation de la résistance des enroulements au cours du temps. Si l'on stabilise la tension aux bornes de l'électro-aimant, on peut admettre que les variations du champ dans l'entrefer restent faibles par rapport à l'amplitude du champ de balayage durant plusieurs périodes de ce balayage.

2.3.I.I. Principe

Le système de stabilisation utilisé est de type à transistor-ballast. Le schéma de principe est indiqué figure I4. Le rôle du transistor ballast est de présenter la résistance dynamique la plus élevée possible par rapport à la résistance d'utilisation. La figure I4 bis en donne une présentation qui met plus en évidence cette fonction.

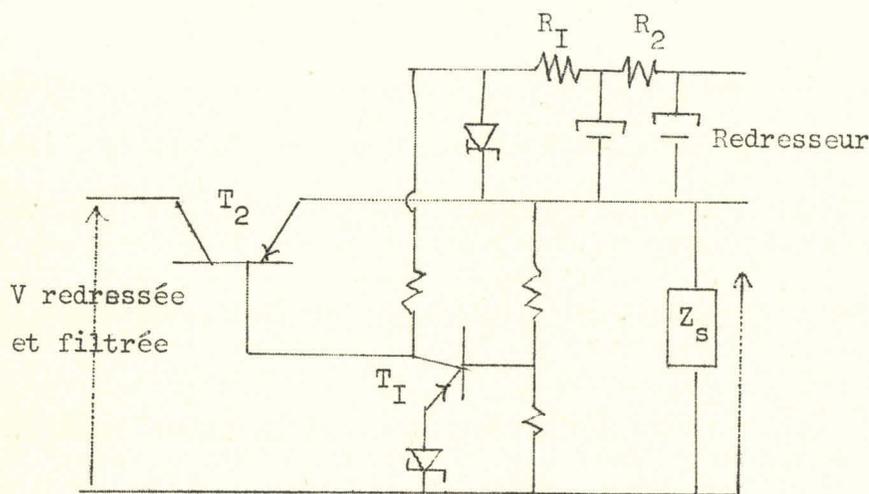


Figure I4

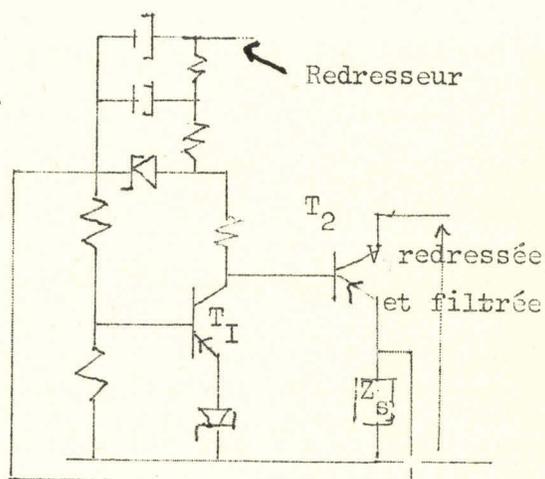


Figure I4 bis

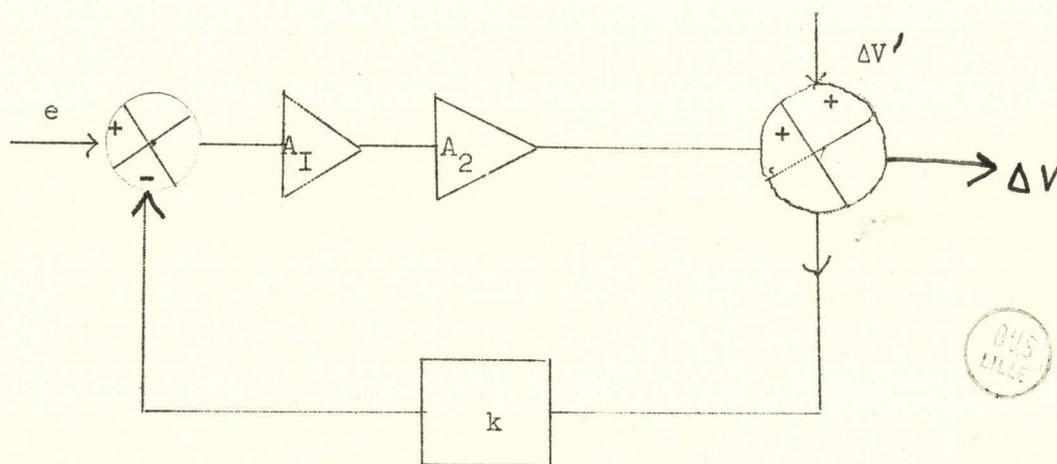


Figure I4 ter



La figure. I4ter représente le schéma fonctionnel de la régulation.  $A_I$  est le gain de  $T_I$ ,  $A_2$  celui de  $T_2$  (collecteur commun).

$k$  le taux de contre-réaction.

Rappelons que :

- si  $e$  est une variation de la tension d'entrée (dérive de la tension de référence).
- $\Delta V'$  est une perturbation intervenant sur la sortie
- $\Delta V$  une variation de la tension de sortie,

Ces trois grandeurs sont liées par la formule :

$$\begin{aligned} \Delta V &= e \frac{A_I A_2}{I + k A_I A_2} + \Delta V' \frac{I}{I + k A_I A_2} \\ &= \frac{e}{k} + \frac{\Delta V'}{k A_I A_2} \quad \text{si } k A_I A_2 \gg I \end{aligned}$$

Pour obtenir une bonne stabilité, le système doit remplir plusieurs conditions :

- a) la tension de référence est proche de la tension d'utilisation pour assurer un taux de contre-réaction le plus voisin possible de  $I$ . Elle présente une faible dérive en fonction de la température.
- b) l'élément qui fournit une tension de référence possède une faible résistance interne ; ceci assure à  $T_I$  un gain en tension élevé.
- c) les résistances qui constituent le pont diviseur potentiométrique sont très stables.
- d) le courant du transistor  $T_I$  est fourni par une alimentation secondaire de haute stabilité.

Les variations de la tension redressées et filtrées provoquent des variations du courant qui traverse le transistor ballast.

Il en résulte de très faibles variations de la tension de sortie du montage, l'impédance de sortie d'un transistor monté en collecteur commun étant faible. On peut les évaluer en utilisant la matrice hybride du montage émetteur commun. Ces variations sont, de plus, fortement atténuées par l'effet de la contre-réaction.

Nous n'exposons pas la théorie de ce système stabilisateur de tension dont le principe est relativement bien connu. Nous insistons sur les aspects particuliers de notre réalisation et plus particulièrement sur les problèmes posés par la nécessité d'obtenir des puissances et des tensions élevées.

#### 2.1.3.2. Réalisation : Figure I5

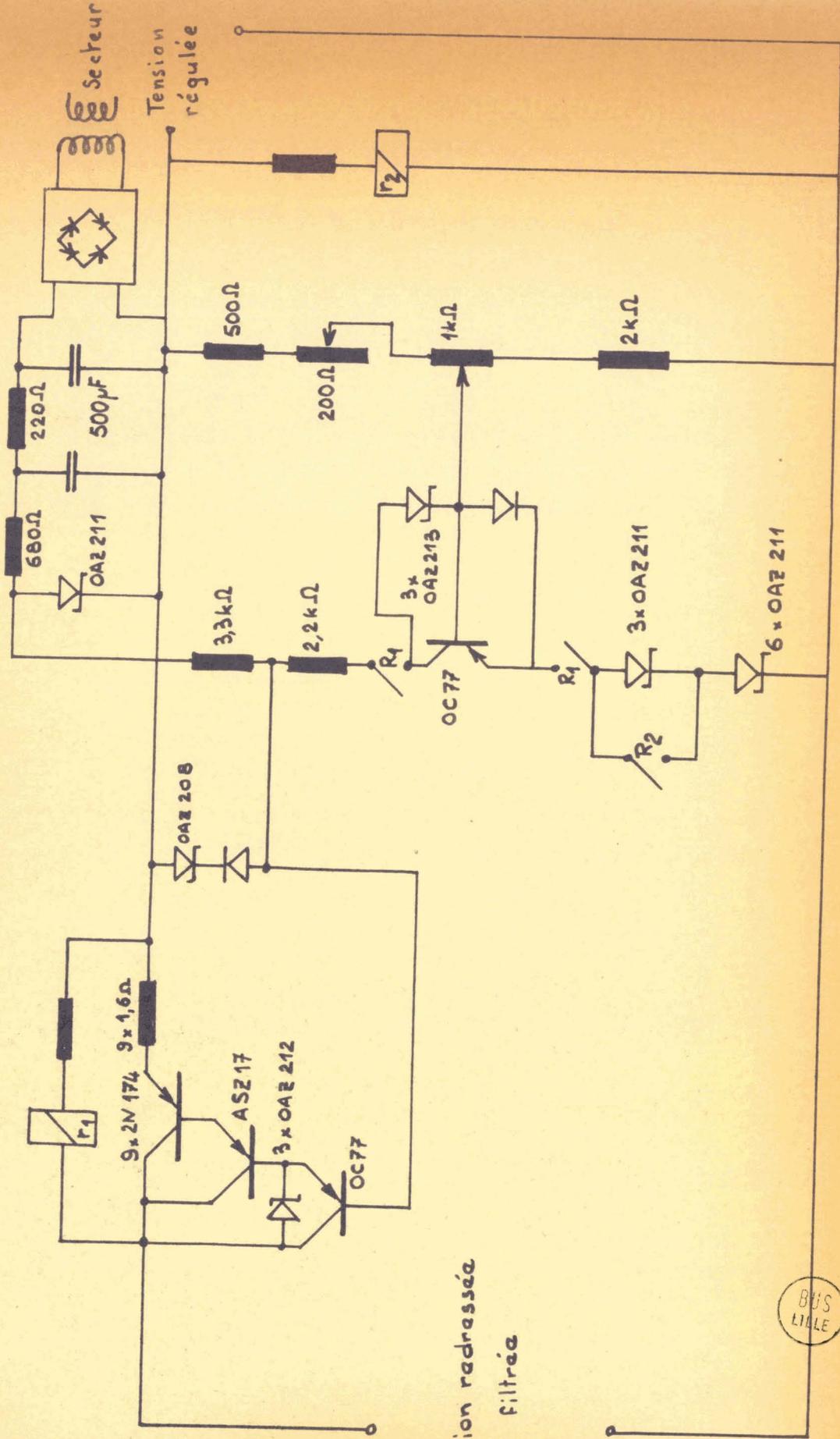
##### A) Etage ballast ( $T_2$ ) :

##### Choix de la valeur de la tension redressée et filtrée

La tension de sortie  $V$  du montage stabilisateur de tension doit être de  $-100V$ . La tension  $V_{EC}$  aux bornes de l'étage ballast ne peut être inférieure à  $IV$  pour que les transistors fonctionnent de façon satisfaisante.

Nous admettons des variations de la tension secteur de  $\pm 5\%$ . Si le système de redressement et filtrage délivre une tension moyenne de  $-100V$ , l'amplitude de l'ondulation résiduelle est de  $20V$  crête à crête : soit  $10,7 V$  pour l'alternance positive  $V_{m2}$ . Cette amplitude reste sensiblement constante, quand la tension moyenne varie légèrement à condition que les courants débités restent constants.

Nous devons donc avoir  $-10IV$  à l'entrée du montage stabilisateur de tension dans les conditions les plus défavorables : tension de secteur égale à  $95\%$  de sa valeur nominale et valeur positive maximum de l'ondulation résiduelle. La tension moyenne nominale  $V_R$  à la sortie



Tension redressée  
et filtrée

Fig 15



du système de redressement et filtrage est donc donnée par la relation suivante :

$$0,95V_R + V_{m2} = -I_0 I_V$$

On prend donc  $V_R = 117V$  et on règle l'auto-transformateur variable pour obtenir cette valeur.

Puissance maximum à dissiper dans l'étage ballast :

Cette puissance est calculée pour les valeurs extrêmes, c'est à dire pour une tension de secteur égale à 105 % de sa valeur nominale et pour un débit  $I_0$  de 10A dans l'électro-aimant : soit  $V(t)$  la valeur instantanée de l'ondulation résiduelle.

La valeur à considérer de la tension  $V_{CE}$  aux bornes de l'étage ballast est donnée par :

$$V_{CE} = + 1,05 V_R + V(t) - V = -23 + V(t)$$

dont la valeur maximum est :

$$V_{CE} = -23 + V_{mI} \neq - 34V.$$

La puissance maximum dissipée dans les transistors ballasts est donc :

$$P_M = \frac{I}{T} \int_0^T (1,05V_R - V) I_0 dt + \frac{I}{T} \int_0^T I_0 V(t) dt$$

$$= \frac{I_0}{T} \int_0^T (1,05V_R - V) dt + \frac{I_0}{T} \int_0^T V(t) dt$$

$$P_M = I_0 (1,05V_R - V)$$

$$P_M = 230 W.$$

La puissance moyenne à dissiper dans l'étage ballast est = 170 W.

