Etude et réalisation d'un générateur de champ magnétique pulsé de 40 Teslas

Jean-Pierre Gaechter

▶ **To cite this version:**

Jean-Pierre Gaechter. Etude et réalisation d'un générateur de champ magnétique pulsé de 40 Teslas. Energie électrique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 1970. Français. NNT : . tel-00176271

HAL Id: tel-00176271

https://theses.hal.science/tel-00176271

Submitted on 3 Oct 2007

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Année 1970

THÈSE

présentée

à la Faculté des Sciences de l'Université de Toulouse

en vue de l'obtention

du titre de DOCTEUR-INGÉNIEUR

par

Jean-Pierre GAECHTER

Ingénieur des Arts et Métiers

Etude et réalisation d'un générateur de champ magnétique pulsé de 40 Teslas

---

Soutenue le 19 Juin 1970 devant la Commission d'Examen

MM.	J. LAGASSE	Président
	Ch FERT	
	G. GIRALT	Examinateurs
	S. ASKENAZY	
	R. PRAJOUX	

A mes parents

A ma femme

A mes filles

Avec toute mon affection.

A mes maîtres

Georges GIRALT

Roland PRAJOUX

A V A N T - P R O P O S

Le travail que nous présentons dans cette thèse a été réalisé au Laboratoire d'Automatique et de ses Applications Spatiales du C.N.R.S. en collaboration avec le Laboratoire de Physique des Solides de la Faculté des Sciences de Toulouse dans le cadre d'une action concertée électronique de la D.G.R.S.T.

Nous voudrions assurer de nos plus vifs sentiments de gratitude Monsieur le Professeur LAGASSE pour la confiance qu'il nous a accordée en nous accueillant dans son Laboratoire. Il nous a fait le grand honneur de présider notre Jury de Thèse, nous l'en remercions très sincèrement.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à Monsieur FERT, Professeur à la Faculté des Sciences de Toulouse, Directeur du Laboratoire de Physique des Solides, qui a accepté de participer à notre Commission d'Examen.

Nous remercions tout particulièrement Monsieur Georges GIRALT, Directeur de Recherches au C.N.R.S., pour le très grand intérêt qu'il a bien voulu porter à notre travail et pour les nombreux conseils et encouragements qu'il nous a prodigués au cours des moments difficiles.

Nos remerciements vont aussi à Monsieur Salomon ASKENAZY, Docteur ès Sciences, Maître Assistant à la Faculté des Sciences de Toulouse, pour ses conseils et la sympathie qu'il nous a témoignée. Nous sommes très heureux qu'il nous ait fait l'honneur de participer à notre Commission d'Examen.

Il serait vain d'exprimer ici toute la gratitude que nous devons à Monsieur Roland PRAJOUX, Chargé de Recherche au C.N.R.S., qui a dirigé très efficacement notre travail et nous a apporté beaucoup en nous faisant partager sans compter son très grand savoir et ses méthodes de travail. Qu'il soit assuré de notre reconnaissance et de notre amitié.

Nous ne saurions oublier l'aide précieuse que nous a apportée Monsieur Y. QUEMENER, Maître Assistant à la Faculté des Sciences de Toulouse, au cours d'expérimentations, parfois périlleuses, où ses qualités d'expérimentateur ont fait beaucoup dans la conclusion de notre travail. Qu'il trouve ici un gage d'amitié et de profonde reconnaissance.

Nous devons beaucoup à Monsieur S. TOLLIO pour la réalisation technique de notre travail où il sut se montrer un fidèle compagnon des bons et mauvais jours. Qu'il en soit amicalement remercié.
Nous lui associons l'atelier de Mécanique, alors sous la responsabilité de Monsieur FADEL.

Durant les trois années qu'a duré ce travail, de nombreuses personnes nous ont prodigué tour à tour aide, conseils, amitié et sympathie. Il serait, hélas trop long de nommer tous ceux à qui va notre gratitude qu'ils trouvent dans ces remerciements anonymes la part qui leur revient.

Parmi ceux que nous tenons particulièrement à remercier, il y a Monsieur MIRA, Maître de Conférences à la Faculté des Sciences de Toulouse, Monsieur THIERRY et Monsieur JUANOLE, Maîtres Assistants à la Faculté des Sciences de Toulouse. Les problèmes de simulations numériques n'ont pu être abordés sans l'aide avertie de Messieurs GOUYON et BOUYSSOU. Nous les en remercions bien sincèrement.

Enfin nos remerciements vont aussi au personnel du Service de Documentation du L. A. A. S. qui a assuré la réalisation matérielle de ce mémoire avec le soin qui lui est propre.

INTRODUCTION

L'intérêt des générateurs de champ pulsé est d'obtenir un fort champ pour un prix et une énergie moyenne faibles et pour un encombrement réduit [21]

Les procédés successivement employés ont été :

- court-circuiter un alternateur ou une batterie d'accumulateurs par une bobine de champ [22]
- décharger une batterie de condensateurs dans une bobine de champ (champ demi-sinusoïdal)
- décharger un condensateur dans un bobine et la court-circuiter sur elle-même (procédé CROW-BAR).

Ce procédé est intéressant pour les bobines à grande constante de temps ce qui permet d'allonger la durée du champ.

Le problème a été posé par les chercheurs d'avoir un champ pulsé d'intensité constante.

Les procédés suivants ont été mis en oeuvre :

- décharger une ligne à retard dans une bobine [23]
- alimenter une bobine par un redresseur contrôlé et un filtre passif à partir de la puissance du secteur [24]

Dans le premier procédé la durée du champ constant est très courte (quelques μs). Dans le dernier procédé est intéressant mais nécessite une puissance secteur supérieure à celle généralement disponible dans les laboratoires et un matériel installé très important.

Dans notre réalisation, notre souci a été d'obtenir une très bonne précision sur le champ et de réduire, par l'intermédiaire d'un stockage d'éner-

gie, la puissance instantanée consommée sur le secteur. La souplesse du procédé de régulation permet d'obtenir une forme d'impulsion quelconque avec une grande précision pendant une durée supérieure à dix millisecondes.

Ceci offre l'intérêt d'améliorer la précision des mesures des phénomènes quantiques dans les semi-conducteurs et les semi-métaux, et de les étendre au cas des métaux où le temps de pénétration du champ magnétique est loin d'être négligeable.

Notre travail se présente ainsi :

Au chapitre I, nous avons présenté deux moyens de régulation possibles et fixé notre choix sur une régulation continue par asservissement.

Au chapitre II, nous avons optimisé la structure en tenant compte de l'influence des coûts de chaque élément constituant cette structure.

Au chapitre III, nous donnons les caractéristiques du générateur expérimental que nous avons réalisé. Les éléments constituant la structure y sont analysés.

Le chapitre IV est l'étude du générateur en tant que système asservi. Cette étude est basée sur des considérations physiques sur le fonctionnement qui permettent d'appliquer des critères de stabilité commodes pour l'ingénieur.

Enfin le chapitre V traite de l'amélioration de la précision sur la régulation du champ par une correction séquentielle de l'erreur.

A cette partie principale du mémoire s'ajoutent trois annexes qui traitent successivement :

- de la régulation de tension efficace de chauffage des tubes "vapotrons".
- d'un bloc de référence permettant d'obtenir une impulsion de champ à décroissance hyperbolique.
- de la simulation numérique du générateur expérimental.

CHAPITRE I

CONSIDERATIONS GENERALES SUR UN GENERATEUR DE CHAMP IMPULSIONNEL ELEVE

I-1 - OBJECTIF DE NOTRE TRAVAIL

Le but de ce travail est l'étude et la réalisation d'un générateur de courant impulsionnel élevé, destiné à alimenter une bobine à grande densité de courant produisant un champ magnétique constant de l'ordre de 40 Teslas.

Les performances que nous nous sommes efforcés d'atteindre sont une intensité constante du champ de 40 T avec une précision meilleure que $\pm$ 1% pendant une durée voisine de 10 millisecondes compte tenu des exigences du contrat D.G.R.S.T. dans lequel ce travail a été entrepris. En outre,ce générateur doit pouvoir être utilisé par des laboratoires ne disposant pas d'installation électrique particulièrement puissante.

La puissance du réseau ne peut donc être utilisée directement soit par une génératrice, soit par un montage à redresseurs contrôlés éventuellement doublé d'un filtre actif. L'énergie nécessaire sera issue d'une réserve d'énergie constituée à l'aide d'un apport de faible puissance du secteur. Nous écartons actuellement la solution qui consiste à emmagasiner l'énergie sous forme mécanique, en particulier un volant d'inertie accouplé à une génératrice dont nous parlerons au chapitre II.

Un montage de base, réalisé au Laboratoire de Physique des Solides, consiste en une batterie de condensateurs se déchargeant dans un bobine à grande constante de temps, plongée dans l'azote liquide. Dès que l'énergie électrostatique est transférée sous forme électromagnétique dans la bobine, celle-ci est court-circuitée sur elle-même et le courant décroît exponentiellement, l'énergie se dissipant par effet Joule. Ce procédé est généralement connu sous le nom de procédé CROW-BAR 1 (figure 1).

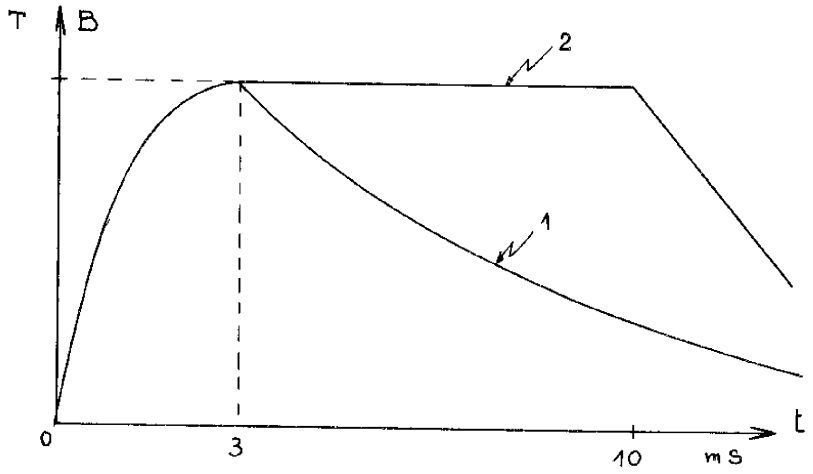


Figure 1

1 - Champ actuel

2 - Champ régulé à obtenir

La fréquence de récurrence des impulsions étant très basse, (elle est imposée par le temps de refroidissement de la bobine : 15 à 20 mn), la notion de puissance de crête sera fondamentale pour déterminer les éléments du générateur.

Nous devons étudier quels types de régulation peuvent s'appliquer au générateur (régulation par apports discrets d'énergie ou régulation par apports continus d'énergie) et par quels moyens constituer la réserve d'énergie nécessaire. Cette étude sera faite en fonction de l'élément prépondérant qu'est la bobine.

I-2 - CARACTERISTIQUES DE LA BOBINE UTILISEE

I-2-1 - Mode de réalisation

La bobine dont nous disposons pour produire un champ de 40 T a été réalisée par les soins du Laboratoire de Physique des Solides [2]. Prévue pour des expériences à basses températures (azote liquide et pompé) et utilisée en impulsions, le problème de la dissipation continue de la chaleur ne se pose

pas ici. Dans ce cas, le type "bobine de BITTER" n'est pas intéressant. Le but recherché est avant tout une constante de temps élevée et une grande capacité calorifique pour absorber l'énergie JOULE. Le conducteur est en cuivre parce que ce métal offre la plus faible résistivité pour la plus grande capacité calorifique dans la gamme des températures qui nous intéressent.

La bobine est constituée par un solénoïde en fil de cuivre de 1,5 mm de diamètre. Elle a été calculée en fonction de l'énergie magnétisante disponible à partir des abaques de CHAMPION pour une constante de temps maximale [3]

Le fil est enroulé sur un mandrin en silirite, puis enrobé d'araldite et fretté par une bague d'acier "Nimonic 90" afin de résister aux forces magnétiques d'éclatement. La figure 2 représente la bobine vue en coupe.

I-2-2 - Caractéristiques électriques, échauffement

La bobine étant peu déformable, le champ et le courant sont pratiquement liés linéairement. Pour la bobine utilisée, un courant de 5000 A produit un champ de 40 T.

Il est cependant intéressant de considérer, pour un courant constant, la variation du champ produite par une déformation de la bobine. Nous ferons l'hypothèse que la bobine se déforme selon une homothétie de facteur k appliquée aux longueurs. On sait qu'alors :

$L1 = k \cdot L$ si L1 est la nouvelle valeur de l'inductance après déformation ; donc $\phi_1 = L1 \cdot I = k \; L \cdot I = k \cdot \phi = k.B.S.$

avec la déformation S devient $S1 = k^2 . S$

d'où $\phi_1 = B.S1/k = B1.S1$ soit $B1 = B/k$

Le champ varie donc comme 1/k.

Notre hypothèse sur le type de déformation se justifie en ce qui concerne les déformations radiales de la bobine, les forces d'éclatement étant également réparties et la frette répondant aux lois de HOOKE,dans la zone de déformation élastique. Pour la déformation axiale, notre hypothèse est moins valable car nous connaissons mal les effets des efforts électrodynamiques aux extrémités de la bobine.

Les forces d'éclatement se traduisent par une pression radiale uniforme d'éclatement de l'ordre de 7 t/cm^2 à 40 T.
D'après les lois de déformation des enveloppes épaisses [4] , nous pouvons donner une valeur au facteur k et pour la frette de la bobine nous trouvons : (*)

$$k = 1 + 1,6 \cdot 10^{-3}$$

Soit une déformation linéaire d'environ 5/100è de mm

Le courant et le champ sont donc liés linéairement avec une précision de 10^{-3}. Ce résultat donne une valeur de la précision au delà de laquelle la grandeur régulée doit être obligatoirement le champ et non plus le champ ou le courant.

L'inductance de la bobine dont nous disposons vaut 1 mH. Sa résistance à 74°K vaut 30mΩ .

Le champ est uniforme dans le volume utile d'expérimentation sur une longueur de 1 cm environ. L'énergie magnétisante W_M fournie à la bobine s'exprime par :

$$W_M = 1/2 \cdot L \cdot I^2$$

Ainsi pour obtenir un champ de 40 T il faut $W_M = 12,5$ K Joules.

(*)La valeur de k est très approchée ; en effet, les spires vont avoir tendance à se tasser vers la périphérie car le métal qui les constitue et le milieu dans lequel elles sont placées (araldite) est plus facilement déformable que la frette. Cependant la valeur trouvée pour k permet de fixer une limite supérieure à la déformation.

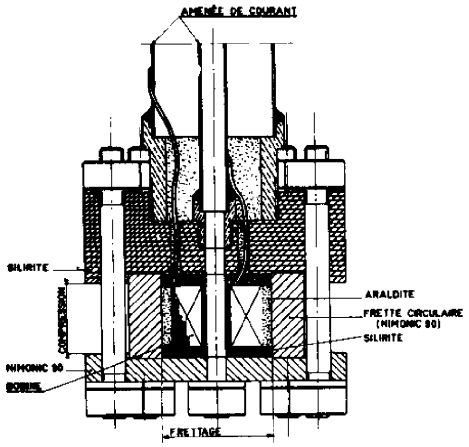


Fig. 2 — Bobine 500 000 gauss.

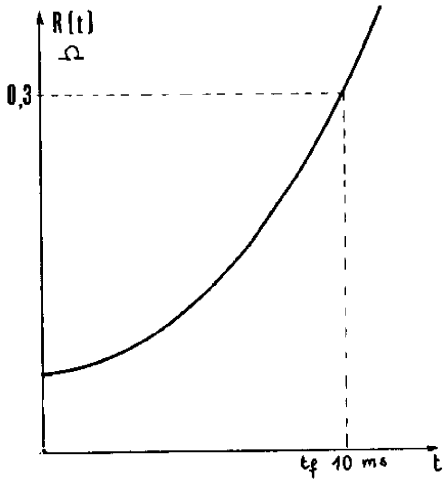


fig 3

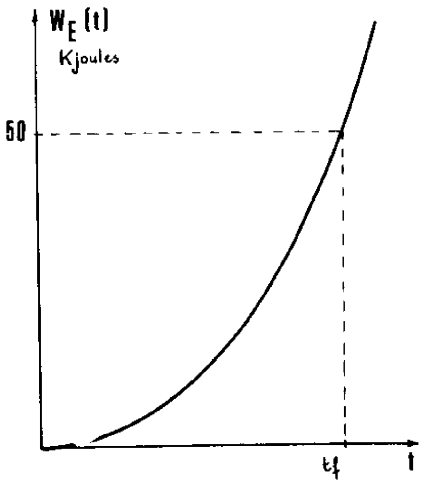


fig 4

La résistance de la bobine est le siège de pertes JOULE qui échauffent le cuivre. La dissipation à travers l'araldite étant mauvaise et l'apport de chaleur très intense et très court, l'échauffement peut être considéré comme adiabatique : cette approximation va dans le sens de la sécurité.

Nous pouvons donc écrire :

(1) $$dW = R(t).I^2(t).dt = J.\ v.\ Cv\ (\theta)\ d\theta$$

$R(t)$ résistance de la bobine à l'instant t

$Cv(\theta)$ chaleur spécifique volumique du Cu

$J = 4,18$ J/cal

v = volume du cuivre

θ = température en °K

L'évolution de R(t) que nous voulonsdéterminer en fonction du temps est due à la variation de la résistivité ρ en fonction de l'accroissement de température que subit le cuivre. R s'exprime par

$$R(\theta) = \frac{l}{S}\ \rho(\theta)$$

Soit dans la relation (1) :

$$[I(t)]^2\ dt = J.v.\ S/l\ \frac{Cv(\theta)}{\rho(\theta)}\ d\theta$$

Résolution pour un courant constant :

Pour que la température de la bobine passe de θ_1 à θ_2 il faut un temps :

(2) $$t = \frac{Jv\,S}{I^2\,l}\ .\int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{Cv\ (\theta)}{\rho\ (\theta)}\ d\theta$$

La température maximale estimée sans danger pour la bobine est fixée à 400°K. Au delà l'araldite et le vernis isolant perdent leurs propriétés.

La courbe $T(\theta) = \int_{\theta}^{400°K} \frac{C\ (\theta)}{\rho(\theta)}\ d\theta$ a été tracée en fonction de θ

Pour θ = 74°K cette intégrale vaut 254.10^{14} cal $/\Omega\ m^4$

Ainsi,pour un courant I constant traversant la bobine plongée dans l'azote liquide, la température du cuivre en fonction du temps est donnée à partir de la relation :

$$t = \frac{J \; v \; s}{I^2 \; l} \left[254 \; . \; 10^4 - T(\Theta) \right]$$

Pour un temps t on calculera $T(\Theta)$ qui donnera Θ . Connaissant $\Theta(t)$ nous aurons $\rho(t)$ donc R (t).

En faisant $T(\Theta) = 0$, nous aurons la durée limite de l'impulsion de courant soit 13, 8 ms. La figure 3 représente l'allure de R (t).
Dès lors, nous pouvons calculer l'énergie à fournir à la bobine pour maintenir un courant I constant. Nous l'appellerons énergie d'entretien W_E

(3) $$W_E(t) = \int_0^t R(t) \, I^2 \, dt = I^2 \, J(t)$$

avec $$J(t) = \int_0^t R(t) \, dt$$

Nous pouvons constater (figure 4) que l'énergie $W_E(t)$ augmente très vite avec le temps, donc il sera très difficile d'allonger le temps de régulation. Le temps de 10 ms que nous nous sommes fixé apparaît comme une limite acceptable.

Résolution pour un courant variant avec le temps :

Ce problème sera résolu dans le cadre de la simulation numérique du système (cf annexe VI). Lorsque le courant varie en fonction du temps, R et I dépendent l'un de l'autre (relation 1). Seule la simulation numérique peut permettre de connaître l'évolution simultanée de ces deux grandeurs.

I-3 - REGULATION PAR APPORTS DISCRETS D'ENERGIE

I-3-1 - Structure et mode de fonctionnement

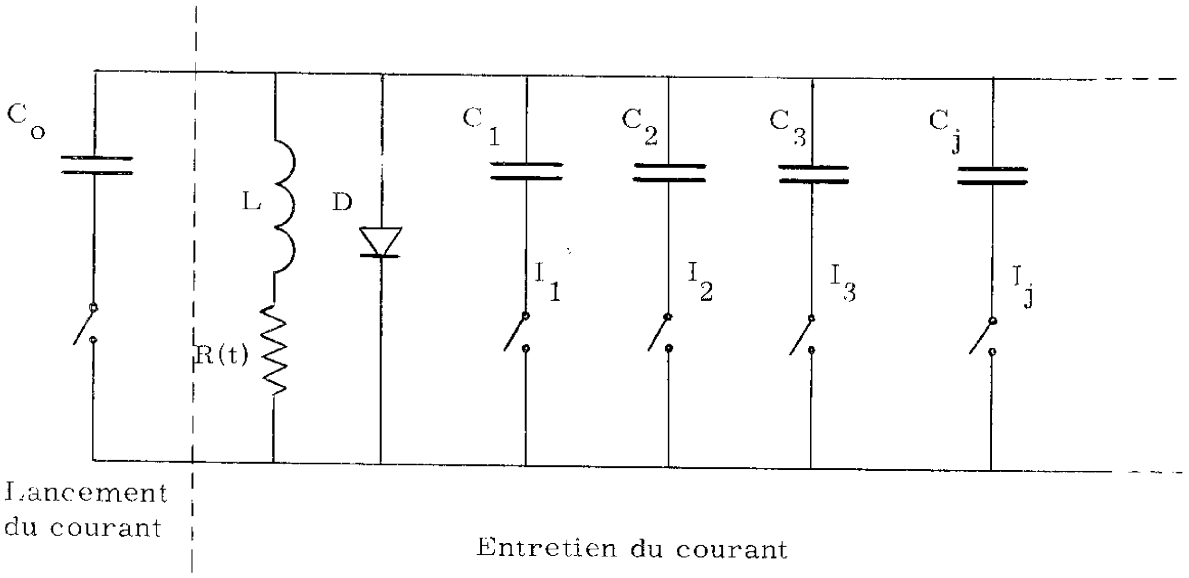


Figure 5

On peut imaginer un réseau doué d'énergie potentielle électrostatique tel que l'énergie d'entretien de la bobine soit apportée par des sources C1, C2, C3... commutées successivement dans le circuit de la bobine, à des instants t1, t2, t3, ... où le courant atteint la tolérance inférieure I_m au moyen de commutateurs fort courant de type ignitron (figure 5).

Dans un premier temps, les batteries seront identiques et chargées à la même tension V_o pour simplifier technologiquement les circuits redresseurs de chargement. Il apparaît une condition sur V_o correspondant à $V_o \geq R(t_f)$. I de façon à ce que la dernière batterie puisse jouer un rôle. Le calcul sera effectué en supposant que R (t) est constante entre deux commutations ce qui implique que le nombre total de décharges n devra être suffisamment grand.

Pendant les phases d'apport d'énergie, le système est régi par une équation différentielle du deuxième ordre :

$$L \frac{di}{dt} + R(t_j)\, i + \frac{1}{C_j} \int i\, dt = 0$$

dont les conditions initiales changent à chaque instant t_j.

Quand la tension aux bornes d'une batterie partielle C_j devient égale à $R(t_j)$. i, le courant passe par un maximum et se prolonge dans le circuit jusqu'à ce que la tension aux bornes de C_j devienne $- v_s$ tension de seuil de la diode. A cet instant, l'ignitron s'éteint car le courant qui le traverse s'annule. Sur la représentation du courant, cet instant se traduit par le point D_j (figure 6).

Après l'extinction de l'ignitron, la bobine est court-circuitée sur elle-même par la diode D et la décroissance du courant a une forme exponentielle à exposant variable comme R(t). La tension ne subit aucune discontinuité, il en résulte que le point D_j est un point d'inflexion et la tangente à la forme d'onde du courant en D_j sous-tend un segment sur l'axe des temps égal à la constante de temps $L/R(t_{Dj})$. On définit ainsi pour chaque décharge (figure 6) :

- un temps de montée tm_j
- un temps de retombée tr_j
- un temps de descente td_j

La diode D est constituée par plusieurs diodes montées en série et sa tension de seuil (de 2 V à la dizaine de v pour une ou plusieurs diodes) est pratiquement comparable à la tension de seuil de l'ignitron (environ 12 V). Il en résulte qu'à l'extinction de l'ignitron Ig_j, la batterie C_j est complètement déchargée.

Les décharges successives sont celles de circuits oscillants amortis ; les maximums de l'onde de courant, pour des C_j identiques, vont décroître en fonction du rang croissant des décharges, car R(t) augmente avec ce rang (figure 6).

La précision de la régulation sera définie par $(I_M - I_m)/I_M$, I_m étant la tolérance inférieure, I_m étant la tolérance supérieure.

Remarquons que, si la précision de régulation est bonne, les batteries C_j se déchargeront à courant constant. Leur tension va donc décroître linéairement en fonction du temps (figure 6).
Si les C_j sont identiques, le temps de décharge T sera le même pour toutes les décharges (figure 6).

Cette forme d'onde de la tension v aux bornes de la bobine a une valeur moyenne croissante qui suit évidemment l'évolution de la tension aux bornes de la bobine pour I constant.

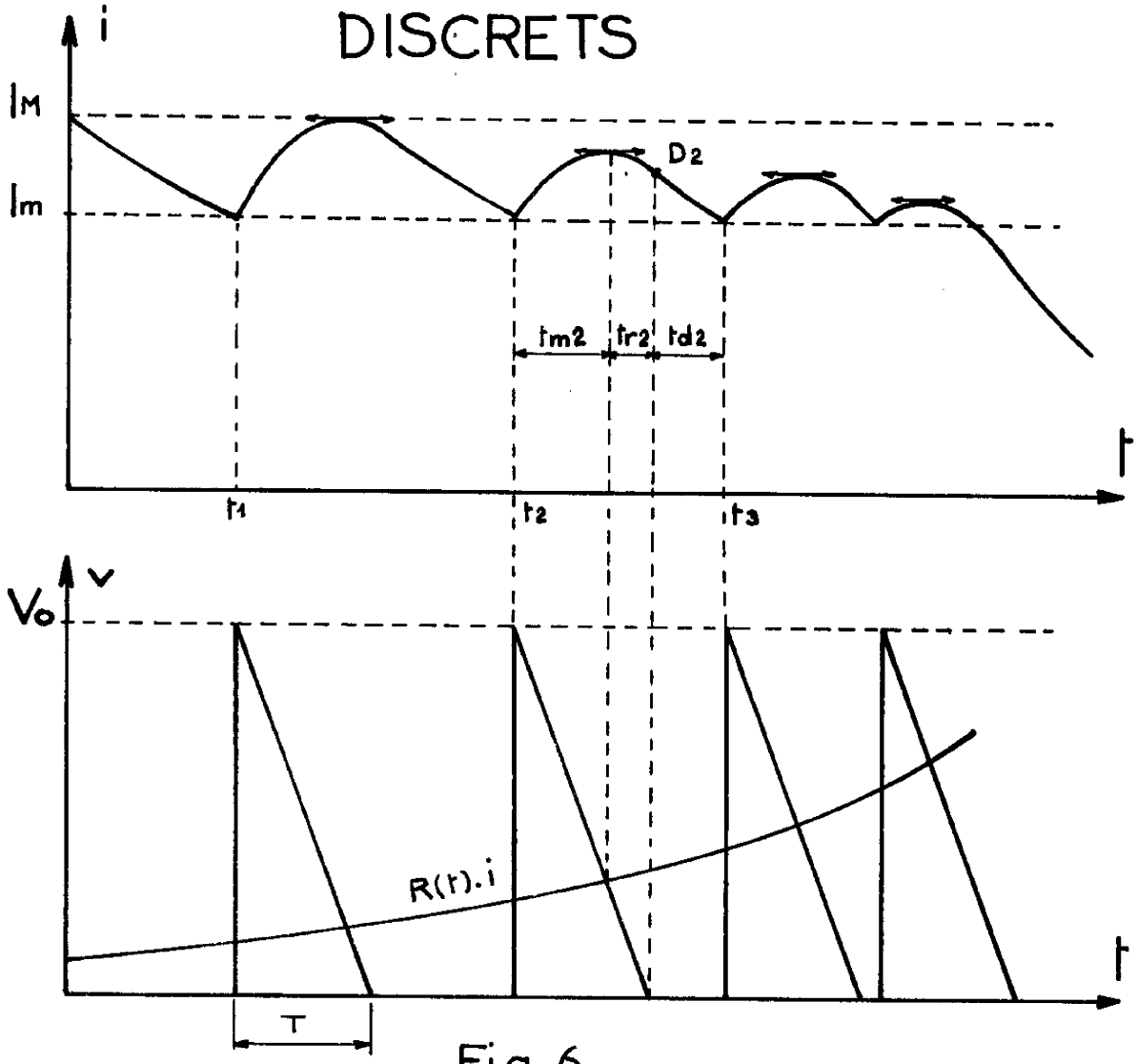
Cependant, suivant le choix fait sur V_o, la tolérance minimale I_m peut être atteinte avant qu'une batterie C_j soit complètement déchargée. Dans ce cas, l'ignitron Ig_{j+1} va s'allumer pour décharger la batterie C_{j+1} et simultanément éteindra l'ignitron Ig_j. Il restera de ce fait de l'énergie résiduelle dans la batterie C_j

En résumé il apparaît deux régimes de fonctionnement possibles :

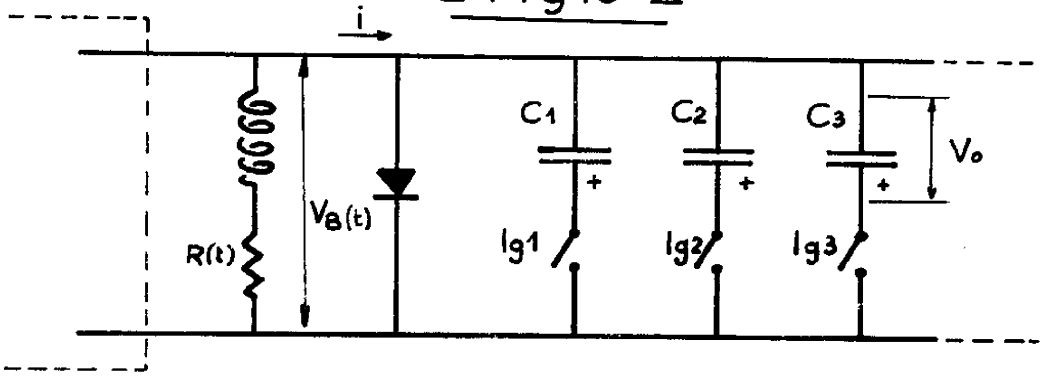
- Les ignitrons s'éteignent "naturellement" et toutes les batteries C_j sont déchargées ce qui revient à stocker dans les C_j une énergie strictement égale à W_E.
- Certains ignitrons (*) seront éteints par l'allumage de l'ignitron suivant, avant que la batterie qui leur est affectée soit complètement déchargée. De l'énergie ne sera pas utilisée et l'énergie stockée dans les C_j devra être supérieure à W_E.