### Description de l'étage ballast, Figure I5

Il est composé de 9 transistors 2N 174 commandés par un ASZ I7 et un OC 77. La puissance maximum à dissiper est de 230W ; le constructeur donne, pour le transistor 2N 174, une puissance maximum dissipée de 30 W quand il est monté sur deux radiateurs Jedec TO 6 avec une ventilation de 1m/s.

Ces conditions nous assurent une marge de sécurité de 15 % pour la puissance maximum et de 37 % pour la puissance moyenne (pour un débit de 10A).

Pour équilibrer le débit dans chaque transistor, on place une résistance de 1,5  $\Omega$  en série avec l'émetteur. Ceci provoque une chute de tension de 1,7 V lorsque le débit est maximum, et il sera nécessaire d'augmenter en conséquence la tension redressée.

Toutes les bases des transistors 2N 174 sont réunies entre elles et connectées à l'émetteur de l'A.S.Z. I7, transistor de puissance, monté sur radiateur plan largement dimensionné. La base de celui-ci est alors reliée à l'émetteur de l'OC 77 placé sur un clip de refroidissement. Ce dispositif présente une grande impédance d'entrée et ne perturbe pas le fonctionnement du transistor  $T_I$  auquel il est commandé.

### B Pont Diviseur

Les résistances du pont diviseur sont choisies les plus faibles possibles pour alimenter la base du transistor  $T_I$  par un générateur de tension. On doit, cependant, limiter leurs valeurs pour éviter un débit supplémentaire trop élevé. Pour l'alimentation, elles sont de plus très largement dimensionnées au point de vue puissance pour éviter toute modification de valeur en cours de fonctionnement.

Le potentiomètre permet, en faisant varier le taux  $k$  de contre-réaction, de modifier la tension de sortie à tension de référence constante. Un réglage très fin de la tension de sortie est obtenu au moyen du rhéostat.

### C Tension de Référence

Elle est constituée de 9 diodes de Zener OAZ 2II de  $-7V$  placées en série ; ces diodes ont, en effet, la résistance dynamique  $R_z$  la plus faible.

Pour des tensions de sortie faibles, trois des diodes sont court-circuitées et la tension de sortie peut alors varier de  $49 V$  à  $77,7 V$ .

Un relais placé sur la sortie met en circuit les trois dernières diodes de zener: quand la tension de sortie dépasse  $76 V$ . Dans ces conditions, la tension de sortie peut varier de  $73,5 V$  à  $116,5 V$ .

La zone régulée sans discontinuité est donc limitée à  $47V$  au minimum. Ceci est très largement suffisant ; en effet, pour obtenir des champs de valeur faible, il suffira de mettre les enroulements en série parallèle puis en série et le champ régulé pourra descendre jusque  $700 G$ .

Dans la première plage de régulation, la tension de référence est de  $42 V$  et dans la deuxième, de  $63 V$ . Le montage présente le double avantage de conserver toujours  $k$  proche de  $1$  ( $k$  varie de  $0,54$  à  $0,86$ ) et de limiter la tension  $V_{CE}$  du transistor  $T_I$  à des valeurs compatibles avec ses caractéristiques.

Il faut remarquer que, du point de vue dérive thermique, si neuf diodes de Zener dérivent neuf fois plus qu'une seule,  $k$  est lui-même multiplié par 9 et le rapport  $-\frac{e}{k}$  reste identique, quelle que soit le nombre de diodes de zener. L'effet de la dérive thermique de la tension de référence reste le même (\*). Pour que les diodes présentent une très faible résistance dynamique, il faut qu'elles soient parcourues par un courant de plusieurs mA ; la résistance placée entre ces diodes et l'alimentation secondaire assure un débit suffisant, sans toutefois leur faire dissiper une puissance trop élevée.

#### D Alimentation Secondaire

Elle est chargée d'alimenter le transistor  $T_I$  et les diodes de Zener. Son débit maximum, en fonctionnement normal est de l'ordre de 11mA. La tension redressée par un pont de diodes (cellule Siemens) avec condensateur en tête est convenablement filtrée. Elle est stabilisée au moyen d'une diode de Zener OAZ 2II, la tension de sortie est, ainsi, de -7V.

Evaluons le taux de stabilisation du montage :  $\frac{V_A}{V_e}$  ;  $V_A$  est la variation de la tension sur la diode de Zener et  $V_e$  la variation de la tension à la sortie de la cellule de redressement.

$$\frac{V_A}{V_e} = \frac{R_z}{R_I + R_2} \frac{I}{I + p \frac{R_I R_2 C}{R_I + R_2}} = \frac{R_z}{900} \frac{I}{I + 0,03p}$$

(\*) Nous avons indiqué, au paragraphe 2.I.3.I. qu'il est utile d'avoir  $k$  proche de 1 : en effet, les perturbations telles que  $\Delta V'$  (perturbations intervenant sur la tension aux bornes de l'électro-aimant) sont d'autant plus atténuées que  $k$  est élevé, ce qui est très important.

Une variation de  $\pm 5\%$  du secteur donne avec ce dispositif, une variation de  $\pm 2,5\text{mV}$  de  $V_A$ .

Grâce au condensateur en tête et au faible débit, l'ondulation résiduelle est négligeable au niveau de la diode de Zener.

Le courant dans les résistances est de l'ordre de  $15\text{mA}$ , le courant dans la diode de Zener variera donc de  $15\text{mA}$ , si l'alimentation secondaire ne débite pas, à  $4\text{mA}$  quand elle débite au maximum. La diode est donc toujours traversée par un courant suffisant et sa dissipation de puissance n'est jamais excessive.

#### E Amplificateur $T_1$

Il comporte un seul étage et utilise un transistor au germanium OC 77. Sa base est reliée au curseur du potentiomètre du pont diviseur et son émetteur aux diodes de Zener. Le signal de correction appliqué à l'étage  $T_2$  est prélevé aux bornes d'une résistance de  $3,3\text{ k}\Omega$  placée dans le collecteur circuit.

Nous avons vu que le pont diviseur permet d'obtenir une tension allant jusqu'à  $116\text{ V}$  : les trois diodes de Zener placées entre base et collecteur limitent la tension de sortie à  $100\text{V}$  au maximum et évitent que la tension CE de  $T_1$  dépasse une quarantaine de volts. Cette valeur est inférieure aux limites permises. Grâce à la commutation de tension de référence, cette tension maximum de CE est supérieure ou égale à la valeur nécessaire pour un bon fonctionnement de régulation.

La diode placée entre base et émetteur protège la jonction correspondante lors de la mise sous tension du dispositif. Le condensateur de  $0,2\mu\text{F}$  placé entre la résistance de  $3,3\text{ k}\Omega$  et la borne positive de l'alimentation de puissance, évite toute oscillation de la régulation.

## F Circuits de Sécurité

On a placé un relais de protection en parallèle sur les transistors ballasts. Il déclenche dès que la tension moyenne dépasse 23V . Il permet d'éviter les risques de surtension sur ces étages et de dissipation exagérée des transistors de puissance, et donc supprime toute régulation.

Le temps de réponse d'un relais étant relativement long, il est nécessaire d'assurer une protection supplémentaire plus rapide. Pour cela, on place trois diodes de Zener entre le collecteur et l'émetteur du transistor OC 77 de l'étage ballast, ce qui évite toute surtension sur cet étage. On doit protéger alors la jonction base-émetteur de ce transistor, au moyen d'une diode de Zener placée entre sa base et le point de sortie de l'étage ballast. Le débit du transistor  $T_I$  est alors limité par une résistance de 2,2k $\Omega$  placée entre son collecteur et sa résistance de charge (3,3k $\Omega$ ).

### 2.2. APPAREILLAGE COMPLEMENTAIRE

Cet appareillage nous permet d'obtenir un signal de résonance magnétique nucléaire ; une fois le champ  $H_c$  produit, il est basé sur l'utilisation de la méthode autodyne. Il comporte un oscillateur et un système détecteur.

Il comprend également les bobines qui produisent le balayage du champ magnétique, et permettent d'observer l'ensemble du phénomène.

#### 2.2.I. Oscillateur

Il est de type "Clapp" à tube, avec circuit résonnant série dans la grille. L'échantillon à étudier situé dans l'entrefer de l'électro-aimant est placé à l'intérieur de la self du circuit résonnant.

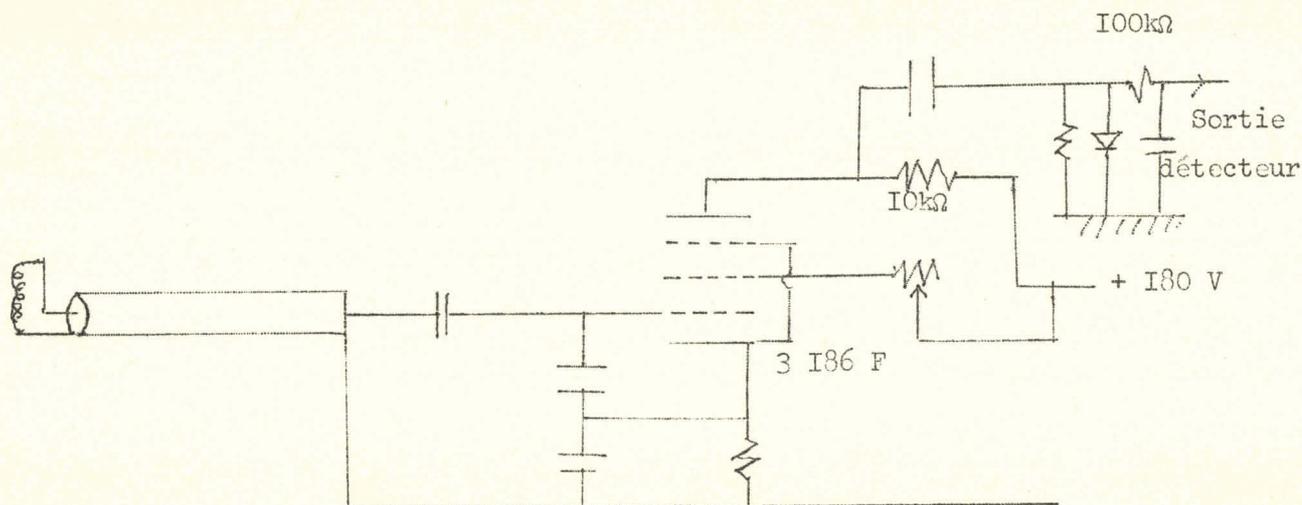


Figure I7

L'existence du phénomène de résonance magnétique nucléaire provoque une absorption d'énergie dans l'échantillon, donc une diminution du coefficient de qualité de la self du circuit. (Ceci se produit quand la condition  $\frac{\omega_0}{H_0} = \gamma$  est réalisée (voir annexe I).

La grille écran du tube oscillateur est alimentée par l'intermédiaire d'un rhéostat, afin de régler l'oscillateur à sa limite d'oscillation ; de cette façon, une faible variation du coefficient de qualité Q de la self provoque une variation décelable de l'amplitude de l'oscillation.

La fréquence d'oscillation est d'autant plus stable que le circuit résonnant est formé d'éléments statiques : en particulier, il faut que les capacités de réaction soient élevées par rapport aux capacités parasites du tube.

Comme le signal de résonance est d'amplitude très faible, il est indispensable de blinder l'oscillateur, d'alimenter le filament à l'aide d'une batterie et de fournir la H.T. par des piles (2 piles de 90 V en série).

L'échantillon est placé dans l'entrefer de l'électro-aimant à l'intérieur de la self du circuit résonnant : il est utile de raccourcir au maximum la liaison entre cette self et le reste de l'oscillateur.

Le montage se présente alors de la façon suivante : l'échantillon composé d'une solution de nitrate ferrique, est placé dans un cylindre de téflon, autour duquel nous avons bobiné la self du circuit résonnant. Le coefficient de qualité de cette bobine est de 150. Le montage précédent est tenu par un cylindre de laiton qui peut coulisser et tourner à l'intérieur de l'entrefer de l'électro-aimant. Le cylindre de laiton est relié à la masse du reste du montage et à une des extrémités du bobinage. Il réalise une liaison sous forme coaxiale entre le bobinage et le reste du circuit oscillant.

L'oscillateur est solidaire du cylindre de laiton.

La rotation de l'ensemble de l'oscillateur et de la self suivant un axe perpendiculaire à celui des bobines de l'électro-aimant permet d'éliminer pratiquement toute induction de 50 Hz; Comme le tube oscillateur est très près de l'entrefer, il est protégé par un blindage magnétique.

La fréquence de l'oscillateur est de 18,807 kHz, dans ces conditions, le signal de résonance nucléaire est obtenu pour une tension d'alimentation de l'électro-aimant voisine de 90V.

### 2.2.2. Système détecteur

Ce montage est placé sur la même plaquette que l'oscillateur; c'est un détecteur parallèle.

La diode de détection est disposée de manière que la tension moyenne obtenue sur le condensateur de filtrage HF soit négative, ceci permet de polariser très facilement l'étage adaptateur d'impédance à transistor PNP nécessaire pour l'utilisation du signal détecté.

### 2.2.3. Balayage

Le champ de balayage est produit par deux bobines disposées de part et d'autre de l'échantillon sensiblement en position d'Helmutz afin d'assurer une bonne homogénéité du champ au niveau de l'échantillon.