(*) Remarque : Nous disons "certains ignitrons" car on peut montrer que ce régime de fonctionnement ne peut pas se produire pour les premières décharges. En effet, on a vu que $V_o > R(t_f).I$. Pour qu'un point D_j soit tel que $i_{Dj} < Im$, ce qui correspond au régime de fonctionnement envisagé, il faut que $R(t_{Dj})$ soit au moins égal à $V_o/2$ (en première approximation cf paragraphe 2)
Or, pour les premières décharges, R(t) est environ le 1/10e de $R(t_f)$ ce qui fait que la condition $R(t_{Dj}).I > V_o/2$ ne peut pas être réalisée pour ces décharges et le fonctionnement est celui correspondant au premier cité.

REGULATION PAR APPORTS DISCRETS



_ Fig.6 _



_ Fig.7 _

I-3-2 - Fonctionnement à énergie stockée égale à W_E

Le but de notre étude est de déterminer le nombre de décharges à réaliser pour atteindre la précision demandée sur le courant et de minimiser ce nombre.

En effet, le coût de l'énergie est constant et connu, il faut donc minimiser le nombre de décharges pour minimiser le coût de l'installation pour une précision donnée.

Les paramètres sont V_o et n. Cherchons la condition sur V_o pour que le nombre de décharges soit minimal pour une précision donnée.

Posons $V_o = 2.R(t_f).I.\alpha$ avec $\alpha > 0,5$

Il vient que la capacité d'une batterie partielle C_j est multipliée par $1/\alpha^2$

Le temps de décharge complète est multipliée par $1/\alpha$. En ce qui concerne la première décharge, le temps de montée du courant de I_m à I_M est égal à :

$$t'_{m\,1} = \frac{T}{\alpha} \cdot \left(1 - \frac{R_1}{2\ R(t_f)}\right)$$

soit $t'_{m\,1} = x\ .\ t_{m\,1}$, $t_{m\,1}$ étant le temps de montée pour $\alpha = 1$. $R_1/R(t_f).2$ est au plus égal à 0,05. Comme $\alpha > 0,5$ l'erreur commise sera inférieure à 10% si on écrit

$$t'_{m\,1} \cong \frac{1}{\alpha}\ T \qquad \text{soit} \qquad x = \frac{1}{\alpha}$$

Si on pose $I_m = I_M$. Sin φ on trouve φ simplement par :

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \frac{t_{m1}}{\sqrt{LC_j}}$$

et la précision s'écrira :

$$\text{précision} = \frac{I_M - I_m}{I_M} \quad x\ 100$$

L'angle $\frac{\pi}{2} - \varphi$ est égal à $t_{m\,1}/\sqrt{LC_j}$ il est donc multiplié par $\frac{x}{\sqrt{\frac{1}{\alpha^2}}} = \frac{\alpha}{\alpha}$

c'est-à-dire un. La précision est donc pratiquement indépendante de α
Mais le temps de décharge augmente quand α diminue. Donc si α diminue, il faudra moins de décharges pour assurer la même précision.
Pour répondre à la fois au critère n minimal et à la condition sur l'énergie stockée, il faut que la dernière décharge ait l'allure représentée sur la figure 8. C'est-à-dire que le point D_n soit sur I_m. Ceci correspond en effet à V_o minimal et à la limite de décharge complète de la $n^{ième}$ batterie. En faisant l'hypothèse que n est suffisamment grand, pour que R varie peu entre t_n et t_f, et que $I_M - I_m$ est suffisamment faible pour que la forme d'onde puisse être considérée comme symétrique, on en déduit que le temps de montée t_{mn} est égal à T/2 (figure 8). Nous pouvons en déduire en ce qui concerne V_o que :

V_o optimale = $2.R(t_f).I$ (figure 9)

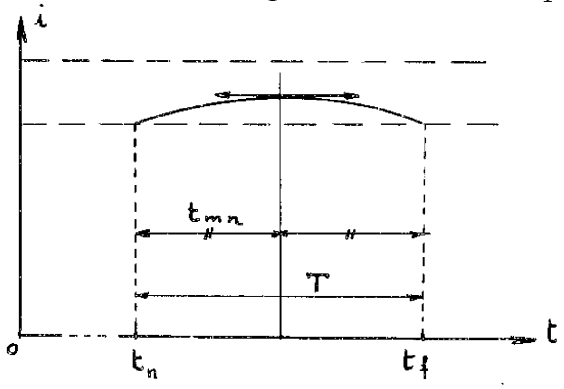


Figure 8

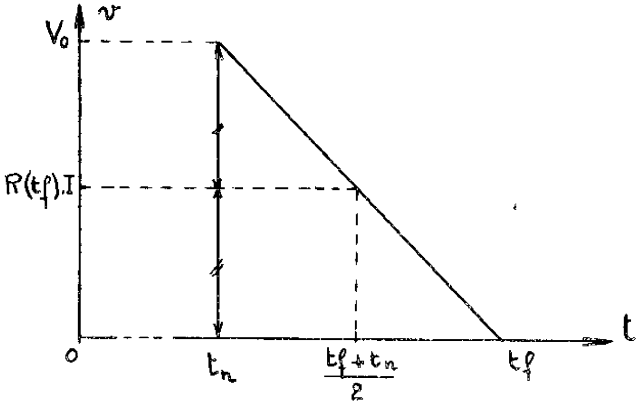


Figure 9

Il s'avère difficile d'expliciter n en fonction de la précision. Par contre, nous pouvons calculer facilement la précision en fonction du nombre de décharges.
Connaissant V_o on déduit :

$$C_j = 2.\ W_E/n\ .\ V_o^2$$

et on obtient la durée d'une décharge par

$$T = C_j \cdot V_o / I \qquad , \; I = \text{courant nominal}$$

On sait d'autre part que, pour la première décharge, le courant passe de I_m à I_M pendant le temps de montée t_{m1} tel que :

$$t_{m1} = T.(1 - 2.R1/R(tf))$$

On trouvera ensuite facilement l'angle $\frac{\pi}{2} - \varphi$ et la précision.

A l'aide du calcul précédent nous avons tracé la fonction :

précision = f (n) (figure 10)

(Nous avons tracé une courbe continue, mais en fait c'est une courbe discrète).

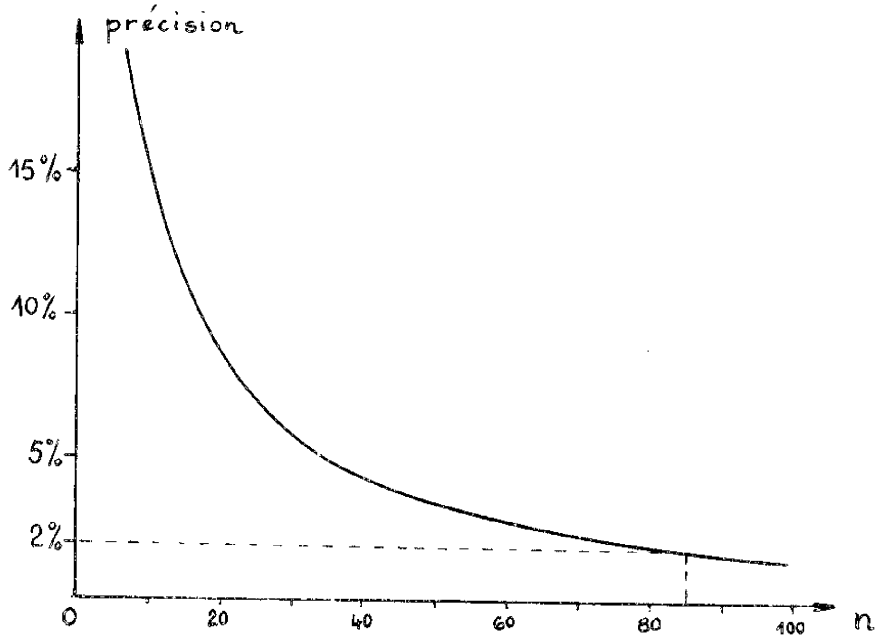


Figure 10

Nous voyons qu'une précision de ± 1% est atteinte pour 86 décharges. C'est un nombre considérable difficile à réaliser pratiquement et qui élève beaucoup le coût total.

I-3-3 - Fonctionnement à énergie stockée supérieure à W_E

Dans ce cas, les formes d'onde du courant et de la tension sont celles représentées sur la figure 11.

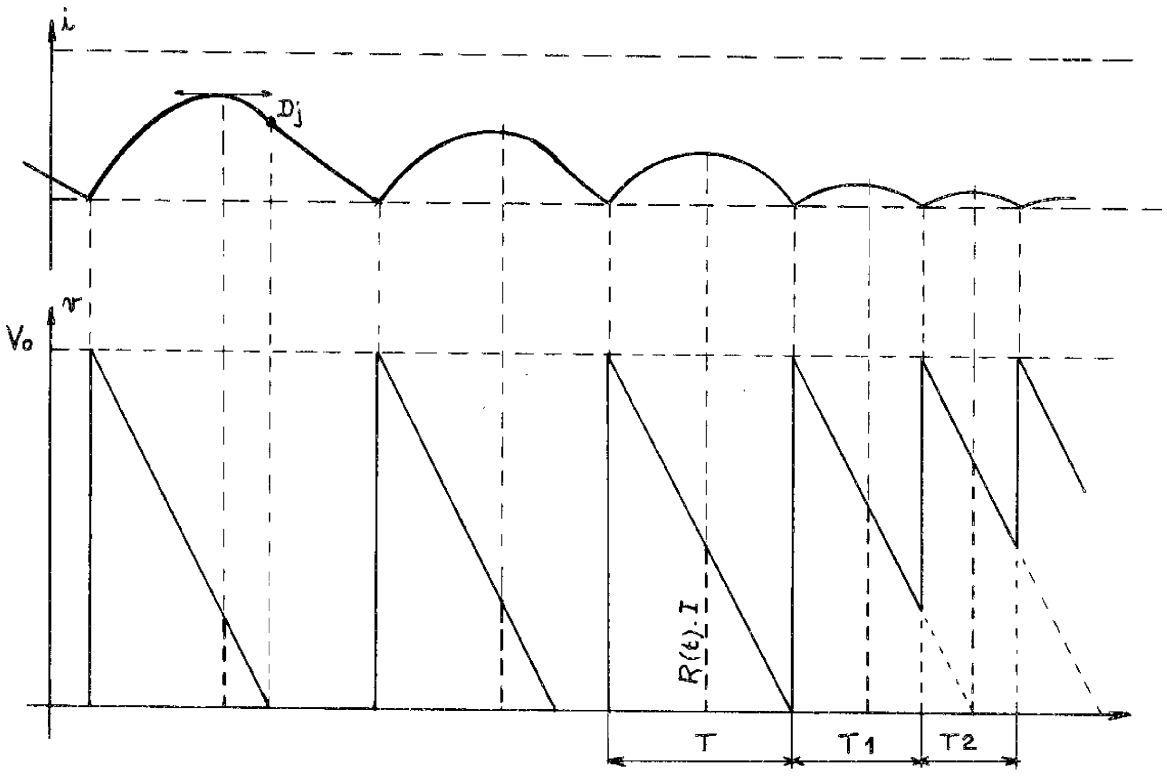


Figure 11

Cette solution présente un intérêt limité par rapport à la solution I-3-2. Une étude systématique sur calculatrice numérique est nécessaire. Une étude détaillée de ce fonctionnement ne se justifiait pas dans ce mémoire.

I-3-4 - Fonctionnement avec des C_j inégaux

Dans les deux cas de fonctionnement étudiés, on peut remarquer, en considérant la forme de l'onde, que la précision augmente au cours du temps pendant l'impulsion. Seule la première décharge fait atteindre au courant la tolérance supérieure I_M.

On peut espérer améliorer les performances du systèmes (c'est-à-dire réduire le nombre de décharges pour une précision donnée) en faisant atteindre I_M par le courant pour chaque décharge, c'est-à-dire en répartissant mieux les valeurs des C_j suivant le rang de la décharge.

Il est donc intéressant de trouver la loi de répartition des capacités permettant de satisfaire cette condition.

Posons $V_o = 2.\alpha.R(t_f).I$; l'énergie stockée sera égale à W_E ce qui impose $\alpha \geqslant 1$. Nous allons effectuer une étude préliminaire pour rechercher ensuite l'influence de α sur la précision. Comme précédemment nous ferons le raisonnement consistant à déterminer la précision en fonction d'un nombre de décharges donné.

Supposons qu'il y ait n décharges. La valeur moyenne d'une batterie partielle est C/n si C est la capacité totale qui chargée à V_o contient W_E. Ecrivons que la batterie de rang j a sa capacité multipliée par un coefficient de répartition k_j tel que ce coefficient permette au courant d'atteindre à son maximum la valeur I_M.

La décharge de rang j s'effectue à partir de l'instant t_j. Si n tend vers l'infini, les points $k_j(t_j)$ seront sur une courbe $k_j(t_j)$ qui deviendra une courbe enveloppe K(t).

Comme W stockée $= W_E / \sum_{o}^{n} k_j \frac{c}{n} = c$ soit : $\sum_{o}^{n} k_j/n = 1$

La valeur moyenne des coefficients k_j doit être égale à 1.

Exprimons la loi $k_j(t_j)$. Pour cela nous allons écrire la conservation de l'énergie dans le système entre les valeurs I_m et I_M du courant, soit :

$$\frac{1}{2} \cdot k_j \cdot \frac{C}{n} \cdot \left[V_o^2 - (R(t_j).I_M)^2 \right] = \frac{1}{2} \cdot L \cdot (I_M^2 - I_m^2) + R(t_j)\, I_M^2 \cdot tm_j$$

Le temps de montée tm_j s'exprime en fonction de V_o, R et C par :

$$tm_j = \frac{k_j C}{n} \left[\frac{V_o}{I_M} - R(t_j) \right]$$

Si on appelle $I_m = p.I_M$, l'équation devient :

$$(3) \qquad k_j \cdot \frac{C}{n} \left[\frac{1}{2} \left(V_o^2 - R^2(t_j).I_M^2 \right) - R I_M^2 \left(\frac{V_o}{I_M} - R(t_j) \right) \right] = \frac{1}{2} L.I_M^2 (1-p^2)$$

Dans cette expression l'erreur s'exprime par 1-p et la précision varie comme p. Appelons A_j le coefficient tel que la relation (3) s'écrive :

$$k_j = A_j (1 - p^2)$$

On sait que la valeur moyenne des k_j doit être 1, d'où avec

$$A_{moyen} = \frac{\sum_o^n A_j}{n} \quad , \quad 1 = A_{moyen} (1 - p^2)$$

d'où l'on tire p :

$$p^2 = 1 - \frac{1}{A_{moy}}$$

et le calcul de k_j est immédiat.

A_j étant proportionnel à n, A_{moy} l'est aussi, il en résulte que la précision varie en fonction de n comme :

$$1 - p = 1 - \sqrt{1 - \frac{1}{Q_{moy} \cdot n}}$$

avec

$$Q_{moy} = \frac{1}{n} \sum_{o}^{n} \frac{\frac{1}{2} L I_M^2}{\frac{1}{2}(.....)}$$

De même A_j est proportionnel à 1/C donc A_{moy} l'est aussi. Si, à V_o constant, on augmente l'énergie stockée, C augmente et A_{moy} diminue, donc p diminue et la précision diminue. Il n'y a donc aucun intérêt à augmenter l'énergie stockée.

Etude du cas où $\alpha > 1$

L'expression de C devient C/α^2 , celle de tm_j devient :

$$tm_j = k_j \cdot \frac{CV_o}{\alpha . n I_M} - k_j \frac{C . R(t_j)}{\alpha^2 . n}$$

et l'expression de A_j est alors :

$$A_j = \frac{\frac{1}{2} L I_M^2}{\frac{C}{n}\left[\frac{1}{2}\left(V_o^2 - \frac{R^2(t_j) I_M^2}{2}\right) - R(t_j) I_M \left(\frac{V_o}{} - \frac{R I_M}{2}\right)\right]}$$

étant supérieur à un, les termes négatifs du dénominateur diminuent et A_j diminue. Il en est de même pour A_{moy} donc pour p et la précision diminue. A la limite, si $\alpha \longrightarrow \infty$

$$A_j = A_{moy} = \frac{n.LI_M^2}{CV_o^2} = \frac{n \text{ x énergie magnétique}}{\text{énergie d'entretien}}$$

Cette expression permet de fixer une limite supérieure à l'erreur pour un n donné, donc la précision minimale possible à obtenir. Ainsi, pour n=20, on trouve la précision minimale égale à 10%.

I-3-5 - Conclusion

Grâce aux données du paragraphe précédent, nous pouvons tracer la forme d'onde du courant pour des valeurs données des paramètres α et n

Nous devons calculer les temps t_j de début de décharge, ce qui permet grâce à la courbe k(t) de trouver chaque k_j. Cependant cela suppose qu'entre chaque t_j on fasse l'approximation que R(t) est constante.

En particulier pour $\alpha = 1$, cas le plus avantageux, la courbe est assez concave et les valeurs des k_j successifs assez différentes, ce qui implique pour chaque décharge des temps de décharge relativement différents. Les différents points k_j seront proches les uns des autres en début d'impulsion et éloignés en fin d'impulsion (figure 12).

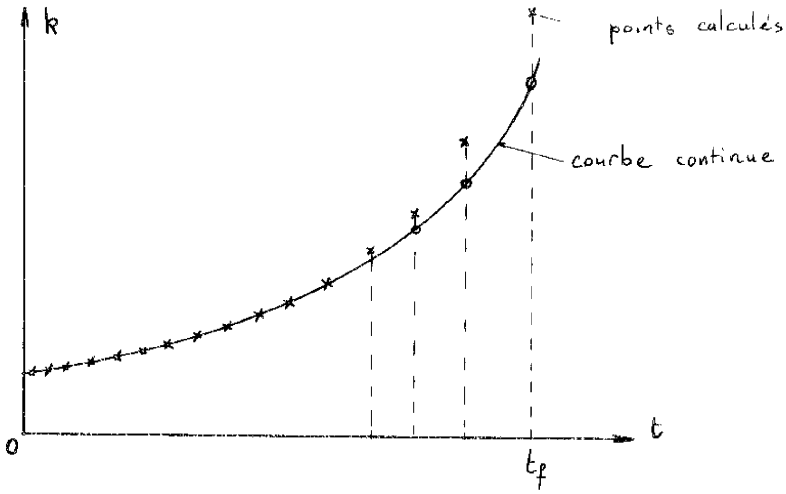


Figure 12

Pour déterminer $R(t_j)$ on divisera la durée de l'impulsion en n parties égales si bien que $t_j = j.t_1$ ce qui impliquera une erreur sur R surtout où R varie beaucoup avec le temps.
D'autre part, pour que la valeur moyenne des k_j soit égale à 1, les derniers ne seront pas tous sur la courbe $k(t)$ mais au dessus pour compenser le poids des premières décharges où k est faible.

Cette étude montre l'intérêt de la solution proposée au paragraphe I-3-4 où avec $\alpha = 1$, la précision demandée est atteinte avec un nombre de décharges moitié de celui nécessité au I-2-2.

La méthode exposée est d'autant plus valable que n est élevé.

I-4 - REGULATION CONTINUE PAR ASSERVISSEMENT

Disposant d'un organe régulateur très puissant, et d'une source d'énergie permettant de compenser les pertes JOULE, et les pertes dues à la régulation, on peut envisager d'asservir le champ ou le courant dans la bobine à une valeur de consigne.

En fait, par rapport à la bobine, la source commandée assurant le rôle défini plus haut peut être représentée différemment suivant le mode de stockage d'énergie utilisé.

Cette représentation peut être :

1°) Une source de courant dans le cas où le stockage d'énergie est magnétique ; ce type de source répond à la nature même d'un tel stockage. Le problème revient à alimenter l'inductance et la résistance croissante de la bobine par une inductance de valeur nettement plus élevée constituant le réservoir magnétique.
L'action du régulateur se fera par une dérivation de courant permettant de réaliser vis-à-vis de la bobine la source de courant désirée (figure 14).

2°) Une source de tension dans le cas d'un stockage d'énergie électrostatique. Cette source de tension V(t) doit alors obéir à la loi V(t)=Z(t).I(t) où Z(t) est l'impédance fonction du temps de la bobine.
La source V(t) est réalisée au moyen de la source électrostatique et de l'organe de commande. On a :

$$V(t) = V_E(t) - V_C(t)$$

Le terme $V_C(t)$ est de signe contraire à $V_E(t)$, la commande étant dissipative et non génératrice d'énergie (figure 15).

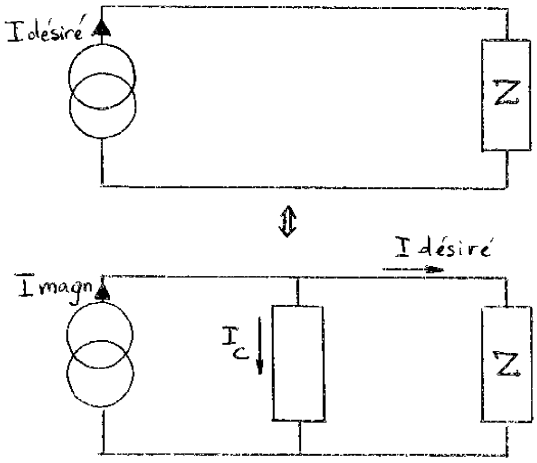


Figure 14

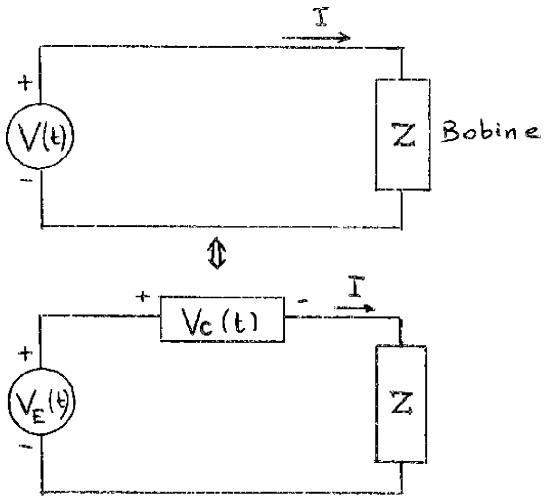


Figure 15

Les grandeurs de commande I_C et V_C sont supposées, a priori, parfaitement réalisables par le système régulateur.

Le choix parmi les deux configurations possibles va dépendre de deux facteurs principaux :

- la facilité de mise en oeuvre du mode de stockage
- Les conditions de fonctionnement de l'organe de commande (puissance instantanée, tension, courant...).

Dans le chapitre II les différentes possibilités seront analysées plus en détail et détermineront le choix que nous avons fait en fonction des données actuelles.

Dans les deux cas envisagés, l'asservissement du champ ou du courant peut se mettre sous la forme du schéma-bloc élémentaire représenté sur la figure 16 ou S représente la "transmittance" non linéaire du système de puissance (cf chapitre IV).

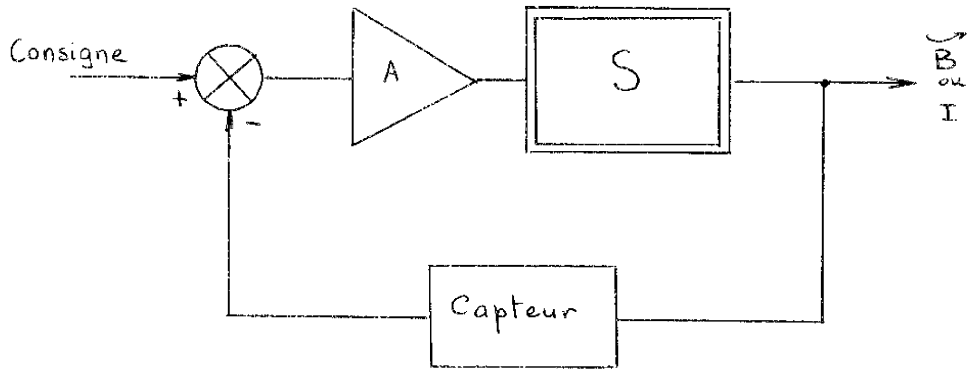


Figure 16

I-5 - CHOIX DU PROCEDE DE REGULATION

Nous allons dresser un bilan des avantages et inconvénients des deux types de régulation que nous avons envisagés.

I-5-1 - Régulation par apports discrets d'énergie

Avantages

- une relative simplicité de l'installation due au montage de circuits reproduits en plusieurs exemplaires, de même qu'une grande simplicité de la commande.
- aucun problème de stabilité.

Inconvénients

- le système est installé pour une précision donnée. L'amélioration de la précision nécessite un changement de l'infrastructure et se traduit par une élévation rapide du coût (cf. chapitre I-4).

- la précision sur le champ n'est assurée que pour une forme d'impulsions donnée. D'autres formes d'impulsions peuvent être obtenues, mais avec une précision nettement moins bonne.

- bien que le courant évolue dans un intervalle défini par les tolérances sa dérivée est variable rapidement et présente des discontinuités.

I-5-2 - Régulation par asservissement continu

Avantages

- tous ceux, bien connus, d'un asservissement continu. Pour une installation de moyens matériels donnée du système, la précision peut être améliorée par une étude plus complète de la stabilité de l'asservissement débouchant sur une élaboration plus soignée du seul bloc électronique de commande.

- dans les limites de compatibilité du système (cf chapitre III-4) toutes les formes de champ peuvent être produites avec la même précision, cette faculté montre l'adaptabilité du système.

- la dérivée du courant ne présente aucune discontinuité.

Inconvénients

- la complexité du système de commande et une mise en oeuvre délicate d'un organe de commande analogique extrêmement puissant.

- les problèmes de stabilité inhérents à un asservissement.

I-5-3 - Choix effectué

Notre choix s'est porté sur la deuxième solution en raison des très grands avantages qu'elle présente.

Bien que le coût d'une installation de ce type ne puisse être estimé avec précision sans la connaissance de la structure projetée, nous essaierons d'en réduire le montant par une meilleure utilisation de l'énergie stockée.

I-5-4 - Combinaison des deux procédés

Dans l'optique d'un bon rendement de l'investissement en matériel, on conçoit que l'énergie devant transiter par l'organe de commande a une importance primordiale sur le dimensionnement, donc sur le prix, de cet organe et de ceux qui le précèdent.

Ceci revient à dire que l'énergie d'entretien du courant dans la bobine doit être introduite, non seulement par le circuit de commande, mais aussi directement dans le circuit de la bobine, sans pour cela gêner la fonction asservissement.

Cette injection d'énergie en boucle ouverte, correspondant à la méthode d'apports discrets, donne un nouveau type de structure qui résulte de la combinaison des deux procédés.

Des calculs effectués au chapitre II montreront, pour ce type de structure, le gain appréciable opéré sur l'énergie transitant par l'organe de commande ou toutes choses égales par ailleurs, le gain en temps de régulation.

Cependant, on conçoit aussi que ce qui est gagné en performances par l'intervention d'apports en boucle ouverte, est perdu en adaptabilité du système.

En effet, ces apports sont à prévoir pour une forme de champ donnée

et l'on comprend que plus ils sont efficaces, moins le système a de latitude pour faire varier le champ par asservissement à une consigne différente, autour de la forme de champ pour laquelle les apports d'énergie en boucle ouverte ont été déterminés.

CHAPITRE II

CONCEPTION D'UN GENERATEUR DE CHAMP PULSE ASSERVI

II-1 - CONTRAINTES ELECTRIQUES SUR L'ORGANE DE COMMANDE

Nous allons étudier les contraintes électriques (tension, courant, puissance instantanée, énergie dissipée) que devra subir l'organe de commande dans les deux types de structure élémentaire proposés au chapitre I-4.

Cette étude nous conduira à fixer notre choix sur le type d'élément de commande à utiliser (semi-conducteurs ou tubes). Elle sera menée pour un champ constant, ce champ étant déjà établi dans la bobine.

II-1-1 - Contraintes tension et courant

Cas d'une réserve électromagnétique : (figure 17)

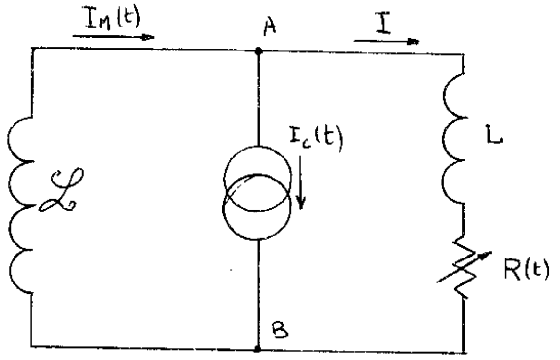


Figure 17

La tension V_{AB} aux bornes de l'organe de commande sera celle aux bornes de la bobine soit :

$V_C(t) = k(t).I$

$L.dI/dt = 0$ puisque nous effectuons l'étude pour I = constante.

La tension maximale sera donc $V_{max} = R(t_f).I$ pour une impulsion de durée t_f.

Nous savons que l'énergie initiale stockée W_{Mo} pour être utilisée dans le circuit, est sous la forme d'un courant $I_M(t)$ parcourant une inductance ($W_{Mo} = 1/2\,\mathscr{L}.I_{Mo}$)

Le courant $I_C(t)$ apparaît comme la différence : $I_C(t) = I_M(t) - I$.

Pour que la régulation ait lieu, il faut que l'organe de commande puisse agir c'est-à-dire que : $I_C(t) \geqslant 0$. En effet, $I_C(t)$ et V_{AB} ne peuvent avoir qu'un produit positif, la commande étant dissipative d'énergie.

Entre les valeurs I_{Mo} et I le courant I(t) sera régi par la loi :

$$I_{Mo} - I_M(t) = 1/\mathcal{L} \cdot \int_o^t R(t)\, I \, . \, dt$$

Pour une impulsion de champ de durée t_f, la condition sur $I_C(t)$ permettant d'utiliser au mieux l'énergie stockée est que $I_C(t_f) = 0$, soit :

$$I_M(t_f) = I$$

Soit en posant

$$J(t) = \int_o^t R(t)\, dt \qquad \text{et} \qquad J(t_f) = \int_o^{t_f} R(t)\, dt$$

nous trouvons une relation supplémentaire pour $\mathcal{L}$ et I_{Mo} :

$$I_{Mo} - I = 1/\mathcal{L} . I \; . \; J(t_f)$$

$\mathcal{L}$ peut donc s'exprimer en fonction de I_{Mo} et l'expression du courant $I_C(t)$ devient :

$$I_C(t) = \left[I_{Mo} - I \right] \cdot \left[1 - \frac{J(t)}{J(t_f)} \right]$$

La valeur maximale de $I_C(t)$ est évidemment donnée pour t = 0 et alors :

$$I_{C\,max} = I_{Mo} - I$$

La valeur I_{Mo} est liée au choix de $\mathcal{L}$ correspondant à une réserve d'énergie W_{Mo} que nous essaierons de minimiser.