La relation champ courant est  $H_g = 3,8 I_A$ . Le courant est fourni par le secteur et réglé à l'aide d'un autotransformateur variable.

### Conclusion

Le dispositif décrit permet d'observer le signal de résonance pendant une durée de plusieurs minutes, le balayage étant de l'ordre de 10 G crête à crête. Cependant, de nombreuses dérives gênent l'observation prolongée du signal. Nous utilisons alors, un asservissement de type échantillonné dont nous allons décrire la réalisation, réalisation qui correspond à la théorie du Ier Chapitre.

## 2.3. TECHNOLOGIE DE L'ASSERVISSEMENT ECHANTILLONNE

### 2.3.I. Dérivateur, Figure I8, Elément I

Il est attaqué par le signal provenant du détecteur. Il comprend :

- un adaptateur d'impédance  $T_3, T_4$ , du type "Darlington".

$T_3$  est polarisé par la composante continue de la tension issue du détecteur.

- un dérivateur opérationnel  $T_5$ .

Le gain de l'adaptateur est voisin de 1 ; son impédance de sortie est inférieure à 100. La courbe de réponse de l'ensemble  $T_3, T_4, T_5$  est donnée, figure I8 Bis. La fréquence limite supérieure de fonctionnement du dérivateur est de 630 Hz.

Le fondamental du signal détecté est à 100 Hz ; à cette fréquence, le gain du dispositif est de  $-16j$ .

La résistance de  $4,7k\Omega$  placée dans le circuit collecteur de  $T_4$  permet une observation correcte du signal à l'oscilloscope.

### 2.3.2. Amplificateur : Elément 2, Figure I9

Sa fonction est double :

a) amplifier le signal dérivé pour permettre une attaque correcte du trigger de Schmitt.

b) filtrer énergiquement la majorité des parasites et du bruit de fond superposés au signal après dérivation.

Il comporte :

- 2 étages  $T_6$ ,  $T_7$  couplés en continu, dotés d'une contre-réaction sélective.

- un étage de sortie sélectif  $T_8$  à faible gain (réglable de 0 à 10).

L'ensemble a un gain maximum voisin de 1 000 à 100Hz.

Sa courbe de réponse est donnée, figure I9 Bis, On y remarque l'atténuation importante pour les fréquences supérieures à 240Hz.

L'amplificateur ne sature pour des signaux de sortie de 11,5V crête à crête. Son impédance d'entrée est élevée. Le gain maximum de l'ensemble dérivateur amplificateur est de 16 000 à 100 Hz.

Fig.18 Elément I Dérivateur

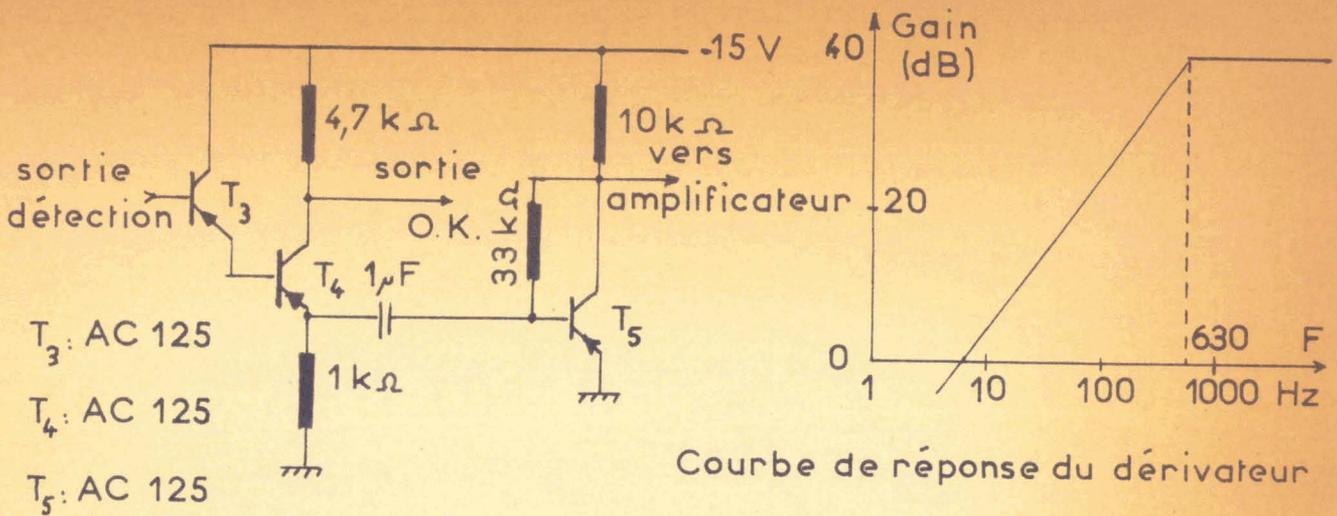


Fig.19: Elément II Amplificateur

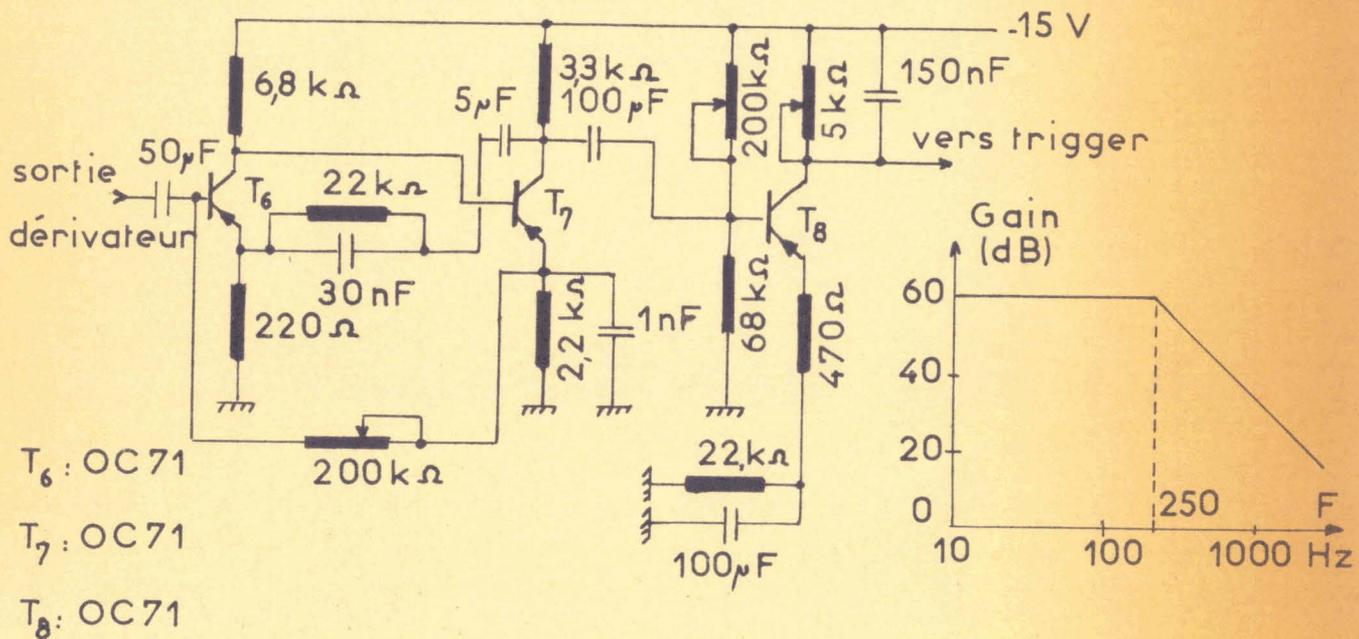
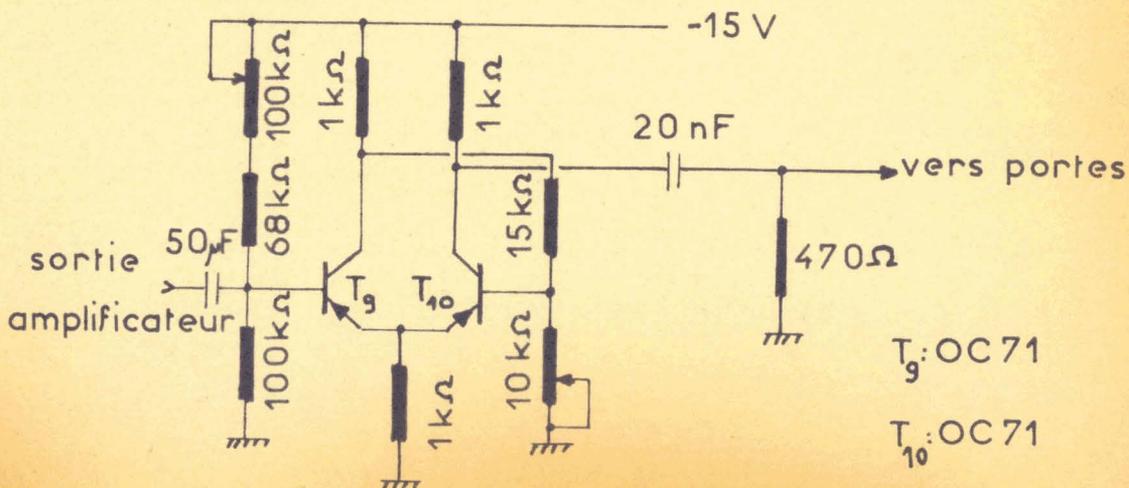


Fig.20: Eléments III et IV Trigger de Schmidt et dérivateur



BUS LILLE

### 2.3.3. Trigger de Schmitt, Figure 20

Il bascule pour des signaux positifs. Nous nous sommes arrangés lors de la mise au point des étages précédents (détecteur, dérivateur, amplificateur) pour que la dérivée soit d'abord positive.

Le premier seuil réglé par  $P_I$  est choisi pour que le trigger ne bascule pas, sur le bruit de fond. Le second ajusté par  $P_2$  est réglé de façon telle que le rebasculement ait lieu lorsque le signal dérivé est nul (maximum de la courbe de résonance).

Les signaux prélevés sur le collecteur de  $T_{IO}$  sont dérivés (élément 4) avec une constante de temps de 9,4 s. Les impulsions obtenues sont alternativement positives et négatives. Seules ces dernières seront utilisées ; elles correspondent au maximum du signal de résonance.

### 2.3.4. Portes : Elément 5, Figure 2I

Un dispositif à portes est utilisé afin de synchroniser les créneaux déclenchés par le signal de résonance, avec le champ de balayage.

Lorsque le champ de balayage est croissant,  $T_{II}$  est bloqué,  $T_{I2}$  conduit. En l'absence d'impulsions provenant du trigger,  $T_{I3}$  et  $T_{I4}$  sont bloqués ; les impulsions positives sont sans effet, les négatives saturant  $T_{I4}$ ,  $T_{I3}$  reste bloqué.

Les signaux recueillis sur le collecteur de  $T_{I4}$  sont injectés à une entrée du bistable (élément 9).

Lorsque le champ de balayage est décroissant,  $T_{I2}$  est bloqué,  $T_{II}$  conduit et les signaux recueillis sur le collecteur de  $T_{I3}$  sont injectés à la deuxième entrée du bistable.

2.3.5 Blocage et déblocage de  $T_{II}$  et  $T_{I2}$   
Eléments 6, 7 et 8, Figure 21

$T_{II}$  et  $T_{I2}$  doivent se bloquer et se débloquer aux extrémum du balayage. A partir du secteur, on obtient une tension déphasée de  $\pi/2$  (élément 6) par rapport au courant traversant les bobines produisant le champ de balayage ; celle-ci écrétée par diodes de Zener (élément 7) attaque un transistor déphaseur de  $\pi$  (élément 8).

Les créneaux recueillis sur l'émetteur de  $T_{I5}$  attaquent la base de  $T_{II}$  - ceux recueillis sur son collecteur attaquent la base de  $T_{I2}$ .

2.3.6. Bistable; Elément 9, Figure 22.

Ses deux entrées sont attaquées par les signaux venant de  $T_{I3}$  et  $T_{I4}$ . La tension prélevée sur le collecteur de  $T_{I7}$  est la tension en créneaux, de rapport cyclique variable et d'amplitude passant de 0 à -15V.

2.3.7. Adaptateur de valeur moyenne : Elément 10 , Figure 23

Il comprend :

- un adaptateur d'impédance à transistors ( $T_{I8}$ ,  $T_{I9}$ ) (type Darlington)
- un transformateur de rapport 1/4 dont le primaire est relié à la sortie du Darlington par un condensateur de 500 $\mu$ F.
- Un écréteur à diodes de Zener.

La valeur moyenne des signaux obtenus au secondaire du transformateur est nulle et leur amplitude maximum varie avec le rapport cyclique des créneaux. La réponse de l'ensemble est apériodique.

Fig.21 Eléments V VI VII et VIII

Portes et synchronisation

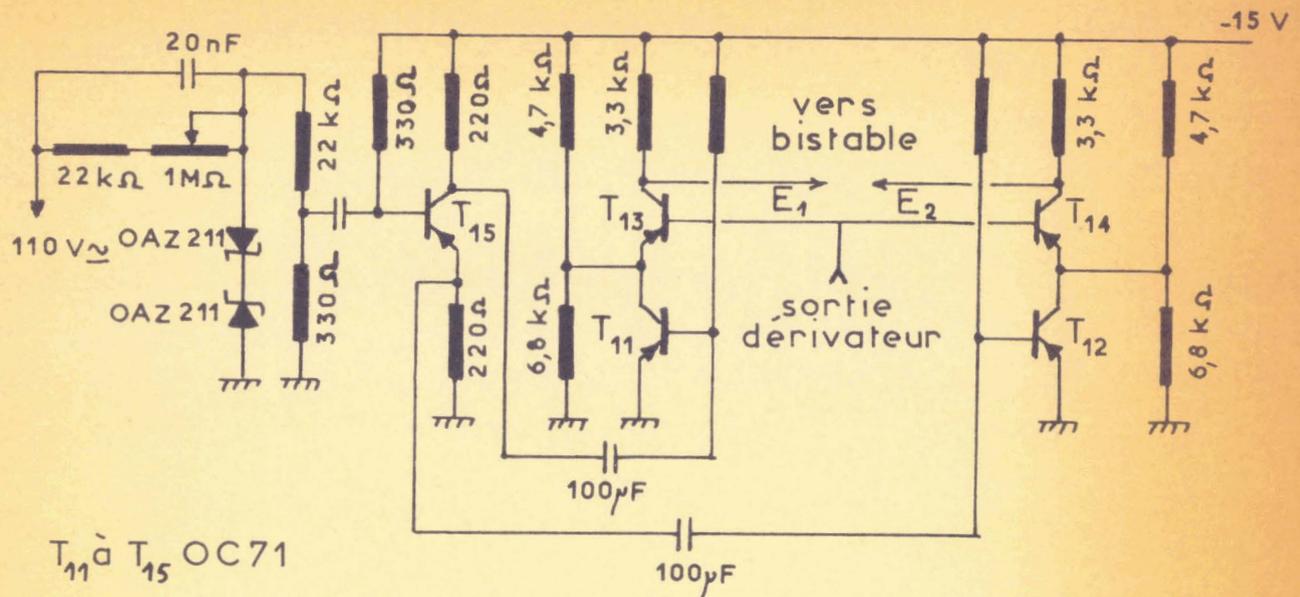
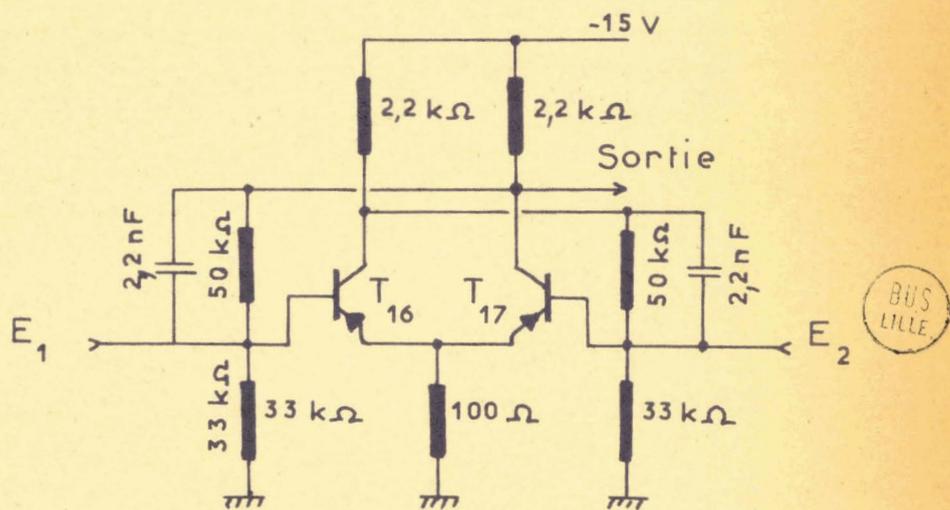


Fig.22 Elément IX

Bistable



T<sub>16</sub> et T<sub>17</sub> OC44

BUS LILLE

L'amplitude de la tension obtenue est donc limitée à  $-14,8\text{V}$  et  $+8,4\text{V}$ .

Lorsque le rapport cyclique est égal à 1, la valeur moyenne du signal est de  $-3,2\text{V}$ .

2.3.8. Dispositif de Production de Créneaux synchronisés sur le Champ de balayage et en phase avec lui : Eléments II et I2  
Figure 24

Il comprend :

- un déphaseur à cellule RC et à transformateur à point milieu (élément II), qui permet d'obtenir à partir de la tension secteur une tension en phase avec le champ de balayage et d'amplitude élevée ( $V \neq 220\text{V}$ ).

- un écréteur à diodes de Zener appareillées avec celles de l'élément IO.

La tension de sortie a une amplitude limitée à  $-14,8\text{V}$  et  $+8,4\text{V}$ .

Leur rapport cyclique est de 0,988.

2.3.9. Comparateur : Elément I3, Figure 25.

Les tensions à comparer sont prélevées aux bornes des deux ensembles de diode Zener. Ceux-ci sont réunis par l'intermédiaire de deux résistances de  $100\text{k}\Omega$  1 % et un potentiomètre de  $5\text{k}\Omega$ .

La tension résultante est prise sur le curseur du potentiomètre. Si  $V_I$  et  $V_2$  sont les tensions des deux séries de créneaux, et  $Y$  l'admittance vue entre curseur et masse,

Fig 23 : Elément 10

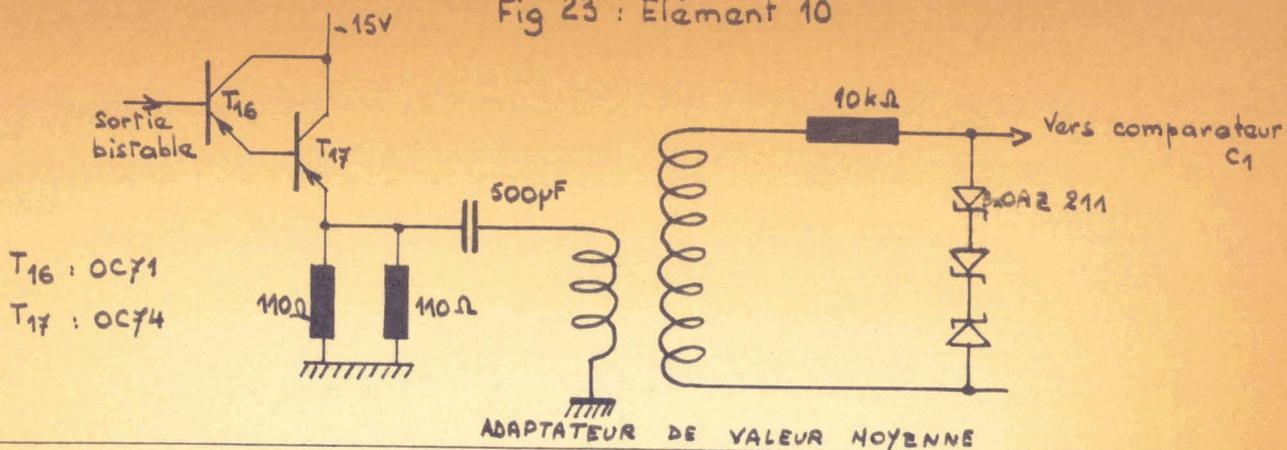
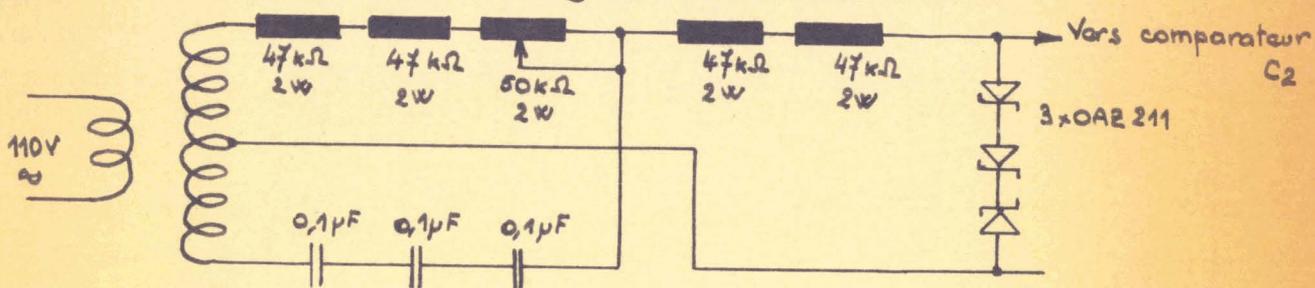
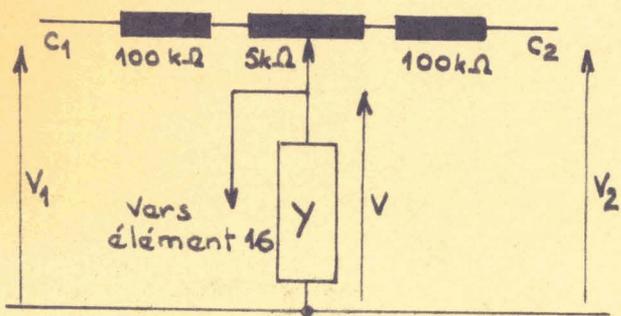


Fig 24 : Eléments 11 et 12



Production de créneaux synchronisés sur le champ de balayage

Fig 25 : Elément 13



COMPARATEUR

Fig 26 : Eléments 14 et 15

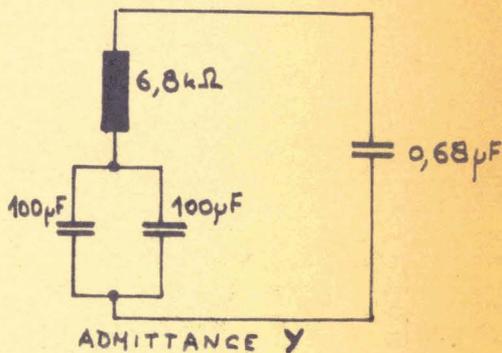


Fig 27 : Elément 16

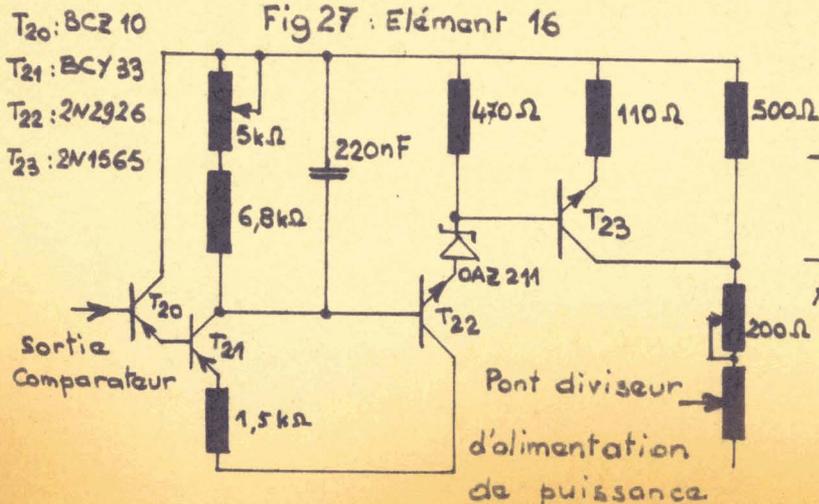
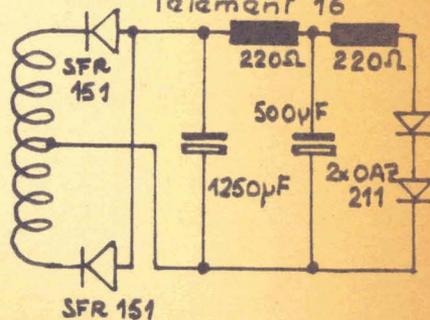


Fig 28 : Alimentation de l'élément 16



BUS LILLE

La tension aux bornes de l'admittance est donnée par :

$$V = \frac{V_1 + V_2}{2} \frac{I}{I + \frac{R}{2} Y} \quad (I2)$$

### 2.3.10. Fonction de Transfert : Eléments I4 et I5, Figure 26

L'admittance Y couplée aux résistances du comparateur réalise la fonction de transfert :

$$\frac{I + p\tau_1}{I + p\tau} \frac{I}{I + p\tau_2}$$

décrite au paragraphe I.2.

$\tau_1$  est sensiblement donné par :  $C = 200\mu F$

$$R_I = 6,8k\Omega$$

$\tau$  est sensiblement donné par :  $C = 200\mu F$

$$R_2 = 52,5k\Omega$$

$\tau_2$  est sensiblement donné par :  $C_2 = 0,68\mu F$

$$R_I = 6,8k\Omega$$

C est réalisé à l'aide de deux condensateurs électrochimiques de  $100\mu F$ . Ceux-ci ne fonctionnent dans de bonnes conditions que prépolarisés par une tension continue. Nous justifions de ce fait, la nécessité d'injecter au comparateur, des créneaux synchronisés sur le champ de balayage de valeur moyenne, non nulle. La polarité de la tension aux bornes de C reste constante jusqu'à une amplitude relativement élevée de l'erreur E, valeur qui ne se remarquera pas en régime régulier.