Cas d'une réserve électrostatique :

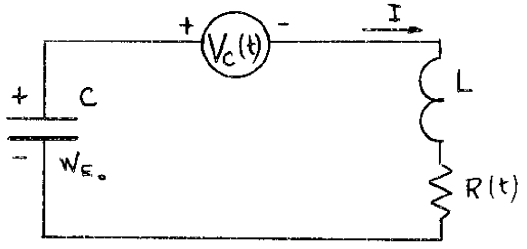


Figure 18

Le courant traversant l'organe de commande est I (figure 18).

Dans ce circuit la loi d'ohm de traduit par :

$$V_C(t) = V_E(t) - R(t) \, . \, I$$

La commande étant dissipative, cela entraîne $V_C(t) \geqslant 0$ (d'après les conventions de la figure).

Le courant I étant constant, la décharge du condensateur C est linéaire en fonction du temps :

$$V(t) = V_{Eo} - I.\ t/C$$

soit :

$$V_C(t) = V_{Eo} - I\ t/C - R(t).I$$

La condition sur $V_C(t)$ pour que l'énergie stockée soit utilisée au mieux est que $V_C(t_f) = 0$ soit $V(t_f) = R(t_f).I$

Cette condition donne une relation entre V_{Eo} et C et l'expression de $V_C(t)$ devient :

$$C = \frac{I.t_f}{V_{Eo} - V_F} \qquad \text{avec} \qquad V_F = R\ (t_f)\ .\ I$$

d'où

$$V_C(t) = V_{Eo} - \frac{V_{Eo} - V_F}{t_f}\ .\ t - R(t)\ .\ I$$

Le maximum de V_C est évidemment donné pour t = 0 et :

$$V_{C\ max} = V_o - R(o)\ .\ I$$

La valeur de V_{Eo} est liée au choix de C correspondant à une réserve d'énergie W_{Eo} que nous essaierons de minimiser.

II-1-2 - Puissance instantanée aux bornes de l'organe de commande

II-1-2-1 - Cas d'une réserve électromagnétique

Nous disposons des valeurs instantanées de V_C et de I_C, nous avons immédiatement la puissance instantanée $P_C(t)$ aux bornes du dipôle de commande :

$$P_c(t) = [R(t) \cdot I][I_{M_o} - I][1 - J(t)/J(t_f)]$$

Ce qui nous intéresse c'est la puissance de crête $P_{C\,max}$ à l'instant t_o.
Cherchons t_o :

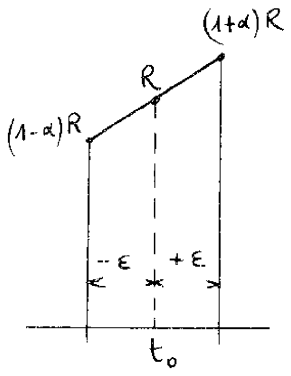
$$\frac{dP_c(t)}{dt} = [I_{M_o} - I]\left[(R'(t) \cdot I)\left(1 - \frac{J(t)}{J(t_f)}\right) + \left(-\frac{R(t)}{J(t_f)}\right)(R(t) \cdot I)\right]$$

$$\frac{dP_c}{dt} = I\,[I_{M_o} - I]\left[R'(t) - R'(t) \cdot \frac{J(t)}{J(t_f)} + \frac{R^2(t)}{J(t_f)}\right]$$

soit :

$$R'(t_o)\,[J(t_f) - J(t_o)] = R^2(t_o)$$

Vérifions que ce point correspond à un maximum en étudiant le signe de la dérivée dP_C/dt avant et après t_o.



Supposons $\varepsilon > 0$ assez petit pour que R(t) soit assimilée à un segment de droite entre $t_o - \varepsilon$ et $t_o + \varepsilon$

$R'(t_o - \varepsilon) = R'(t_o + \varepsilon) = R'(t_o)$ et $J(t_o+\varepsilon) < J(t_o)$
d'où

$$R'(t_o + \varepsilon)\left[J(t_f) - J(t_o + \varepsilon)\right] < (1+\alpha)^2 \cdot R^2(t_o)$$

ce qui entraîne $\frac{dP_c}{dt} < 0$. Pour $t_o - \varepsilon$ on montrerait de même que $\frac{dP_c}{dt} > 0$. Donc ce point est 1 maximum.

Il apparaît que t_o ne dépend que des paramètres se rapportant à la bobine. Une résolution graphique donnera t_o donc $P_{C\,max}$. P_{Cmax} sera une fonction de I_o

I-1-2-2 - Cas d'une réserve électrostatique

$$P_C(t) = I \cdot V_C(t)$$

Ici P_C est maximale pour $V_C(t)$ maximale soit pour t = o.
d'où

$$P_{C\,max} = I \cdot (V_o - R(o) \cdot I)$$

C'st une fonction de V_{Eo}.

II-1-3 - Minimisation de l'énergie stockée

Réserve d'énergie électromagnétique

Pour la condition d'économie $I(t_f)=I$, une relation lie $\mathcal{L}$ et I_{Mo}.
Pour cette condition nous allons déterminer le minimum de la fonction $W_{Mo}(I_{Mo})$.

$$W_{Mo} = 1/2\ \mathcal{L}\ I^2_{Mo} \qquad \text{soit en utilisant}$$

$$W_{Mo} = \frac{1}{2}\ \frac{I \cdot J(t_f)}{I_{Mo} - I}\ I^2_{Mo} \qquad \text{cherchons } I_{Mo} \text{ pour } \frac{dW_{Mo}}{dI_{Mo}} = o$$

Cette expression est de la forme : ax^2+x+b ; sa dérivée par rapport à x est nulle pour x = - 2b, positive pour x - 2b, négative pour x - 2b.
Soit pour $I_{Mo} = 2\ I$ nous avons :

$$\mathcal{L} = J(t_f) \qquad \text{et} \qquad W_{Mo} = 1/2 \cdot 4 \cdot I^2 \cdot J(t_f) = 2 \cdot W_E$$

Pour la valeur $I_{Mo} = 2I$ l'énergie magnétique stockée sera minimale et égale à deux fois l'énergie d'entretien W_E.
L'énergie dissipée dans l'organe de commande sera alors :

$$W_C(t_f) = W_E / 2$$

Réserve d'énergie électrostatique

Dans les mêmes conditions, calculons C et V_{Eo} pour que W_{Eo} soit

$$W_{E_o} = \frac{1}{2} C.V_{E_o}^2 = \frac{1}{2}\left(V_{E_o}^2\right).\frac{I.t_f}{V_{E_o} - R(t_f).I}$$

cherchons W_{Eo} pour que $\frac{dW_{Eo}}{dV_{Eo}} = o$

L'expression de W_{Eo} est aussi de la forme $ax^2/x+b$

Nous déduisons que pour avoir le minimum d'énergie électrostatique stockée, il faut que V_{Eo} soit égale à deux fois la tension aux bornes de la bobine en fin d'impulsion.

La capacité de C est donnée par : $C = t_f/R(t_f)$

et :

$$W_{Eo} = 2.R(t_f) . I^2 . t_f$$

Il faut remarquer que cette valeur peut être plusieurs fois plus grande que W_E car elle correspond à une énergie dissipée dans la bobine pendant l'impulsion comme si la résistance de celle-ci avait été constamment $R(t_f)$.

II-1-4 - Choix du type de l'organe de commande

Pour donner à la puissance de crête une valeur utile pour déterminer l'organe de commande, nous nous placerons dans les conditions précédentes donnant le minimum d'énergie stockée à installer. Alors:

$P_{c\ max} = 2R(t_f)I^2 - R(0)I^2$ pour une énergie électrostatique

$P_{c\ max} = R(t_0)I^2\left[1 - \frac{J(t_o)}{J(t_f)}\right]$ pour une énergie électromagnétique

Dans le cas d'une réserve électrostatique, et pour une durée de régulation de dix ms, la valeur de P_C est de 14MW. L'estimation de la puissance de crête supportée par l'organe de commande donne une valeur impressionnante.

L'évolution du système est lente (plusieurs ms) par rapport aux constantes de temps thermiques les plus courtes des transistors ; dans ce cas, le rapport Puissance de crête / Puissance continue utilisable est faible (de l'ordre de 2 à 3). D'autre part, si l'on veut éviter les risques de deuxième disruption, il faudra dimensionner l'étage ballast en fonction de la puissance nominale réduite des transistors [5], ce qui nécessitera un nombre énorme de composants.

Par contre les tubes électroniques en général, et ceux du type "vapotron" en particulier, peuvent supporter des puissances de crête égales à plusieurs dizaines de fois leur puissance nominale.

En conclusion, les composants les mieux adaptés pour construire l'organe de commande sont les tubes électroniques de très forte puissance. Le handicap qui pèse sur eux est le très fort courant qui doit les traverser. Nous verrons au chapitre II qu'un transformateur adaptateur d'impédance permet d'adapter les possibilités de ces tubes aux exigences du circuit.

II-2 - STRUCTURE EN FONCTION DE LA NATURE DE L'ENERGIE STOCKEE

II-2-1 - Cas d'un stockage magnétique

Le stockage d'énergie magnétique W_{Mo} consiste à l'aide d'enroulements à créer un flux dans un certain volume.

Afin d'adapter les caractéristiques électriques des tubes de commande au circuit de la bobine, on peut diviser la source $I_M(t)$ en deux enroulements :

- l'un "haute tension" pour les tubes,
- l'autre "fort courant" pour la bobine (figure 19).

Ces deux enroulements embrassant le même flux sont liés par effet transformateur. Nous avons une structure analogue à celle définie dans le chapitre I mais avec deux enroulements dont l'un est parcouru par un courant $I_C(t)/k$ si k est le rapport de transormation.

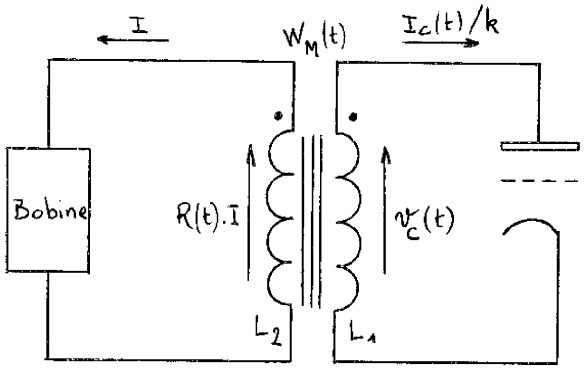


Figure 19

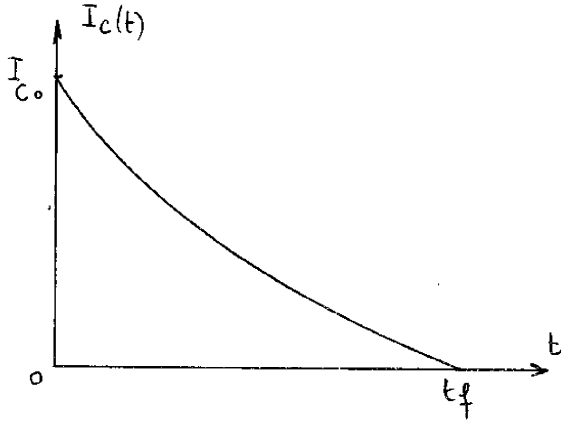


Figure 20

L'enroulement L2 étant parcouru par un courant constant, les variations de flux sont dues uniquement au primaire, soit :

$$(1) \qquad I_C(t)/k = I_{C0}/k - \frac{1}{L1} \int_0^t v_c(t)\, dt$$

$$\text{or} \qquad v_c(t) = k\ R(t).\ I$$

La condition d'économie est $I_C(t_f) = 0$ (figure 20).
Dans ce cas et pour un couplage parfait, ($L2 = 1/k^2 . L1$), le calcul de l'énergie initiale minimale

$$W_{M0} = \text{minimum de} \left[\frac{1}{2} L_2 I^2 + \int_0^{t_f} I_C(t)/k\ v_c(t)\, dt \right]$$

donne les résultats suivants :

$$W_{Mo\ min} = 2W_E \ ,\ L_2 = \mathcal{L} = J(t_f) \ ,\ I_{C0} = I \quad \text{et} \quad W_C(t_f) = \frac{W_E}{2}$$

Résultats évidemment analogues à ceux concernant le circuit de base (chapitre II-2-1).

Remarques

- à t_f il reste dans dans le circuit magnétique $\frac{W_E}{2} = \frac{1}{2} \cdot L_2 I^2$
- tous les calculs effectués jusqu'à présent supposaient que le courant I circulait dans la bobine à l'instant initial.
- en particulier, pour la réalisation technique, ceci suppose que l'enroulement secondaire soit chargé en même temps que la bobine par la capacité du "CROW-BAR".

On peut penser alimenter le tout à partir de l'énergie magnétique stockée. Dans ce cas, la montée du courant dans la bobine doit être commandée. Etudions cette possibilité (figure 21).

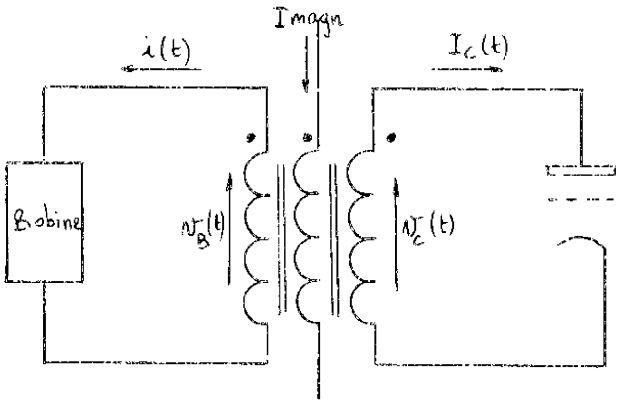


Figure 21

Soit un courant magnétisant Imagn créant le flux ϕ_o dans les enroulements L1 et L2. A l'instant 0, le tube est conducteur et on coupe Imagn, le circuit de la bobine étant ouvert. Toute l'énergie magnétique due à ϕ_o passe dans le primaire sous la forme d'un courant I_{Co}.
A cet instant on peut fermer le circuit de la bobine et commander la montée du courant i(t) jusqu'à la valeur I, atteinte à t_o. On sait d'ailleurs qu'à t_o, $I_C(t_o) = I/k$. Ensuite le courant constant I est entretenu jusqu'à t_f, instant où $I_C(t_f) = 0$.

Ce qui nous intéresse au premier chef, c'est le courant crête traversant les tubes de commande, donnée essentielle pour les dimensionner. Afin d'obtenir des résultats comparables pour les différentes structures étudiées et pour les divers types de tubes choisis, c'est le courant primaire ramené au secondaire que nous allons déterminer.

Nous savons d'ailleurs que le courant primaire à partir de t_o a toujours la même forme, et ne diffère en valeur absolue que d'une constante déterminée suivant les critères du fonctionnement envisagé.

En particulier pour les conditions d'énergie stockée minimale, nous savons qu'à t_o, $k.I_C(t_o)=I$ et qu'à t_f $I_C(t_f) = 0$.

Considérons le courant primaire ramené au secondaire et calculons - le :

$$I_C(t) = I_{C0} - I_C(t)$$

à t_o $\quad I_C(t_o) = I = I_{C0} - \Delta I_C(t_o)$

or $\quad \Delta I_C(t) = i(t) + k \frac{\mathcal{R}}{n_1^2} \int_o^t k\, v_B(t)\, dt$

$$v_B(t) = R(t)\, i(t) + L \frac{di}{dt}$$

v_B est la tension aux bornes de la bobine donc du secondaire.