Le calcul complet des différentes constantes de temps est reporté en annexe 2.

2.3.II. L'amplificateur adaptateur : Elément I6, Figure 27

Il est composé de :

- un adaptateur d'impédance à transistors  $T_{20}$   $T_{21}$ , type Darlington.

. La base de  $T_{20}$  est polarisée à l'aide du signal obtenu à la sortie du comparateur. Cette tension vaut  $-3,2V$  en absence de signal d'erreur.

.  $T_{20}$  est un transistor PNP Silicium (BCZ 10). Il garde un gain en courant appréciable pour de faibles courants collecteurs.

.  $T_{21}$  est un transistor PNP Silicium (BCY 33)

. L'ensemble présente une résistance d'entrée de  $330k\Omega$  ; le gain en tension est de l'ordre de 4. La dérive thermique a été particulièrement étudiée (transistor au silicium, résistances d'émetteur et de base élevées).

- un adaptateur de valeur moyenne  $T_{22}$  (transistor 2N 2926NPN Silicium).

Les variations de tension injectées dans la base de  $T_{22}$  sont reportées intégralement aux bornes de sa résistance d'émetteur. La combinaison PNP ( $T_{20}$   $T_{21}$ ) NPN ( $T_{22}$ ) présente l'avantage de rendre la tension de sortie insensible aux variations de tension d'alimentation.

- un transistor  $T_{23}$  monté en résistance variable (voir le calcul de son gain annexe 4).

$T_{23}$  est placé en parallèle sur la résistance de  $500\Omega$  du pont diviseur de l'alimentation de l'électro-aimant. Ce transistor est polarisé de façon telle que la tension de sortie de l'alimentation puisse varier symétriquement de part et d'autre de la tension existant en absence de signal d'erreur (voir calcul fin annexe 4).

Le gain global A de l'ensemble  $T_{20}, T_{21}, T_{22}, T_{23}$  est de 20. Ce gain est le rapport entre les variations de tension aux bornes de l'électro-aimant et les variations de tension enregistrées à la sortie du comparateur.

### 2.3.I2. Alimentation de l'Elément I6, Figure 28.

L'alimentation de l'élément I6 ( $T_{20}, T_{21}, T_{22}$ ) est faite à l'aide d'un transformateur à point milieu attaquant deux diodes (redressement double alternance). La tension obtenue est fortement filtrée. Deux diodes Zener maintiennent la tension  $-15V$  à  $\pm 3.10^{-3}V$  pour des variations de tension secteur de  $\pm 5\%$ .

### 2.4. FONCTIONNEMENT

Ce paragraphe a pour but de préciser le fonctionnement réel de l'asservissement et les écarts éventuels avec la théorie.

Nous avons étalé les impulsions de correction pour éviter d'envoyer des signaux de grande amplitude sur l'alimentation de l'électro-aimant. Ceux-ci auraient été écrêtés, la valeur du paramètre  $\alpha$  s'en trouverait diminuée.

L'étalement est obtenu à l'aide de la constante de temps  $\tau_2$  (élément I5). Pour éviter que la correction ne se prolonge exagérément (diminution de la vitesse de réponse), la valeur de  $\tau_2$  a été choisie inférieure à la demi-période de balayage.

Le condensateur placé dans l'amplificateur (élément I6) introduit une nouvelle constante de temps  $\tau_3$  très courte (msec) destinée à limiter encore l'amplitude du signal de correction.

Grâce à ces précautions, l'écrétage du signal de correction est atteint pour une valeur de  $\Delta t$  de l'ordre de 1,5m.sec, ce qui permet la correction dans de bonnes conditions d'erreurs élevées.

2.4.I. Relations entre les variations de champ et la largeur des impulsions (la relation entre  $h$  et  $\frac{V_I + V_2}{2}$  est calculée en annexe 3,  $V_I$  et  $V_2$  étant les tensions injectées sur le comparateur).

La fonction de transfert liant les variations de champ aux paramètres de tension issus de la comparaison est :

$$h = \frac{K}{(1+p\tau)(1+p\tau_2)(1+p\tau_3)} \frac{V_I + V_2}{2} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \tau &= 10,3 \text{ sec} \\ \tau_2 &= 4 \cdot 10^{-3} \text{ sec} \\ \tau_3 &= 2 \cdot 10^{-3} \text{ sec} \end{aligned} \quad \begin{aligned} \frac{V_I + V_2}{2} &= V^* \text{ pendant la durée } \Delta t \text{ de} \\ &\text{l'impulsion de correction} \\ &= 0 \text{ après son passage.} \end{aligned}$$

En limitant au 4ème ordre le développement en série des termes exponentiels, la réponse d'une telle fonction pendant la durée  $\Delta t$  de l'impulsion, est

$$K V^* \frac{\Delta t^3}{\sigma \tau_2 \tau_3} \left[ 1 - \Delta t \frac{\tau_2 + \tau_3}{4 \tau_2 \tau_3} \right]$$

En comparant cette relation à celle obtenue dans le système du 1er ordre ( $KV^{\#} \frac{\Delta t}{t}$ ), il apparaît que le rapport :

$$\frac{\frac{\Delta t^3}{\sigma \tau_2 \tau_3}}{\frac{\Delta t}{\tau}} \left[ I - \Delta t \frac{\tau_2 + \tau_3}{4 \tau_2 \tau_3} \right]$$

est de l'ordre de 5 % pour  $\Delta t \neq 2$  m.sec et décroît avec  $\Delta t$ .

Ce résultat montre que nous pourrions toujours négliger la variation du champ pendant la durée de l'impulsion de correction.

Après le passage de l'impulsion, la réponse est :

$$KV^{\#} \frac{I}{\tau} \left[ \Delta t e^{-t/\tau} - \frac{I}{\tau_2 - \tau_3} \left[ \tau_2^2 (I - e^{-\Delta t/\tau_2}) e^{-t/\tau_2} - \tau_3^2 (I - e^{-t/\tau_3}) \right] e^{-t/\tau_3} \right]$$

BUS  
LILLE

A un signal d'erreur de faible amplitude correspond une impulsion de correction de faible largeur. Dans cette hypothèse (justifiée en fonctionnement normal) nous pouvons considérer que le temps séparant la fin d'une impulsion de correction du signal de résonance suivant est sensiblement constant et égal à 10m.sec.

On remarque de plus, que :

$$\tau_2^2 (I - e^{-\Delta t/\tau_2}) \geq \tau_3^2 (I - e^{-\Delta t/\tau_3})$$

suivant la valeur de  $\Delta t$ .

Au bout de 10m.sec (1 séquence d'échantillonnage), nous avons :

$$\cdot e^{-t/\tau_2} < 0,1$$

$$\cdot e^{-t/\tau_3} < 0,01$$

$$\cdot e^{-t/\tau} \neq 1$$

La réponse devient :

$$KV^{\#} \frac{1}{\tau} \left[ \Delta t - \frac{\tau_2^2}{\tau_2 - \tau_3} (1 - e^{-\Delta t/\tau_2}) e^{-t/\tau_2} \right]$$

L'hypothèse d'erreur d'amplitude faible permet d'utiliser le développement limité au 1er ordre de  $e^{-\Delta t/\tau_2}$ .

Il vient :

$$K \frac{V^{\#}}{\tau} \left[ \Delta t - \frac{\tau_2^2}{\tau_2 - \tau_3} \frac{\Delta t}{\tau_2} e^{-t/\tau_2} \right]$$

et en définitive :

$$k = KV^{\#} \frac{\Delta t}{\tau} \left[ 1 - \frac{\tau_2}{\tau_2 - \tau_3} e^{-10/\tau_2} \right]$$

$$\text{au bout de 20m.sec } e^{-t/\tau_2} < 0,01 \quad e^{-t/\tau} \neq 1$$

$$K = KV^{\#} \frac{\Delta t}{\tau}$$

Avec les notations du chapitre I, et en posant  $b = \frac{\tau_2}{\tau_2 - \tau_3} e^{-10/\tau_2}$

Rappelons que :

$$\beta = \frac{KV^{\#}}{\tau}, \text{ que } \frac{\Delta t}{E} = \alpha = \frac{10}{\pi \Delta H}$$

et que  $\alpha = a\beta$

$$\text{au bout de } 10\text{m.sec } \frac{h}{E} = \alpha (1 - b) \quad (14)$$

$$\text{au bout de } 20\text{m.sec } \frac{h}{E} = \alpha \quad (15)$$

En résumé, la correction se prolonge sur une période entière du balayage.

La variation de champ est négligeable pendant la durée des impulsions de correction et donc, le taux de correction est identique pour toutes les séquences d'échantillonnage (dans le cas d'impulsions de correction de faible largeur).

#### 2.4.2. Réponse du système à un échelon d'erreur $E_0$

Les relations précédentes (14 et 15) montrent que la variation de champ due à une impulsion de correction s'étend sur 20m.sec (2 séquences d'échantillonnage). Il en résulte que, pendant une séquence d'échantillonnage, la correction dépend des erreurs existantes lors des dernier et avant dernier signaux de résonance.

En conservant le formalisme adopté lors de l'étude théorique et en faisant l'hypothèse du bloqueur d'ordre "zéro", nous pouvons écrire :

$$E'_0 = E_0 - E_0 \alpha (1 - b) \quad (16)$$

$$E_I = E'_0 - E'_0 \alpha(I - b) - \alpha b E_0 \quad (I7)$$

$$= E_0 - \alpha(E_0 + E'_0) + \alpha b E'_0$$

$$E_n = E_0 - \alpha \sum_{i=0}^{(n-1)'} E_i + \alpha b E'_{n-1} \quad (I8)$$

Cette fonction a été programmée sur calculateur numérique et a donné pour différentes valeurs de  $\alpha$  et pour  $b = 0,17$ , les résultats indiqués par la figure 29.

Ces résultats montrent, que pour  $\alpha = 1$ ; la correction est moins bonne que dans le cas du 1er ordre : vitesse de réponse plus faible (valeur finale atteinte après oscillation).

Pour  $\alpha = 0,9$ , le temps de réponse est sensiblement identique à celui du système du 1er ordre.

La fonction diverge pour  $\alpha > 3$ , alors que dans le 1er ordre ceci se produit pour  $\alpha > 2$ .

Nous démontrons, ainsi, que l'adjonction de constante de temps de faible valeur par rapport à la durée d'une demi-période de balayage ne modifie pratiquement pas les qualités de l'asservissement.

Cette adjonction présente la particularité de ne provoquer que des variations de champ négligeable pendant la durée de l'impulsion de correction si celle-ci est de courte durée par rapport à la constante de temps la plus faible.

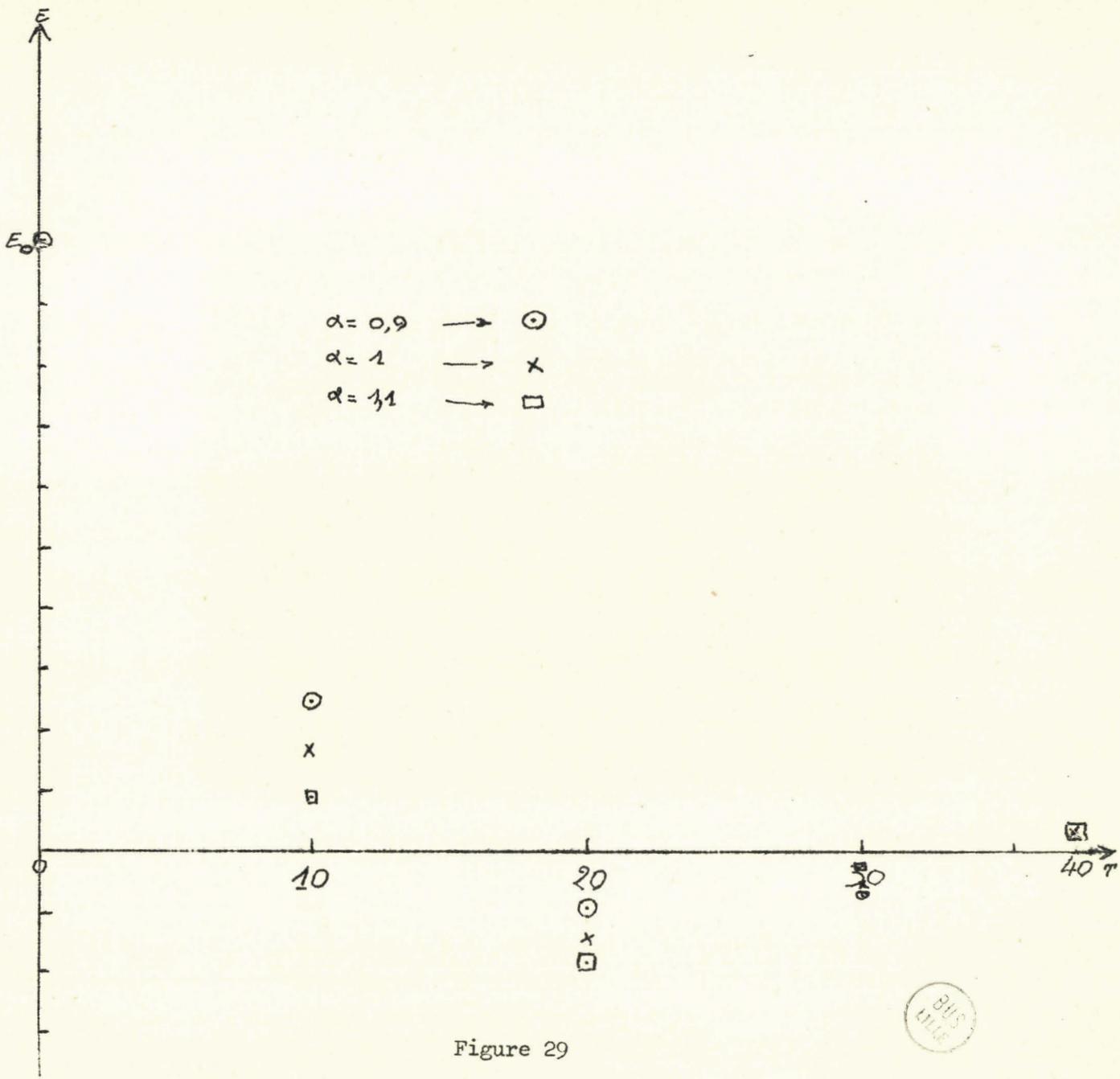


Figure 29

Réponse du système à un échelon unité, pour 3 valeurs de  $\alpha$  et pour  $b = 0,17$