$\frac{k^2 \mathcal{R}}{n_1^2}$ représente l'inductance ramenée, soit $1/L2$ (couplage parfait).

nous avons donc : $\Delta I_C(t_o) = I + \frac{1}{L2} \int_o^{t_o} v_B(t)\, dt$

il vient pour I_{Co} :

$$I_{co} = 2I + 1/L_2 \int_o^{t_o} \left[R(t).i(t) + L \frac{di}{dt} \right] dt$$

$$I_{co} = 2I + L/L_2\, I + 1/L_2 \int_o^{t_o} R(t)\, i(t)\, dt$$

$$I_{co} = I . \left[2 + L/L_2 + 1/L_2 \int_o^{t_o} R(t) \frac{i(t)}{I} dt \right]$$

Dans les conditions d'énergie stockée minimale, $L2 = J(t_f)$

et $\int_0^{t_0} R(t)\,dt \ll \int_{t_0}^{t_f} R(t)\,dt = L_2$ pour $t_0 \ll t_f - t_0$, d'autre part $\frac{i(t)}{I} \leq 1$

donc le dernier terme de la somme est $\ll 1$

Pour la bobine dont nous disposons L/L2 pour $t_f = 10$ ms est voisin de 1.

Nous pouvons ainsi faire l'approximation suivante :

$$I_{C0} \simeq 3.I \qquad \text{par défaut}$$

Nous voyons que l'avantage de cette structure utilisant une source unique d'énergie est fortement compromis par les contraintes qu'elle entraîne sur l'organe de commande dont le dimensionnement doit être au moins trois fois supérieur à celui envisagé précédemment.

Remarques :

1°) Le circuit de la bobine étant inductif, on ne peut envisager l'établissement simultané des courants primaires et secondaires à partir de l'énergie magnétique stockée (ce qui permettrait par un jeu de commutations de gagner sur I_{C0}). Mais ceci permet de se passer d'un interrupteur pour l'établissement du courant dans la bobine.

2°) L'établissement en bouble ouverte du courant dans la bobine apparaît comme le moyen de réduire considérablement le courant I_{C0}.
L'établissement du courant dans la bobine peut être créé par une décroissance commandée du courant de l'enroulement magnétisant après fermeture du circuit de la bobine (conservation du flux).
L'énergie magnétique libérée par la décroissance de Imagn est convertie en énergie magnétique dans la bobine et en pertesJoule.

3°) Nous pouvons remarquer que, seul le paramètre L2, dont nous avons le choix intervient dans la valeur de I_{C0}.
Dans tout ce qui précède, notre critère de choix de L2 correspondait à une énergie stockée minimale.
Or la notion de dimensionnement des tubes de commande intervient pour une part importante dans la minimisation du coût de l'installation.
Ce coût se traduit par :

Prix de l'énergie stockée + Prix du transformateur + Prix des tubes = Minimal.

Conclusion

Il est essentiel de chiffrer les coûts de chaque organe principal en fonction de L2, toutes les autres grandeurs étant fixées par ailleurs (I, temps de régulation . . .).
Le critère de choix de L2 ne sera plus par conséquent le critère simple de l'énergie stockée minimale, mais le coût minimal de l'installation.

II-2-1-1 - Moyens de créer l'énergie magnétique
Prix d'un k Joule magnétique

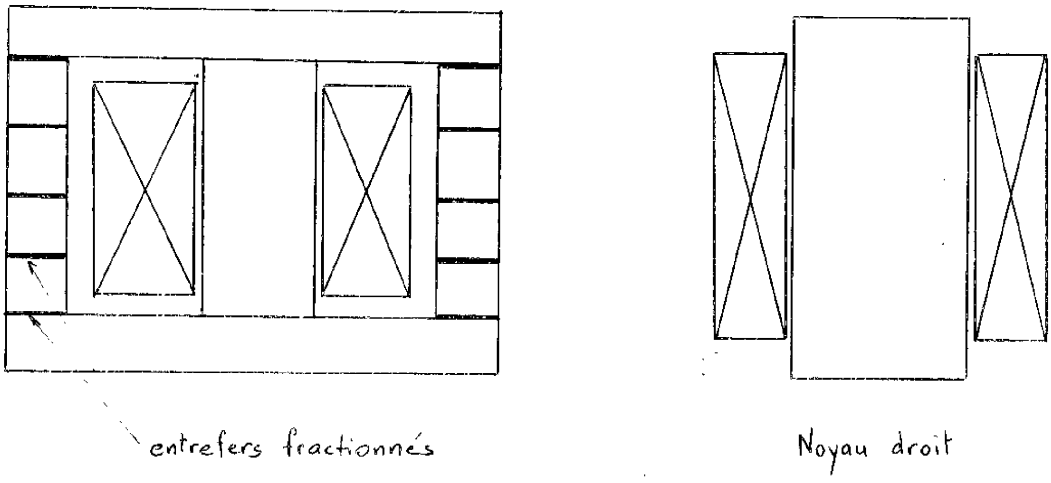
- Technologie des enroulements :

La présence d'un circuit magnétique de perméabilité μ permet d'avoir les avantages suivants :

- trajet des lignes de flux connu (couplage)
- inductance élevée

Ces deux qualités sont évidemment proportionnelles à μ. Cependant l'énergie stockée est inversement proportionnelle à μ. Le but recherché est de pouvoir stocker l'énergie, d'avoir un couplage serré et de pouvoir réaliser L2 avec

un nombre de spires raisonnable. Nous proposons deux solutions représentées sur la figure 22.



Solution a

Solution b

Figure 22

- La solution a : consiste en la réalisation d'un circuit cuirassé avec entrefers. La perméabilité du circuit est considérablement réduite et la présence des entrefers entraîne deux conséquences :

- la relation champ-induction est très linéarisée,
- l'induction rémanente est abaissée en même temps que μ

Ceci permet d'augmenter considérablement la proportion d'énergie récupérable pour un même volume de circuit magnétique.

En effet, l'énergie libérée par un circuit magnétique dont l'induction passe de + Bm à Br est égale à :

$$W = vol \cdot \int_{Bm}^{Br} H \, dB$$ figure 23

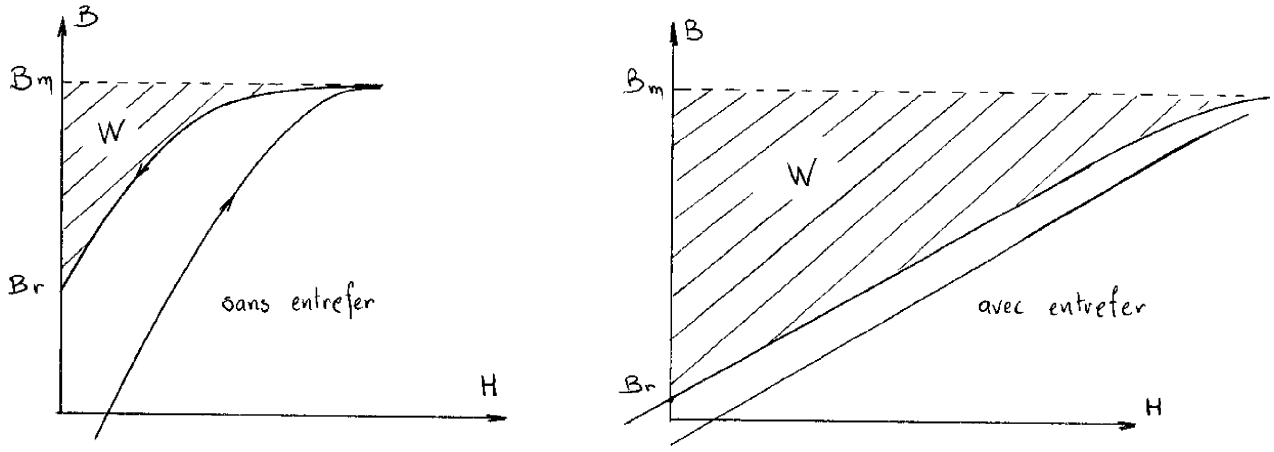


Figure 23

Ceci s'explique par le fait que la presque totalité de l'énergie magnétique est dans les entrefers qui n'ont ni hystérésis ni rémanence.

La colonne centrale et les deux armatures ne présentent pas d'entrefers afin que les lignes de flux soient parfaitement guidées dans l'axe des enroulements ce qui permet, malgré une faible perméabilité totale du circuit, de réduire les inductances de fuite.

L'avantage de cette solution est d'offrir une perméabilité équivalente ajustable en fonction des entrefers [5]

On a en effet :

$$\mu_e = \frac{\mu_0 \mu_r}{1 + \frac{e}{L}\mu_r}$$

μ_e = perméabilité équivalente

e = entrefer

L = Longueur du CM

- La solution b consiste en la réalisation d'un transformateur à air donc de perméabilité pratiquement égale à μ_0 , dans lequel les enroulements seront placés autour d'une masse de fer permettant de guider les lignes de flux dans l'axe des bobines et, comme dans la solution a d'améliorer le couplage.

Par rapport à la solution a cette solution diffère par un volume de fer réduit mais par un volume de cuivre plus élevé (nombre de spires plus grand pour créer L2).
Cette solution a l'inconvénient de ne pas imposer un trajet défini aux lignes de flux qui vont se répartir dans tout l'espace en créant des couplages parasites avec l'électronique bas niveau de même qu'avec tout l'appareillage de contrôle (faisceau d'oscilloscope) dont il serait extrêmement difficile de s'affranchir.

II-2-1-2 - Stockage d'énergie magnétique

Le premier jugement venant à l'esprit est de remarquer que l'énergie stockée dépend surtout d'un certain poids de cuivre et de fer et que ce mode de stockage est d'un coût avantageux.

Ceci étant, comme nous l'avons fait remarquer dans la conclusion précédente, le critère de l'énergie minimale stockée laisse place au critère courant minimal dans les tubes c'est-à-dire L2 grand.

Il reste aussi le problème de magnétiser le circuit magnétique pour créer l'énergie initiale et d'autre part les deux exigences contradictoires : prix de revient minimal du transformateur et L2 grand.

II-2-1-2-1 - Recherche du prix minimal du matériel nécessaire dans le cas de la solution b

Nous allons définir une structure homogène en prenant un cylindre de fer de hauteur égale au diamètre (figure 24).

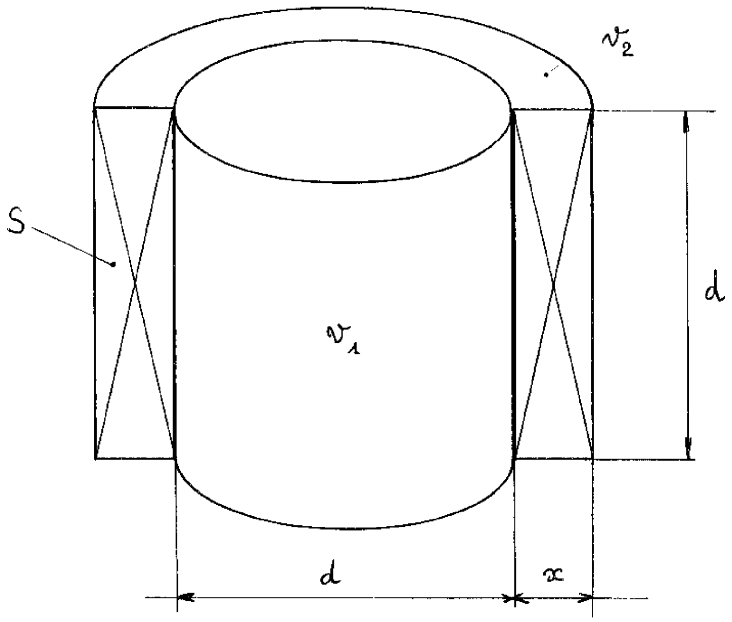


Figure 24

S = n_S : section totale des spires

i = densité de courant dans le cuivre

x = S/d

d + x = diamètre de la bobine

p_1 = prix du kg de fer

p_2 = prix du kg de cuivre

ρ_1 = masse volumique du fer

ρ_2 = masse volumique du cuivre

Nous pouvons employer la formule de BOUCHEROT relative aux noyaux droits et déterminer ainsi un entrefer équivalent.

Cet entrefer est donné par la formule :

$$e = \frac{0,875\sqrt{S}}{1 + \frac{4}{3} \cdot \frac{1}{D}}$$

S = section du fer

1 = longueur de la bobine

D = diamètre de la bobine

Le calcul de l'inductance de l'enroulement placé autour du noyau droit se traduit par :

$$L = \mu_o \cdot \frac{n^2 S}{e}$$

Avec les données relatives à la figure 24 ces formules s'écrivent :

$$e = \frac{0,875\sqrt{v_1/d}}{1 + \frac{4}{3} \cdot \frac{d^2}{d^2+S}} \quad \text{et} \quad L = \mu_o n^2 \cdot \frac{\frac{\pi}{4}(d+x)^2}{e}$$

L'énergie stockée est égale à :

$$W = \frac{\pi \mu_o (d+x)^2 S^2 i^2}{8 e}$$

Les volumes de fer et de cuivre s'expriment par :

$$v_1 = \frac{\pi d^3}{4} \quad \text{et} \quad v_2 = \pi\left(d S + \frac{S^2}{d}\right)$$

Les relations précédentes permettent d'écrire, en choisissant d comme variable, les volumes v_1 et v_2 en fonction de d, la densité de courant étant fixée. Le coût s'écrit alors :

$$P(d) = p_1 \cdot \rho_1 \cdot v_1(d) + p_2 \cdot \rho_2 \cdot v_2(d)$$

avec $v_1(d) = \pi d^3/4$, nous ne détaillerons pas ici le calcul fastidieux qui donne la fonction $v_2(d)$ ni le minimum de P (d)

L'existence du minimum de P(d) est mise en évidence par l'évolution inverse des termes $v_1(d)$ et $v_2(d)$. Si v_1 diminue, pour avoir la même énergie stockée il faut magnétiser davantage ce qui nécessite plus de cuivre. Ceci est

montré dans la relation :

$$W = cte = \frac{\pi \mu_o (d + S/d)^2 i^2 S^2}{8 e}$$

l'entrefer e dépend peu de v_1 puisque $\mathbf{1}$ varie comme S ; par contre D va augmenter ce qui fait croître légèrement e.
Dans l'expression de W si v_1 diminue, d diminue et S doit augmenter.
Le volume v_2 augmente avec S (présence de S^2).
v_2 est une fonction décroissante de d alors que v_1 est une fonction croissante de d.
La fonction coût P(d) présente donc un minimum.

II-2-1-2-2 - Prix minimal dans le cas de la solution a

Pour cette solution, un calcul analogue à celui que l'on pourrait effectuer ici est développé au paragraphe II-3-1-2.

Dans ce calcul, il est tenu compte, dans le poids de cuivre, de la présence des deux enroulements primaire et secondaire . Il nous a paru inutile de reprendre ici un long calcul qui trouve fort bien sa place au chapitre II.

II-2-1-2-3 - Problème de la source de courant et de l'échauffement

Ces deux notions vont préciser fortement le choix à faire sur la densité de courant i dans le cuivre. En effet, la puissance JOULE à fournir à l'enroulement peut s'écrire :

$$P_j = \rho \frac{v}{S^2} \cdot I^2_{magn} \qquad \text{avec } I^2_{magn} = S^2 i^2 \qquad \text{et v volume de cuivre}$$

soit $$P_j = \rho . v . i^2$$

En fait sans rentrer dans les détails, il faudra adapter le terme i aux possibilités du générateur continu devant apporter l'énergie.

Il apparaît évident que pour réaliser une économie substantielle, sur le cuivre, pour un dimensionnement optimal du transformateur, il faudra faire face à trois difficultés :

- la puissance considérable du générateur continu
- l'échauffement du cuivre,
- les efforts électrodynamiques sur l'enroulement.

Les remarques sur les deux premiers points précédents se rapportent à un chargement lent.

Si, au moyen d'une source extrêmement puissante, on peut charger l'enroulement en un temps très court, toute notion de pertes JOULE perd sa signification au profit de la capacité calorifique de l'enroulement ; alors la densité de courant peut être très grande. La valeur moyenne du courant traversant l'enroulement est faible étant donné la fréquence de récurrence des impulsions.