En particulier, si les temps de montée des créneaux que l'on compare ne sont pas identiques, les variations de tension issues de ces comparaisons ne produiront que d'infimes variations instantanées de champ. Si les créneaux comparés ne sont pas d'amplitudes rigoureusement égales, nous enregistrons aussi des variations instantanées du champ. Toutes ces variations provoquent un léger décalage de tous les signaux de résonance par rapport au passage au "zéro" du balayage ; la variation moyenne du champ reste nulle, les signaux de résonance restent équidistants.

Remarque :

Si l'on désire un réglage permanent du rapport  $\frac{\omega_0}{H_0}$  à une valeur un peu différente de  $\alpha$ , il suffit de modifier en conséquence le rapport cyclique des créneaux synchronisés sur le champ de balayage.

#### 2.4.3. Etude de la valeur finale de l'erreur en fonctionnement réel

Jusqu'à présent, nous avons négligé la perte de charge de la cellule d'intégration au cours du temps (hypothèse du bloqueur d'ordre zéro).

Dans ces conditions, les études effectuées précédemment montraient que la valeur finale de l'erreur était nulle.

En tenant compte de la perte de charge de la cellule d'intégration, la valeur finale n'est pas nulle. Cette perte de charge est en réalité très faible ; elle peut, en général, être négligée sauf à partir de l'instant où les erreurs sont devenues très faibles. (La perte de la cellule pendant une séquence d'échantillonnage provoque une erreur qui se superpose à celle qui intervient sur le signal de résonance suivant cette séquence).

Dans ce cas, on peut écrire :

$$E_n = E'_{n-1} - E'_{n-1} \alpha(I - b) - \alpha b E_{n-1} + E_0 \frac{T_0}{2\tau}$$

équation déduite de (I2) où  $E_0 \frac{T_0}{2\tau}$  représente la variation de champ correspondant à la perte de charge pendant la séquence de correction précédant la (n + 1)ème période de balayage.

- les pertes de charge sur les quantités  $\alpha(I - b) E'_{n-1}$  et  $\alpha b E_{n-1}$  sont négligeables par rapport à  $E_0 \frac{T_0}{2\tau}$

- la valeur finale de l'erreur  $E_f$  sera atteinte lorsque les erreurs consécutives  $E_{n-1}$ ,  $E'_{n-1}$  et  $E_n$  seront égales.

Dans ces conditions, la relation précédente s'écrit :

$$E_f = E_f - \alpha E_f (I - b) - \alpha b E_f + E_0 \frac{T_0}{2\tau}$$

$$\alpha E_f = E_0 \frac{T_0}{2\tau}$$

$$\frac{E_f}{E_0} = \frac{T_0}{2\alpha\tau} \quad (I9)$$

On voit alors que  $E_f$  sera d'autant plus faible que la constante de temps d'intégration est élevée ce qui justifie notre hypothèse du bloqueur d'ordre 0.

Nous avons choisi :  $\tau \neq 10 \text{ sec}$ , de plus  $\alpha \neq 1$  et  $\frac{T_0}{2}$  vaut 10m.s dans ces conditions :

$$\frac{E_f}{E_0} \neq 10^{-3}$$

#### 2.4.4. Mise en Marche

Lors de la recherche de la raie, seuls les créneaux synchronisés sur le balayage existent. La tension moyenne issue du comparateur est très faible par rapport à la valeur normale de fonctionnement, et ses variations instantanées sont gênantes.

De ce fait, un interrupteur permet de connecter la sortie du comparateur par l'intermédiaire d'un pont diviseur à l'alimentation de l'élément I6. La tension envoyée sur la sortie du comparateur est de -3,2V. Lorsque le signal de résonance est obtenu, l'interrupteur est ouvert, la stabilisation entre en action.

#### 2.4.5. Réglage de $\alpha$

La valeur de  $\alpha$  peut être modifiée à volonté par action sur l'amplitude du champ de balayage (cette amplitude est réglée par auto-transformateur variable)

$$\alpha = \frac{I_0}{\pi} \frac{-I}{\Delta H} \frac{V_{\text{re}}}{\tau} \quad K = \frac{3,6}{\Delta H}$$

pour obtenir une valeur de  $\alpha$  de l'ordre de 0,9,  $\Delta H$  est choisi de l'ordre de 4G. Une telle amplitude de balayage donne des impulsions de 0,8m.sec/G.

L'hypothèse d'impulsions de faible largeur est alors parfaitement justifiée car des variations de champ de 1G entre deux signaux de résonance sont improbables en régime normal.

Problème posé par le bruit de fond affectant le signal de résonance :

Le bruit de fond se superpose au signal de résonance et provoque, en particulier, des déplacements dans le temps de son maximum.

Ce déplacement fait apparaître un signal de correction parasite alors que  $\delta$  n'a pas varié. Il en résulte, pour le signal de résonance suivant, une variation de  $\delta$  que l'asservissement va compenser. Cette variation instantanée sera d'autant plus faible que le bruit de fond sera réduit.

### C H A P I T R E 3

#### PERFORMANCES DU DISPOSITIF ET AMELIORATIONS POSSIBLES

##### 3.I. PERFORMANCES

Les essais que nous avons effectués ont pour but :

- de mesurer la dérive dans le temps du rapport  $\frac{\omega_0}{H_0}$
- de mesurer la valeur finale de l'écart de  $\frac{\omega_0}{H_0}$  à la suite d'une perturbation permanente
- de montrer l'influence sur le rapport  $\frac{\omega_0}{H_0}$  de différentes perturbations parasites (variations du secteur, du débit de l'eau de refroidissement, du débit de ventilation des transistors de puissance).

##### 3.I.I. Dérive dans le temps du rapport $\frac{\omega_0}{H_0}$ (enregistrement I)

Nous ne pouvons mesurer directement les variations de  $\frac{\omega_0}{H_0}$

Lorsque  $\frac{\omega_0}{H_0}$  est différent de  $\alpha$ , les signaux de résonance ne sont plus équidistants. Il en résulte une variation du rapport cyclique des créneaux déclenchés par ces signaux.

La comparaison de ces créneaux avec ceux synchronisés sur le balayage fournit des impulsions dont la largeur est liée à  $\delta = \frac{\omega_0}{H_0} - \gamma$ .

La figure 30 reprend une partie du schéma du comparateur.

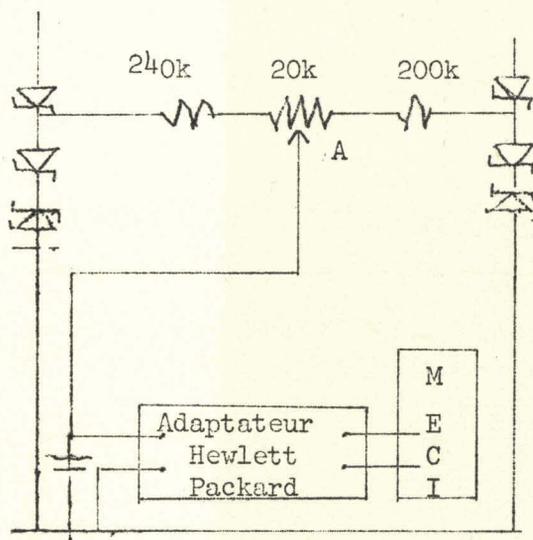


Figure 30

Un second système de comparaison est introduit entre P et Q (cette méthode rend la mesure indépendante des dérives thermiques des diodes du comparateur) ; la tension prélevée entre A et M est caractéristique de  $\delta$  ; elle est appliquée après intégration et adaptation d'impédance à un enregistreur M.E.C.I.

Dans les conditions de l'expérience, une variation de tension sur l'enregistreur de 30mV correspond à une variation de  $\frac{\omega_0}{H_0}$  égale à  $10^{-5}$ , lorsque l'amplitude maximum du champ de balayage est réglée à 4G ( $\alpha \neq 0,9$ ).

L'enregistrement fait apparaître une dérive de  $\frac{\omega_0}{H_0}$  de l'ordre de  $10^{-6}$  par heure, à condition que la température de l'eau de refroidissement des bobines n'évolue pas et après, que l'ensemble ait atteint son équilibre thermique (voir remarque).

### 3.I.2. Valeur finale de l'écart de $\frac{\omega_0}{H_0}$ à la suite d'une perturbation permanente

Le dispositif expérimental est le même que précédemment ; nous introduisons, à l'aide du potentiomètre réglant la tension sur l'électro-aimant, une variation de tension de  $5 \cdot 10^{-3}$ . Il en résulterait sans régulation, une variation de  $H_0$ , donc de  $\frac{\omega_0}{H_0}$  de  $5 \cdot 10^{-3}$ .

Enregistrement I : dérive de  $\frac{\omega_0}{H_0}$  en fonction du temps

en x : t = 2,5 min/division

en y :  $\frac{\Delta}{\gamma} = 10^{-6}$ /division



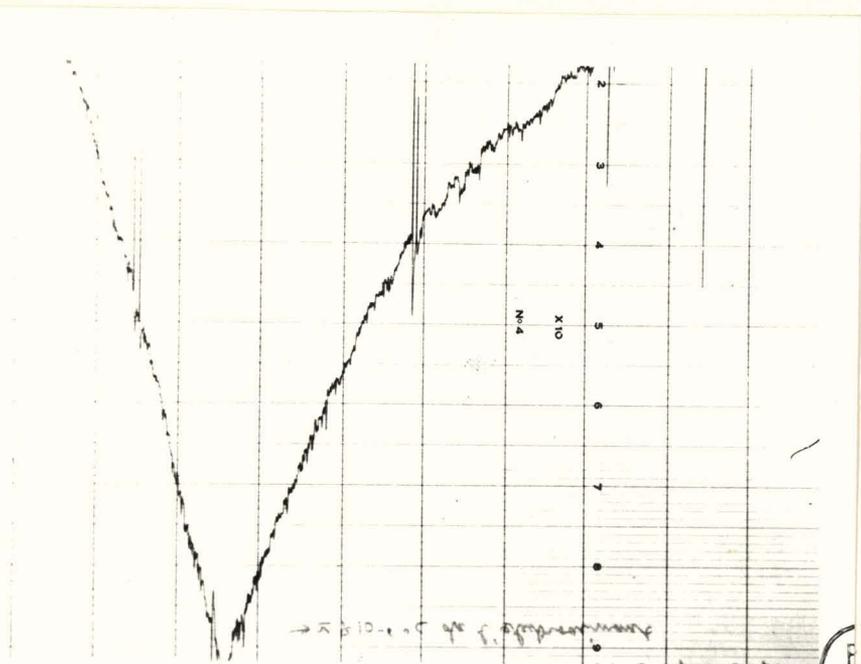
BUS  
LILLE

Enregistrement II : dérive de  $\frac{\omega_0}{H_0}$  en fonction du temps, l'eau de refroidissement des bobines de

l'électro-aimant étant coupée puis rétablie (point de rebroussement) la variation de température de la culasse est de 1,4°C.

en x : t = 2,5min/division

en y :  $\frac{\delta}{\gamma} = 10^{-6}$ /division



BUS  
LILLE

L'enregistrement indique une variation de  $\frac{\omega_0}{H_0}$  de l'ordre de  $5 \cdot 10^{-6}$ . Valeur qui correspond à celle donnée par la théorie (paragraphe 2.4.3.).

### 3.1.3. Influence des perturbations parasites

#### a) Variation de la tension secteur

Le dispositif est le même que précédemment. Une variation de la tension Secteur de  $\pm 5\%$  provoque une variation de  $\frac{\omega_0}{H_0}$  à peine détectable (de l'ordre de  $10^{-7}$ ).

#### b) Variation de la température de l'électro-aimant (enregistrement 2)

L'électro-aimant est refroidi à l'aide d'une circulation d'eau. En arrêtant puis en rétablissant celle-ci, on observe une dérive en fonction du temps de  $\frac{\omega_0}{H_0}$  ( $7 \cdot 10^{-6}$  par °c. de variation de température de la culasse de l'électro-aimant).

#### c) Variation du débit de ventilation des transistors de puissance

Les transistors ballast de l'alimentation des bobines sont refroidis par air pulsé. Une variation du débit d'air de l'ordre de 10% entraîne une variation très notable de température des transistors de puissance dont les effets sur  $\frac{\omega_0}{H_0}$  ne peuvent être détectés.

Remarque :

L'appareillage est directement utilisable dès sa mise en fonctionnement, avec de bonnes performances.

Le signal de résonance est immédiatement stabilisé au centre de l'écran de l'oscilloscope d'observation ; la dérive de  $\frac{\omega_0}{H_0}$  est en effet, inférieure à  $7.10^{-6}$  pendant les 10 premières minutes de fonctionnement et de  $2,5.10^{-6}$  pendant les 10 minutes suivantes. La période de fonctionnement stable est alors à peu près atteinte.

3.2. AMELIORATIONS POSSIBLES

Des améliorations sensibles peuvent être apportées aux performances de l'appareillage.

Il a été démontré, au paragraphe 2.4.3., que la valeur finale de l'erreur était :  $E_f = E_0 \frac{T_0}{2\alpha\tau}$  ;  $E_f$  sera d'autant plus réduit que  $T_0$  sera faible ou  $\tau$  élevé ;  $\alpha$  étant déterminé par les conditions optima de fonctionnement ( $\alpha \neq 1$ ).

1 - Augmentation de la constante de temps d'intégration  $\tau$

L'augmentation de  $\tau$  exige un amplificateur à grand gain. L'emploi d'un amplificateur opérationnel serait conseillé.

2 - Diminution de la période de balayage  $T_0$

L'augmentation de la fréquence de balayage diminue  $E_f$  ; elle est intéressante dans le cas de dérives rapides. Elle exige la réalisation d'un générateur sinusoïdal de forte puissance pour alimenter les bobines de balayage.

C O N C L U S I O N

Nous venons d'exposer la théorie et de décrire la réalisation d'un asservissement échantillonné, non linéaire destiné à maintenir au centre de l'écran de l'oscilloscope d'observation une raie de résonance nucléaire magnétique.

Nous avons montré, au paragraphe I.3., que l'écart du maximum du signal de résonance par rapport au "zéro" du champ de balayage est fonction de la quantité  $\delta = \frac{\omega_0}{H_0} - \gamma$ . Cet écart se caractérise sur l'écran de l'oscilloscope par un déplacement du signal de résonance vers la droite ou vers la gauche suivant le signe de l'erreur.

Si le champ de balayage est de 8 Gauss, crête à crête (valeur donnant les meilleures performances du dispositif) une dérive de  $\frac{\omega_0}{H_0}$  de  $10^{-6}$  correspondant à un déplacement du maximum du signal de résonance de 0,6 % de la longueur de l'écran de l'oscilloscope.

Nous avons obtenu des dérives de  $\frac{\omega_0}{H_0}$  de :

$7 \cdot 10^{-6}$  pendant les 10 premières minutes de fonctionnement  
 $2,5 \cdot 10^{-6}$  pendant les 10 minutes suivantes  
 $10^{-6}$  par heure, lorsque le système a atteint son équilibre thermique.

De plus, les variations de la tension secteur provoquent des variations du rapport  $\frac{\omega_0}{H_0}$  de l'ordre de  $10^{-7}$ .

Ce type d'asservissement présente, ici, l'avantage très appréciable d'utiliser comme grandeur de référence le rapport gyromagnétique. Cette grandeur est, par définition, stable, puisqu'elle est une constante physique, et la stabilité du signal de résonance n'est donc pas limitée par celle de la référence utilisée.

Il évite l'emploi d'une alimentation stabilisée en courant pour alimenter l'électro-aimant fournissant  $H_0$  dont la réalisation est très délicate quand on recherche une bonne stabilité et qui ne tient pas compte de dérives intervenant entre le courant et le champ (modification de l'entrefer de l'électro-aimant par échauffement, présence de champ parasite variable dans le temps).

Une fois obtenu, il est très facile de conserver le signal de résonance puisque c'est sa présence qui assure la régulation.

Un dernier avantage, présenté par notre asservissement, est de transformer le signal d'erreur en impulsions dont la durée varie avec  $\delta$  ; ceci évite, en effet, les problèmes posés ordinairement par le traitement de tensions continues ou lentement variables comme c'est le cas pour les asservissements de type classique.

L'inconvénient de notre dispositif est de ne pas corriger immédiatement une dérive de  $\frac{\omega_0}{H_0}$ , la correction intervient, en effet, après la production du signal de résonance suivant l'arrivée de cette dérive ; mais cet inconvénient est important uniquement pour une dérive d'amplitude très importante intervenant en moins d'une demi-période de balayage, ce qui n'est pas le cas en fonctionnement normal.

Nous avons donc réalisé un dispositif automatique fonctionnant suivant un principe original qui le classe dans la catégorie des systèmes échantillonnés non linéaires.

Nous nous sommes, par ailleurs, efforcés d'en rechercher les lois théoriques de fonctionnement et l'analyse que nous en donnons ici a été vérifiée d'une manière satisfaisante par les essais systématiques que nous avons effectués.

A N N E X E I

RAPPEL CONCERNANT LA RESONANCE MAGNETIQUE

NUCLEAIRE

I. Rappel théorique

L'étude spectroscopique des corps conduit à attribuer à certains noyaux un moment cinétique de rotation sur eux-mêmes  $\vec{A}$  ; ce moment a pour valeur  $I/2$  ou un multiple de  $I/2$  lorsqu'on prend comme unité  $\frac{h}{2\pi}$  :  $A = \frac{ih}{2\pi}$  ;  $i$  est appelé le spin nucléaire. Ce mouvement, entraînant des charges, produit un moment magnétique nucléaire  $\vec{\mu}$  proportionnel et colinéaire à  $\vec{A}$ .

Considérons un ensemble de spins nucléaires appartenant au même échantillon, et soumis à un champ magnétique constant  $H_0$  ; l'étude faite par BLOCH, permet de voir que les moments magnétiques  $\mu$  précessionnent autour de  $H_0$  avec une vitesse angulaire  $\omega_0 = \gamma H_0$  (où  $\gamma$  est le rapport gyromagnétique  $= \mu/A$ ) constante, quelque soit l'angle de  $\vec{A}$  par rapport à  $H_0$  (figure 3I). La fréquence, correspondant à  $\omega_0$ , est appelée fréquence de Larmor. La répartition statistique des spins autour de  $H_0$  conduit alors à un moment magnétique macroscopique dont l'angle moyen, avec  $H_0$ , est nul.

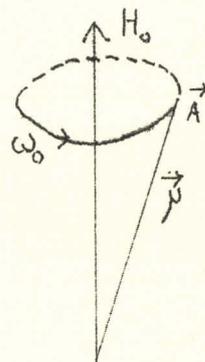


Figure 3I

BLOCH a montré que l'application suivant un axe perpendiculaire à  $H_0$ , d'un champ haute fréquence  $H_1$ , d'amplitude très inférieure à celle de  $H_0$ , et de pulsation  $\omega_0$ , amène le moment magnétique macroscopique dans le plan perpendiculaire à  $H_0$  ; ce moment tourne dans ce plan avec la vitesse angulaire  $\omega_0$  (figure 32)

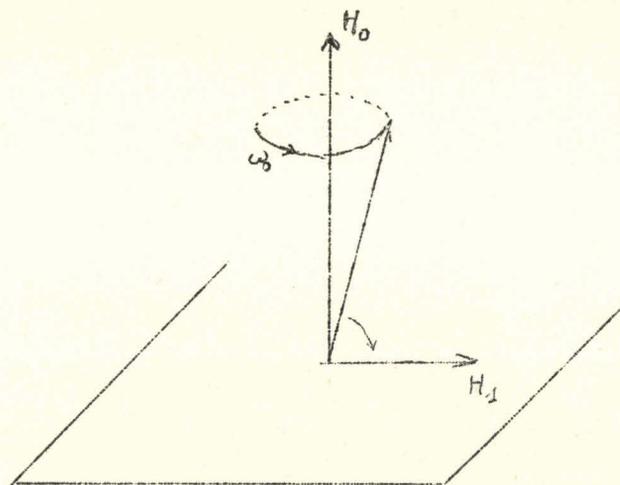


Figure 32

## 2. Méthode d'observation

Dans la méthode de BLOCH, une bobine d'axe perpendiculaire à  $H_0$  et à  $H_I$  reçoit la f.e.m. d'induction produite par le moment macroscopique tournant avec la vitesse angulaire  $\gamma_0$  ; pour éviter l'emploi d'une bobine supplémentaire, nous avons choisi la méthode "autodyne" qui met à profit les échanges d'énergie entre la self d'un oscillateur, produisant  $H_I$ , et les spins nucléaires de l'échantillon introduit dans cette self. Lorsque le moment macroscopique quitte l'axe  $H_0$  et vient dans le plan perpendiculaire à  $H_0$ , une énergie est demandée à la self de l'oscillateur ; ceci s'accompagne d'une diminution de son coefficient de qualité, diminution que l'on détecte. Pour que cette variation du coefficient de qualité soit facilement observable, on ajoute au champ  $H_0$  un champ basse fréquence de balayage  $\Delta H \sin \Omega t$  ; le phénomène de "résonance" apparaît sous la forme d'une "raie" dont la largeur dépend en grande partie, de l'homogénéité de  $H_0$ , et de l'interaction "spin-spin".

## 3. Caractéristiques de l'appareillage

La mise au point d'un appareillage d'observation de résonance magnétique nucléaire nécessite :

a) que le champ  $H_0$  soit parfaitement homogène dans tout le volume de l'échantillon de sorte que la largeur de raie ne dépende que des inhomogénéités dues à l'interaction "spin-spin".

b) que la valeur de  $H_0$  soit de plusieurs milliers de Gauss (l'amplitude de la raie variant comme  $H_0$ ) et demeure très constante (sous peine de voir la raie de R.M.N. se déplacer ou même disparaître).

c) que la fréquence  $F_0$  de l'oscillateur, produisant le champ  $H_I$ , soit très stable (les variations de  $F_0$  provoquent aussi un déphasement de la raie de R.M.N.).

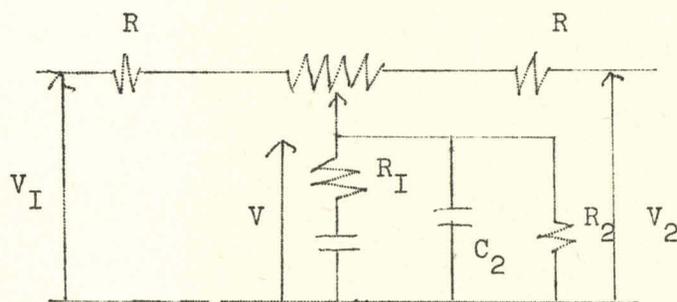
Remarque

Ces deux nécessités (stabilité de  $H_0$  et de  $F_0$ ) peuvent être remplacées par la stabilité de leur rapport  $\frac{F_0}{H_0}$  qui est la base de notre réalisation.

A N N E X E 2

Valeurs des constantes de temps  $\tau$ ,  $\tau_1$ ,  $\tau_2$ .

Le circuit : comparateur, admittance Y et résistance d'entrée de l'étage suivant est :



- $R = 102,5k\Omega$
- $R_I = 6,8k\Omega$
- $C = 200\mu F$
- $C_2 = 0,68\mu F$
- $R_2 = 330k\Omega$  (résistance d'entrée de l'élément I6).

Figure 33

Rappelons l'équation (I2)

$$V = \frac{V_I + V_2}{2} \cdot \frac{I}{I + \frac{R}{2} Y}$$

$$Y = G_2 + p C_2 + \frac{p C}{I + p R_I C} \quad \text{en posant } G_2 = I/R_2$$

$$V = \frac{V_I + V_2}{2} \cdot \frac{I}{I + \frac{R G_2}{2} + p \frac{R C_2}{2} + \frac{p \cdot \frac{R C}{2}}{I + p R_I C}}$$

$$V = \frac{V_I + V_2}{2} \cdot \frac{I + p R_I C}{I + \frac{R G_2}{2} + p R_I C \left( I + \frac{R G_2}{2} \right) + \frac{R C_2}{2} \frac{R C}{2} + p^2 \frac{R R_I C C_2}{2}}$$

$$V = \frac{V_I + V_2}{2} \frac{I}{I + \frac{R G_2}{2}} \frac{I + p R_I C}{I + p R_I C + \frac{R}{2} \frac{C + C_2}{R G_2} + p^2 \frac{R R_I C C_2}{2 + R G_2}}$$

$$V = \frac{V_I + V_2}{2} \frac{I}{I + \frac{R G_2}{2}} \frac{I + p \tau_I}{(I + p \tau)(I + p \tau_2)}$$

$$V = 0,86 \frac{V_I + V_2}{2} \frac{I + 1,36 p}{(I + 10,3 p)(I + 4 \cdot 10^{-3} p)}$$

0,86 est l'affaiblissement dû à la résistance d'entrée de l'élément I6

$$\tau = 10,3 \text{ sec}$$

$$\tau_I = 1,36 \text{ sec}$$

$$\tau_2 = 4 \text{ msec}$$

Nous voyons que  $\tau_I$  est très voisin de la valeur de la constante de temps obtenue pour l'électro-aimant.