Cette source peut être, par exemple, la dynamo unipolaire de C. RIOU [8]

Cette solution, étant donné l'importance du courant produit, pose des problèmes de commutation qui ne sont pas complètement résolus à l'heure actuelle à notre connaissance [25]

II-2-1-3 - Conclusion

Trois modes de stockage d'énergie peuvent être envisagés :

- stockage magnétique dans un enroulement
- stockage électrostatique dans un banc de condensateurs
- stockage cinétique dans un volant d'inertie.

L'expression du flux est la suivante

$$\phi(t) = K\,(I - k\,I_1(t))$$

En fin d'impulsion, il pourrait être intéressant de court-circuiter la bobine de champ sur elle-même et laisser le courant décroître exponentiellement. Dans ce cas, le courant dans les tubes ne joue plus aucun rôle et le courant dans le secondaire du transformateur est annulé. Le flux ne peut être discontinu, il en résulte que si on veut $I_1(t_f) = 0$ il faudra que $\phi(t_f) = 0$. Cherchons quelle valeur de L_2 permet de réaliser cette condition ? Ceci correspond à un flux nul dans le transformateur soit :

$$k \cdot I_1(t_f) = I$$

avec :

$$I_1(t_f) = \frac{1}{M} \int_{t_o}^{t_f} v_B(t)\,dt = \frac{1}{M}\, I \cdot J(t_f)$$

d'où $$Mk = J(t_f)$$

et $$L_2 = J(t_f)$$

II-2-2-2 - Recherche du coût minimal

Le critère intéressant pour le constructeur est évidemment le coût minimal du matériel. Comme dans le paragraphe II du chapitre II, le coût du matériel peut s'écrire :

$$P = pc\,(W_c) + pt\,(W_T) + pv\,(W_v)$$

où pc, pt, pv sont des prix équivalents par unité d'énergie. Ces différents prix seront définis pour chaque élément par la suite.

Le quadripôle T est le schéma équivalent du transformateur ramené au primaire.

C'est un circuit analogue dans lequel les tensions sont k fois plus grandes et le courant k fois plus petit. La position du condensateur devant assurer l'entretien du courant est ainsi précisée : elle se situe dans le primaire. Le schéma de principe du montage est représenté sur la figure 26.
Le courant I étant établi, il définit le sens de $V_B(t)$ et k. $V_B(t)$. La seule source d'énergie étant le condensateur C_1, l'enroulement primaire est récepteur ce qui défini le sens du courant $I_1(t)$ et le branchement du tube.
L'expression du courant primaire est la même que (1) soit :

$$I_1(t) = I_{10} + \frac{1}{L_1} \int_o^t k\, v_B(t)\, dt$$

ou encore avec $kM = L_1$

$$I_1(t) = I_{10} + \frac{1}{M} \int_o^t v_B(t)\, dt$$

Si M est la mutuelle inductance et si le couplage est parfait.
Le sens de I_1 étant connu, seule sa valeur absolue nous intéresse.
Le transformateur n'étant pas chargé en énergie avant l'impulsion, il en résulte que le courant initial I_{10} est nul et sera maintenu nul jusqu'à la régulation (moyen commode de ne pas faire intervenir le primaire pendant la montée du courant).
On peut aussi remarquer que les flux engendrés dans le circuit magnétique du transformateur par l'enroulement primaire et l'enroulement secondaire sont soustractifs. D'où :

$$I_1(t) = \frac{1}{M} \int_{t_o}^t v_B(t)\, dt \qquad \text{ou} \qquad I_1(t) = \frac{1}{M} \cdot I \cdot J(t)$$

t_o = début de la régulation.

$$C_1 \cdot k \left[V_{E0} - V_F \right] = \frac{1}{k L_2} \int_0^{t_f} I \cdot J(t)\, dt$$

Toutes les grandeurs concernant la bobine sont connues en fonction de t_f soit :

$$H_F = \int_0^{t_f} J(t)\, dt$$

d'où

$$C_1 = \frac{H_F \cdot I}{k^2 L_2 (V_{E0} - V_F)}$$

L'énergie stockée dans C_1 s'exprime par :

$$W_{c1} = \frac{1}{2} C_1 k^2 V_{E0}^2$$

soit

$$\boxed{W_{c1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I H_F V_{E0}^2}{L_2 (V_{E0} - V_F)}}$$

II-2-2-2-2 - Energie transitoire maximale dans le transformateur

Cette énergie s'exprime d'une façon générale par :

$$W_T = \frac{1}{2} L_2 I^2 + \frac{1}{2} L_1 I_1^2 - M I I_1$$

on sait que dans l'hypothèse d'un couplage parfait $M = k L_2$, $L_1 = k^2 L_2$ d'où

$$W_T = \frac{1}{2} L_2 I^2 + \frac{1}{2} \frac{I^2 J^2(t)}{L_2} - I^2 J(t)$$

W_c : énergie stockée dans les condensateurs,

W_t : énergie transitoire dans le transformateur

W_v : énergie dissipée dans l'organe de commande "vapotron".

II-2-2-2-1 - Enérgie stockée

Deux batteries de condensateurs C_1 et C_2 sont présentes dans le montage ; l'une est la batterie de lancement du courant dont l'énergie stockée peut s'écrire :

$$W_{c2} = \frac{1}{2} (L_B + L_2) I^2$$

Cette batterie apporte l'énergie nécessaire pour magnétiser le transformateur et la bobine avant la régulation.

Parmi les éléments du montage, nous trouvons deux paramètres indépendants L_2 et V_0 (tension initiale de C_1). Il sera évidemment nécessaire de minimiser les fonction $P_c(W_c)$, $P_t(W_t)$ ... en fonction de ces paramètres.

Calculons W_{c1} :

La variation de charge de la batterie C_1 peut s'exprimer par :

$$C_1 \cdot \Delta V = \int_0^{t_f} I_1 \, dt$$

où ΔV est la variation de tension de la batterie d'entretien C_1 de sa tension de charge V_{Eo} . k à la tension de fin d'impulsion k,V_f.

Posons

$$V_f = R(t_f) \cdot 1 + S/k$$

où S représente la tension de déchet, nécessaire aux bornes du tube de commande pour qu'il puisse agir. On en déduit :

On tire de ce bilan :

$$W_v = \frac{1}{2} \frac{1}{L_2} \left[I H_F (V_{E0} + V_F) - I^2 J_F^2 \right]$$

II-2-2-2-4 - Cas particulier du critère d'énergie stockée minimale

$$W_{E_o} = \frac{1}{2} L_2 I^2 + \frac{1}{2} \frac{H_F I}{L_2} \cdot \frac{V_{E0}}{V_{E0} - V_F}$$

minimal pour : $V_{E0} = 2 V_F$

ce qui devient :

$$W_{E0} = \frac{1}{2} L_2 I^2 + \frac{2 H_F I V_F}{L_2}$$

Par rapport à L_2, W_{E0} est minimale quand

$$L_{20} = 2\sqrt{\frac{H_F V_F}{I}}$$

Ce qui donne

$$W_c = \frac{1}{2} L_{20} I^2 + \frac{2H_F I V_F}{L_{20}}$$

$$W_t = \frac{1}{2} L_{20} I^2$$

$$W_v = \frac{3}{4} W_{c1} - \frac{W_E}{2}$$

W_E étant l'énergie d'entretien .

Pour $t = t_o$, $I_1 = o$ soit $W_T = \frac{1}{2} L_2 I^2$

Pour $t = t_f$:

$$W_{t_f} = \frac{1}{2} L_2 I^2 + \frac{1}{2} \frac{I^2 J_F^2}{L_2} - I^2 J_F$$

Cette énergie est directement liée au flux, lesflux créés par les courants primaire et secondaire étant soustractifs, il faudrait que $k . I_1 \geqslant 2 . I$ pour que le flux à cet instant soit en valeur absolue $\geqslant \phi(t_o)$. Ceci correspond à un courant primaire $I_1 \geqslant 2 . I/k$ c'est une condition que nous n'atteindrons pas puisque l'on cherche plutôt à réduire I_1 pour économiser sur les tubes (à Wstockée minimale correspond $I_1(t_f) = \frac{I}{k}$). Ceci nous montre que l'énergie sera maximale quand $t = t_o$ c'est-à-dire quand I sera le seul courant magnétisant. La valeur W_T intervenant dans le dimensionnement du transformateur sera donc :

$$\boxed{W_T = \frac{1}{2} L_2 I^2}$$

II-2-2-2-3 - Energie dissipée dans le vapotron

Nous allons obtenir facilement cette énergie en faisant un bilan des énergies en début et en fin d'impulsion.

Nature de l'énergie	Energie avant impulsion	Energies en fin d'impulsion
Energie dans les condensateurs	$W_{c1} + W_{c2}$	$0 + \frac{1}{2} C_1 V_F^2$
Energie dans le transformateur	0	$W_{tf} = \ldots\ldots$
Energie dans la bobine	0	$\frac{1}{2} L_B I^2$
Energie Joule bobine	0	$I^2 J_F = W_E$
Energie dissipée dans les tubes	0	W_v
Total	$W_{c1} + W_{c2}$	$W + W_v$

applicable ici étant donné que l'on cherche à avoir L_2 relativement grand pour diminuer W_v et un couplage assez efficace (dans le cas particulier où $L_2 = J_f$, L_2 vaut 1, 2 mH).

La structure choisie est celle du circuit fermé, cuirassé avec entre-fer définie par la solution a) précitée. Compte tenu de l'inductance demandée et de l'énergie stockée, les seuls paramètres indépendants dans la détermination du transformateur sont la perméabilité équivalente μ_e et la "silhouette" du circuit. Le poids de cuivre et le poids de fer seront fonction de μ_e. Ces deux fonctions varient en sens inverse en fonction de μ_e, si μ_e croit le poids de cuivre augmente mais le poids de fer diminue.

On pourra donc déterminer une valeur de μ_e pour laquelle le prix des matériaux constituant le transformateur sera minimal pour une "silhouette" donnée du circuit magnétique.

La figure 27 représente une silhouette dont les proportions sont données en fonction des enroulements et des isolements à respecter entre enroulements.

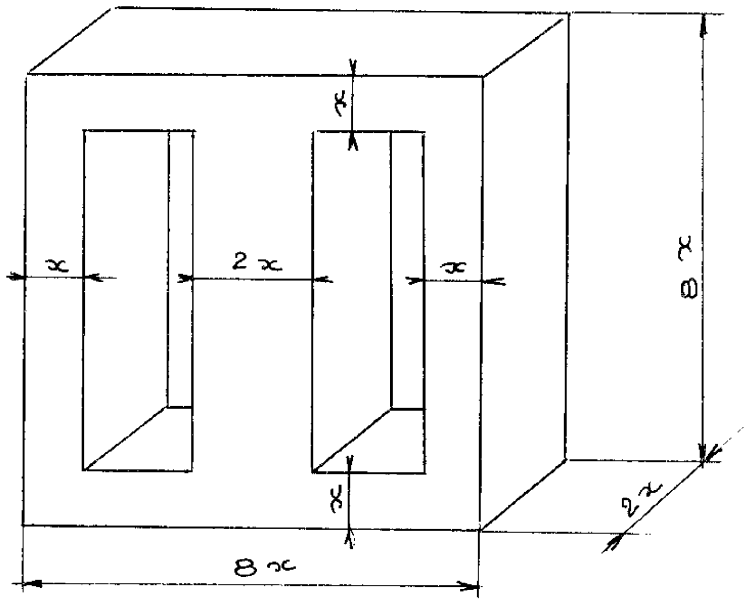


Figure 27

II-3 - IDENTIFICATION DES COUTS ; OPTIMALISATION

II-3-1 - Identification des coûts

II-3-1-1 - Batteries de condensateurs

On peut considérer que le coût d'une batterie de condensateurs est proportionnel à l'énergie qu'elle peut contenir.
En conséquence la loi $P_C(W_C)$ est linéaire et l'on peut définir un coût par unité d'énergie stockée :

$$P_c = p_c \times W_c$$

p_c est le prix par unité d'énergie et s'exprime en francs/Kj

II-3-1-2 - Transformateur

Cet élément doit répondre à deux conditions :

- avoir un secondaire d'inductance propre L_2
- pouvoir contenir l'énergie magnétique $W_T = 1/2\ L_2\ I^2$

Il est évident que ces deux conditions sont liées et c'est le terme L_2 qui est déterminant.

Nous allons chercher à définir la fonction $P_T(W_T)$, ce qui sera fait en fonction de L_2.

D'autre part pour L_2 donné, il s'agit de déterminer le transformateur le plus économique en fonction des autres paramètres entrant dans la construction de cet élément.

La solution b) du circuit magnétique à noyau droit dont nous avons développé le calcul au chapitre II (II-2-1-1 et II-2-1-2-1) est difficilement

En éliminant L_2 dans (2) et dans (3) on tire N :

$$N^2 = \frac{800\ B^2\ x^2}{\mu_e^2\ I^2}$$

ce qui permet d'écrire v_{cu} :

(4) $$v_{cu} = \frac{560\ B\ x^2}{\mu_e \cdot j}$$

Nous avons déterminé v_{Fe} et v_{Cu} en fonction de la dimension x. Déterminons μ_{e_o} pour lequel le prix des matériaux est le plus faible. Ce prix s'exprime par :

$$P_T = p_{Fc} \times v_{Fc} + p_{cu} \times v_{cu}$$

où p_{Fe} et P_{cu} représentent le prix au m^3 manufacturé du fer et du cuivre (*)
Il faut exprimer x en fonction de μ_e et remplacer x par cette valeur

$$x = \left[\frac{L_2 I^2}{80\ B^2}\right]^{1/5} \cdot (\mu_e)^{1/5} \qquad \text{tiré de (2)}$$

$$P_T = p_{Fe}\ A\ \mu_e + P_{cu}\ B\ \mu_e^{-1/3} \begin{cases} A = \dfrac{L_2\ I^2}{2\ B^2} \\ B = 560\ \dfrac{B}{j} \left[\dfrac{L_2 I^2}{80\ B^2}\right]^{2/3} \end{cases}$$

Cette fonction présente un minimum pour :

$$\mu_{e_o}^{4/3} = \frac{3 \cdot P_{Fe} \cdot A}{B \cdot P_{Cu}}$$

Connaissant μ_{e_o} et x_o, le transformateur est défini ainsi que v_{Fe} et v_{Cu} ce qui permet de déterminer le prix $P_T(L_2)$ du transformateur le plus économique. Tous calculs faits, le prix P_T en fonction du paramètre L_2 peut se

(*) Nous pouvons considérer que le prix de la main d'oeuvre est pratiquement proportionnel au poids de métal utilisé pour un transfo de cette dimension.