A N N E X E 3

Relation entre h et  $V_1 + V_2$

La relation entre h et la variation de la tension d'alimentation de l'électro-aimant est :

$$h = \frac{K_I}{I + p\tau_3} \Delta V$$

Or :

$$\Delta V = \frac{A}{I + p\tau_3} V \quad (\text{relation entre la variation de la tension d'alimentation de l'électro-aimant et la variation de tension de sortie du comparateur déterminée par les caractéristiques de l'élément I6}).$$

$$h = 0,86 A K_I \frac{I}{(I+p\tau)(I+p\tau_2)(I+p\tau_3)} \frac{V_1 + V_2}{2}$$

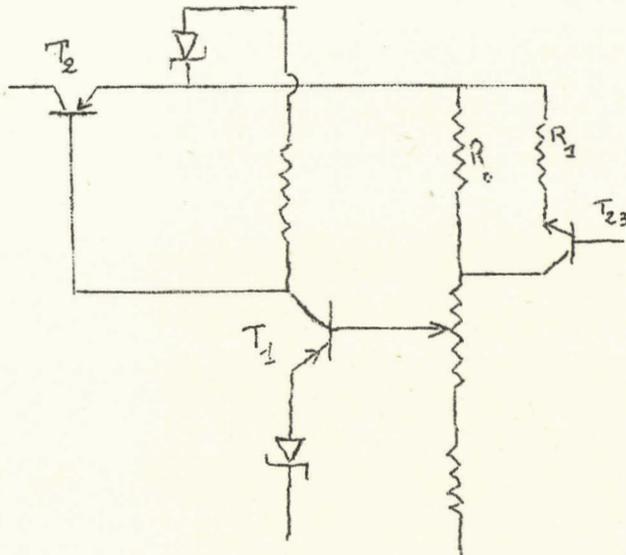
$$K_I = 57,7G/V$$

$$0,86AK_I \neq I \text{ } 000G/V$$

$$\text{Posons } K = 0,86 AK_I = K$$

A N N E X E 4

INTRODUCTION DE LA TENSION DE CORRECTION DANS L'ALIMENTATION STABILISEE



La tension de correction est introduite sur l'alimentation des bobines de l'électro-aimant par l'intermédiaire du transistor  $T_{23}$  placé en parallèle sur  $R_0$ .

Figure 34

Le schéma simplifié de l'alimentation des bobines de l'électro-aimant est donné figure 34.

Le schéma détaillé du pont divis de tension est :  
(figure 35)

Soit  $\Delta V$ , la variation de tension <sup>de sortie</sup> de l'alimentation,  $\Delta V_0$  la variation de la tension de correction,  $k'$ , le rapport potentiométrique entre les points A et M ( $k' = \frac{R_1}{R_2}$ )

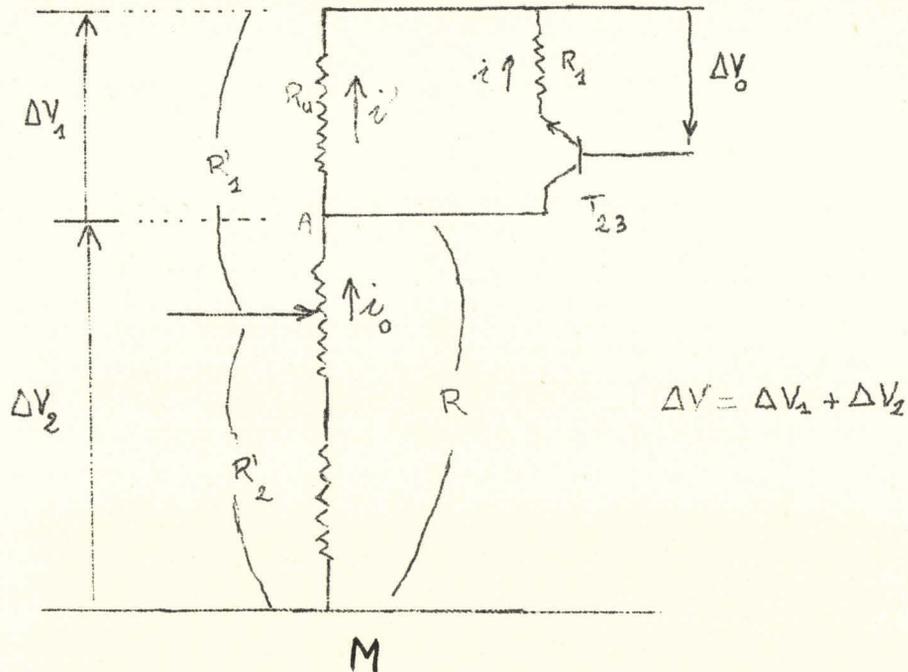


Figure 35

Calculons  $\Delta V_2$ , en fonction de  $\Delta V_0$  et de  $\Delta V$ .

$$\Delta V_2 = \Delta V - \Delta V_I$$

$$\Delta V_I = -R_0 i' \text{ et } I' = i_0 - i$$

$$\Delta V_I = R_0 (i - i_0)$$

$$\text{or } i_0 = - \frac{\Delta V_2}{R}$$

Calcul de  $i$  dû à  $T_{23}$  à l'aide de la matrice hybride (montage émetteur commun).

$$V_{BE} = \Delta V_0 - R_I i \quad \text{si l'impédance de sortie de la source produisant } \Delta V_0 \text{ est faible.}$$

$$V_{CE} = -\Delta V_I - R_I i$$

$$i_b = \frac{\Delta V_0 - R_I i}{h_{II}}$$

$$i = \frac{h_{2I}}{h_{II}} \Delta V_o - \frac{h_{2I}}{h_{II}} R_I i - h_{22} \Delta V_I - h_{22} R_I i$$

$$i \cdot \left[ I + h_{22} R_I + \frac{h_{2I}}{h_{II}} R_I \right] = \frac{h_{2I}}{h_{II}} \Delta V_o - h_{22} \Delta V_I$$

or  $h_{22} h_{II} \ll h_{2I}$

et

$$i = \frac{h_{2I}}{h_{II} + h_{2I} R_I} \Delta V_o - \frac{h_{II} h_{22}}{h_{II} + h_{2I} R_I} \Delta V_I$$

or  $\Delta V_I = R_o (I - I_o)$

$$\Delta V_I = \frac{h_{2I} R_o}{h_{II} + h_{2I} R_I} \Delta V_o - \frac{h_{22} h_{II} R_o}{h_{II} + h_{2I} R_I} \Delta V_I + \frac{R_o}{R} \Delta V_2$$

dans l'expression de  $\Delta V_I$  ,  $I + h_{II} h_{22} \frac{R_o}{h_{II} + h_{2I} R_I}$

$R_o$ ,  $R_I$  et  $h_{II}$  étant du même ordre de grandeur, nous pouvons dire que :

$$h_{II} + h_{2I} R_I \gg h_{II} h_{22} R_o$$

or, on avait précédemment :

$\Delta V - \Delta V_I = \Delta V_2$  et en remplaçant  $\Delta V_I$  par sa valeur

$$\Delta V_2 = \Delta V - \frac{h_{2I} R_o}{h_{II} + h_{2I} R_I} \Delta V_o - \frac{R_o}{R} \Delta V_2$$

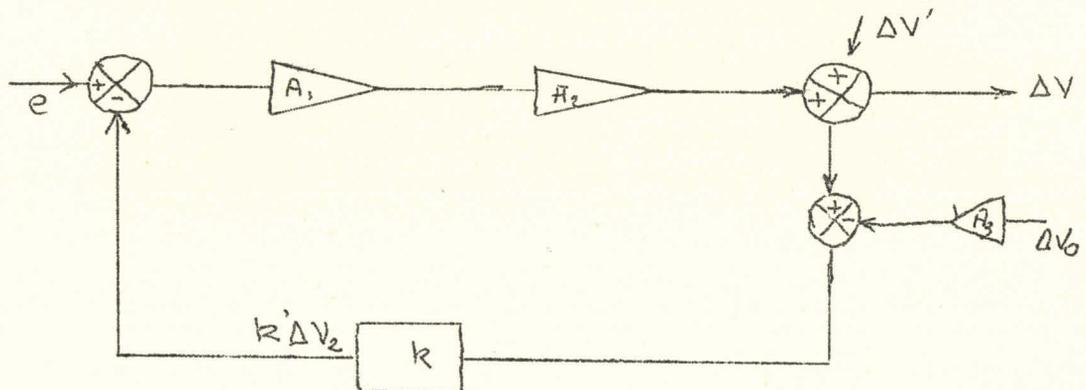
$$\Delta V_2 \left( I + \frac{R_o}{R} \right) = \Delta V - A_3 \Delta V_o$$

en posant  $A_3 = \frac{h_{2I} R_o}{h_{1I} + h_{2I} R_I}$

$$\Delta V_2 = \frac{\Delta V - A_3 \Delta V_o}{I + \frac{R_o}{R}} \quad \text{et} \quad k' \Delta V_2 = \frac{R'_2}{R} \frac{\Delta V - A_3 \Delta V_o}{I + \frac{R_o}{R}}$$

or  $R + R_o = R'_I + R'_2$  et  $\frac{R'_2}{R'_I + R'_2} = k$  donc  $k' \Delta V_2 = k (\Delta V - A_3 \Delta V_o)$

Cette valeur permet d'écrire le schéma fonctionnel complet figure 36  $k' \Delta V_2$  étant la tension appliquée sur la base de  $T_I$



dont la mise en équation est :

$$[e - k (\Delta V - A_3 \Delta V_o)] A_I A_2 + \Delta V' = \Delta V$$

$$e A_I A_2 - k A_I A_2 \Delta V + k A_I A_2 A_3 \Delta V_o + \Delta V' = \Delta V$$

$$\Delta V = \frac{A_I A_2}{I + k A_I A_2} e + \frac{\Delta V'}{I + k A_I A_2} + \frac{k A_I A_2 A_3}{I + k A_I A_2 A_3} \Delta V_o$$

en régulation  $I + k A_I A_2 \gg I$

$$\text{et } \Delta V = \frac{e}{k} + \frac{\Delta V'}{k A_I A_2} + A_3 \Delta V_o$$

ce qui permet de voir que tant que  $k A_I A_2 \gg I$  la variation de la tension aux bornes de l'électro-aimant est liée à celles de la tension de correction par  $A_3$ .

Pour les autres variations, la présence du transistor ne modifie rien car l'impédance de sortie de  $T_{23}$  est très élevée par rapport à  $R_o$  (ce qui a permis d'écrire que  $R'_I + R'_2 = R_o + R$ ).

Valeurs numériques :

$$R_o = 500\Omega$$

$$R_I = 100\Omega$$

$$h_{II} = 600\Omega$$

$$h_{2I} = 70$$

ce qui donne :  $A_3$  de l'ordre de 5 (valeur mesurée)

L'excursion maximum de la tension de sortie est sensiblement donnée par:

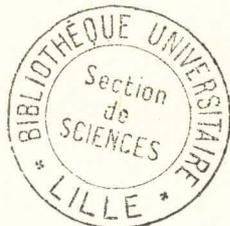
$$R_o I_o = \frac{R_o R_{IV}}{R_o + R_I} \quad i_o = \frac{R_o^2}{R_o + R_I} i_o$$

soit ici :  $(V \neq 80 \text{ V}) \quad \Delta V \neq \overset{+}{=} 5 \text{ V}$

ce qui correspond à un signal maximum admissible de  $\overset{+}{=} 1 \text{ V}$  maximum sur la base de  $T_{23}$  et impose une tension de polarisation de  $+ 1,5 \text{ V}$  sur la base de  $T_{23}$ .

B I B L I O G R A P H I E

- R. GABILLARD           Thèse PARIS 1962
- M. SAUZADE            Thèse PARIS 1961
- P. VIDAL                Thèse TOULOUSE 1964
- P. VIDAL                Séminaire "Asservissements Echantillonnés non linéaires" 1966
- C.F.T.H.                Information Technique : Alimentation Stabilisée à transistor  
Information technique N°2 : Le refroidissement des transistors  
et redresseurs de puissance



SECOND SUJET

PRINCIPE DES CALCULATEURS HYBRIDES

Vu et approuvé

Lille, le

Le Doyen de la Faculté des Sciences de Lille,

J. TILLIEU

Vu et permis d'imprimer

Lille, le

Le Recteur de l'Académie de Lille,

G. DEBEYRE