Soit B l'induction maximale admissible. Le volume de fer s'écrit

$$v_{Fe} = 2 \times 16\, x^3 + 2 \times 12\, x^3 + 2 \times 12\, x^3 , \quad v_{Fe} = 80\, x^3$$

L'énergie magnétique s'exprime par :

$$(2) \qquad \frac{1}{2} L_2 I^2 = \frac{B^2}{\mu_e} v_{Fe}$$

Pour exprimer le volume de cuivre nécessaire il faut connaître le diamètre des spires et la densité de courant fixée.
Le noyau sera traité en "dégradé" de manière à s'inscrire au mieux dans un cercle, ce qui permet à l'enroulement de l'enserrer le mieux possible. Si ϕ est le diamètre d'un cercle de surface $4\, x^2$, le diamètre moyen des spires de l'enroulement secondaire sera pris égal à $d = 1,4\, \phi$
Exprimons d en fonction de x :

$S = 4\, x^2$
N = nombre de spires

$$L_2 = \frac{\mu_e N^2 S}{l} = \mu_e \frac{N^2 x}{10} \quad (3)$$

on trouve $d = 1,4, 2\sqrt{\frac{S}{\pi}}$ et $d = 3,12\, x$

Le volume de cuivre s'écrit :

$$v_{cu} = \left(\frac{I}{j} N \pi D\right) 2$$

où j est la densité de courant ; le coefficient 2 est dû à la présence de deux enroulements (le primaire étant de section k fois plus petite mais de longueur k fois plus grande, son volume est le même que celui du secondaire).
D'où

$$v_{cu} = 20 \frac{I}{j} N x$$

Le courant $I_1(t)$ sera maximal pour $t = t_f$.

$$(4) \qquad I_{1\,max} = I_1(t_f) = \frac{1}{k\,L_2}\,J_F \cdot I$$

D'autre part, remplaçons L_2 par sa valeur tirée de (4) dans l'expression donnant W_v, il vient :

$$(5) \qquad W_v = \frac{1}{2}\,\frac{k\,H_F}{J_F} \cdot \left[V_{E0} + v_f - \frac{I\,J_F^{\,2}}{H_F} \right] \cdot I_{max}$$

Il faut définir V_{max} en fonction des tensions V_{E0} et V_f. En particulier, le tube aura à subir, au moment de l'établissement du courant, une surtension $V_T = k\,V_{E0} + k\,L_2/(L_2+L)\,V_{C2}$ si V_{C2} est la tension de charge de la batterie de lancement.

Cette tension est définie en fonction de W_{C2} et du temps de montée désiré du courant dans la bobine.

D'après la bobine utilisée, V_{C2} est environ égale à 3 à 4 fois V_f Compte tenu des surcharges admissibles en tension sur les tubes, que nous fixerons à 50%, on peut admettre que la définition de V_{max} par l'expression $k\,(V_{E0} + V_f)$ est pratiquement bonne.
Dans l'expression W_V il vient :

$$W_V = \frac{1}{2} \cdot \frac{H_F}{J_F} \cdot I_{max} \left[V_{max} - V_b \right]$$

V_b est une constante définie uniquement par la bobine.

Cette relation permet de définir pour un tube donné, donc de prix connu, une énergie dissipée W_V pendant son fonctionnement au cours d'une impulsion grâce aux deux valeurs V_{max} et I_{max}.

Nous pourrons ainsi tracer une courbe de coût en fonction de l'énergie dissipée. Cette courbe sera évidemment discontinue puisque un même tube pourra couvrir une plage d'énergie à lui seul ; cette plage sera limitée

mettre sous la forme :

$$P_T(L_2) = a\, L_2^{9/12} + b\, L_2^{5/12}$$

où $$a = \frac{1}{2} \frac{P_{Fe}^{1/4} \cdot P_{cu}^{3/4}}{j^{3/4}} \frac{I^{3/2}}{B^{3/4}}$$

et $$b = 250 \frac{P_{cu}^{7/4} P_{Fe}^{-3/4}}{j^{7/4}} B^{11/12} I^{5/6}$$

- Choix de l'induction maximale et de la densité de courant :

L'induction maximale est fixée par la qualité des tôles. La densité de courant peut être très grande en ce qui concerne les enroulements qui sont soumis à un courant moyen très faible. Cependant, la résistance des enroulements doit être faible devant celle de la bobine, c'est donc à partir de cette notion qu'il faudra définir j.

II-3 1-3 - Tube de commande "vapotron"

L'énergie dissipée est ici le critère de définition du tube. Cette notion est primordiale, en effet la puissance moyenne est très faible et ne reflète pas le mode de fonctionnement du tube. L'énergie dissipée dépend de la capacité calorifique de l'anode et de son volume. Dans notre cas de fonctionnement, nous allons chercher à lier cette énergie dissipée à des paramètres caractérisant le tube afin de déterminer une fonction coût : $P_v = f(W_v)$

Une idée consiste à définir une énergie équivalente dissipable par le tube en fonction de Vmax et Imax. Montrons que dans notre cas le produit Vmax . Imax est lié à l'énergie dissipée.

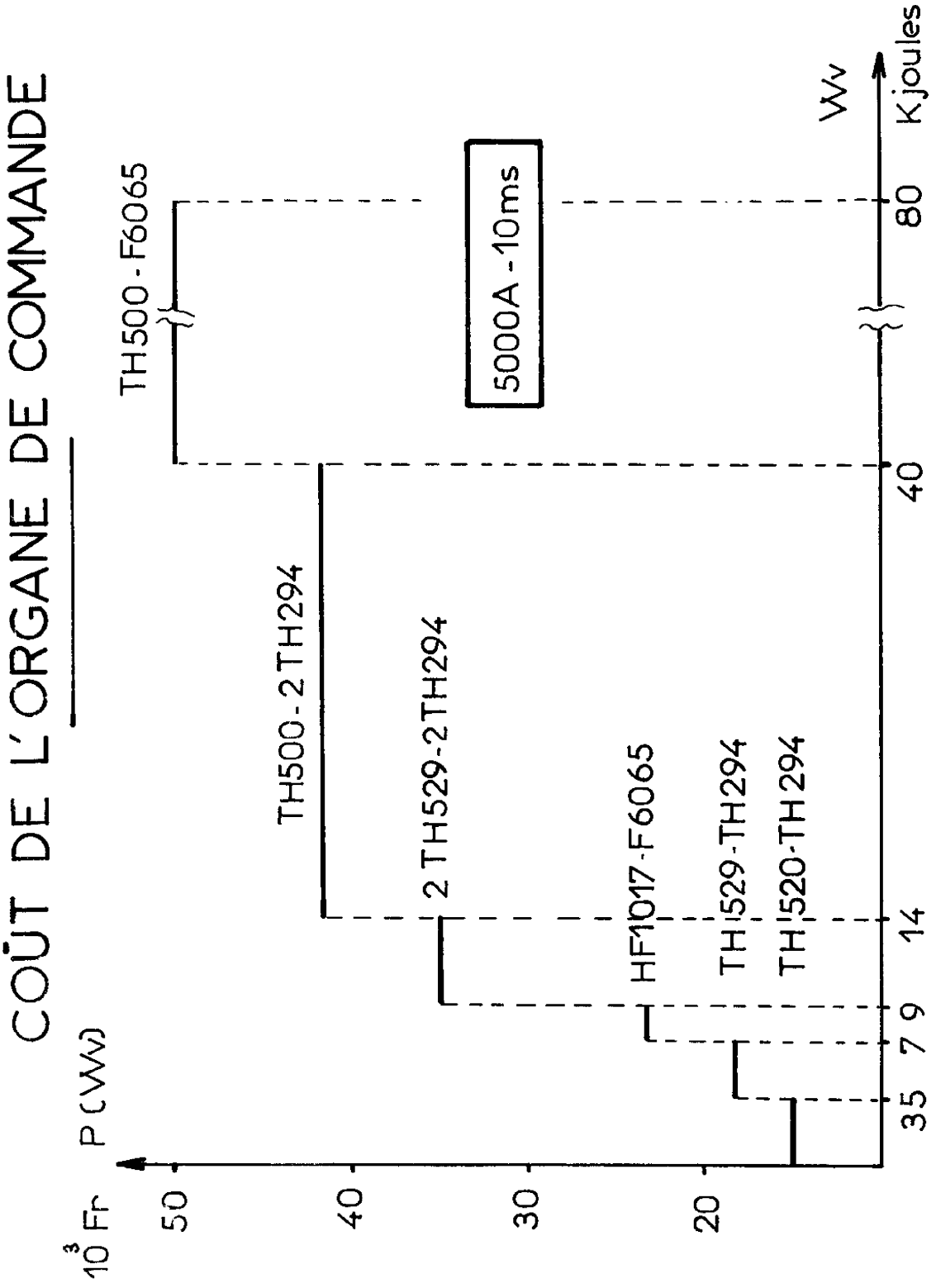

COÛT DE L'ORGANE DE COMMANDE
P (Vv)
10³ Fr
50
40
30
20
Vv
Kjoules
80
40
14
9
7
35
TH500-F6065
5000A-10ms
TH500-2TH294
2TH529-2TH294
HF1017-F6065
TH529-TH294
TH520-TH294

fig 28

pour les fortes valeurs par l'énergie équivalente maximale dissipable par le tube et pour les faibles valeurs par le même type d'énergie se rapportant au tube de posssibilité immédiatement inférieure existant. V_b étant faible devant V_{max}, on pourra utiliser la relation simple :

$$W_V = \frac{1}{2} \frac{H_F}{J_F} V_{max} I_{max}$$

H_F et J_F étant donnés pour la durée de l'impulsion et le champ voulu. Au prix du tube devra s'ajouter le prix des organes commandant la grille. Ces organes dépendent des performances et des conditions d'utilisation des tubes. On comprend en effet qu'un tube très surchargé aura un courant grille important et nécessitera un tube puissant pour le commander. Nous devons donc inclure dans le prix du vapotron le coût des moyens nécessaires pour le commander. Compte tenu de ce qui précède, nous pourrons tracer un ensemble de segments correspondants à des tubes donnés dans le plan d'abscisse W_V et d'ordonnée $P_V(W_V)$ (figure 28).
Le diagramme de la figure 28 dépend évidemment de s caractéristiques de l'impulsion de champ désirée.

II-3-2 - Minimisation de la fonction coût total

Cette fonction dépend de L_2 et V_{E0}. Nous possédons les termes de la somme soit :

- $W_C = \frac{1}{2} (L_B + L_2) I^2 + \frac{1}{2} \frac{I \cdot H_F V_{E0}^2}{L_2 (V_{E0} - V_F)}$

- $W_\Gamma = \frac{1}{2} L_2 I^2$

- $W_V = \frac{1}{2} \frac{1}{L_2} \left[I H_F (V_{E0} + V_F) - I^2 J_F^2 \right]$

Seule la racine positive nous intéresse puisque $V_{E0} > V_f$
D'autre part la dérivée seconde est nulle pour $V_{E0} = V_f$.
L'énergie $W_C + W_V$ présente bien un minimum pour :

$$W_{E0} = V_f \left(1 + \frac{\sqrt{2}}{2} \right)$$

En minimisant cette fonction par rapport à V_{E0} nous avons éliminé ce paramètre dans la recherche du coût minimal. Il suffit à présent en prenant la valeur $V_{E0} = \left(1 + \frac{\sqrt{2}}{2} \right) V_f$ de trouver le minimum de $P(L_2)$ en fonction de L_2.
Le moyen le plus simple est de procéder par calcul numérique en traçant la fonction $P(L_2)$ (figure 30).

Remarques sur les fonctions coût

- Les discontinuités de ces fonctions sont dues aux discontinuités de la fonction $P_V(W_V)$ relative au coût des vapotrons. En particulier, pour une plage d'énergie donnée, le coût du tube est constant puisqu'un seul tube convient.

- Ces fonctions n'ont pas la prétention de définir le prix de revient global du matériel, mais de chercher le minimum de coûts paramétrés par L_2.

II-3-2-1 - Comparaison entre les résultats obtenus en fonction du critère choisi pour V_{E0}

La courbe de coût minimal tracée en fonction de L_2 correspond à une minimisation de $W_C + W_V$ en fonction de V_{E0} choisi, et par la même à la minimisation de la somme $P_C + P_V$ (en admettant que P_V est une fonction croissante continue de W_V). Cette courbe est tracée pour $V_{E_0} = V_f \left(1 + \frac{\sqrt{2}}{2} \right)$ (en trait plein sur le diagramme 30).

D'autre part nous possédons les fonctions $P_C(W_C)$, $P_T(W_T)$, $P_V(W_V)$ Seuls les termes W_C et W_V contiennent le paramètre V_{E0} .
Cherchons le minimum de l'énergie $W_C + W_V$ en fonction du paramètre V_{E0} .
Nous pouvons remarquer que le paramètre L_2 peut se mettre en facteur dans cette somme pour les termes contenant V_{E0}. Nous pouvons donc minimiser $W_C + W_V$ en fonction V_{E0} indépendamment du paramètre L_2.

$$W_C + W_V = \frac{1}{2} \cdot \frac{I H_F}{L_2} \cdot \left[\frac{V_{E_0}^2}{V_{E_0} - V_f} + V_{E_0} \right] + \text{cste}$$

Dans cette fonction où V_{E0} est la variable, signalons que $V_{E0} > V_f$; la dérivée s'écrit :

$$\frac{d(W_C + W_V)}{dV_{E_0}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I H_F}{L_2} \left[\frac{V_{E_0}^2 - 2 V_{E_0} V_f}{(V_{E_0} - V_f)^2} + 1 \right]$$

Soit pour $d / dV_{E0} = 0$, on obtient l'équation du 2ème degré suivante :

$$2 V_{E0}^2 - 4 V_F V_{E0} + V_F^2 = 0$$

qui admet deux solutions $V'_{E0} = V_F + V_F \frac{\sqrt{2}}{2}$, $V''_{E0} = V_F \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{2} \right)$
(figure 29).

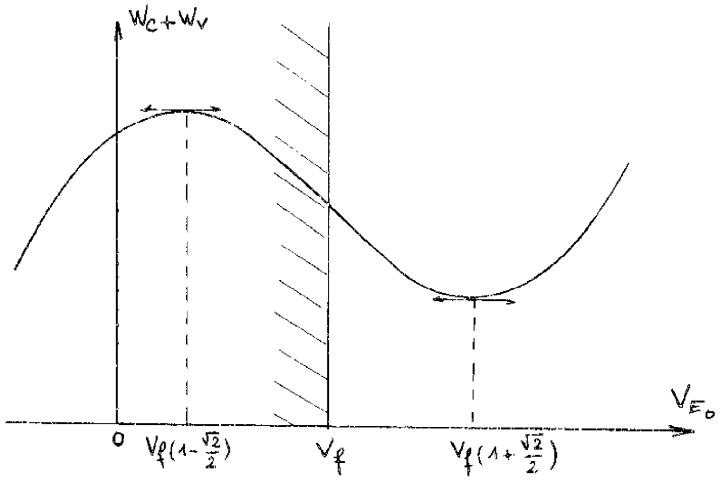


Figure 29

Dans le cas où $V_{E0} = \left(1 + \frac{\sqrt{2}}{2} \right) V_f$, l'énergie dissipée dans le tube est moins grande que dans le cas où $V_{E0} = 2\ V_f$, pour une même valeur de L2 ce qui peut entraîner des choix de tubes différents.

Dans ce cas la validité du critère de coût minimal est assurée. Mais dans le cas où le tube choisi est le même pour les deux solutions, la fonction P_V est identique pour les deux critères. C'est donc le terme P_C qui va définir le coût minimal, soit évidemment pour $V_{E0} = 2\ V_F$. Ceci est dû évidemment à la variation par palier de la fonction $P_V(W_V)$.

Ces deux critères donnent des courbes de coût très voisines, ce qui s'explique par le peu de différence entre les valeurs choisies pour V_{E0}. Si le critère d'énergie stockée minimale arrive à l'emporter sur l'autre critère dans certain cas, en revanche pour ces cas, les contraintes sur l'organe de commande seront plus dures.
L'allure générale de ces courbes montre que pratiquement les coûts deviennent prohibitifs pour L2 < L bobine = 1 mH.
L'inductance L20 pour laquelle l'énergie stockée est minimale, si $V_{E0} = 2\ V_f$, a une valeur proche de la valeur de L2 optimale.

II-3-3 - Conclusion

L'objet principal de cette étude est de déterminer les éléments pour que le coût soit minimal, la structure étant choisie. Cette étude est faite en fonction des caractéristiques de la bobine.
Nous avons vu que pratiquement, le choix de V_{E0} importait peu entre 1,7 et $2\ V_f$, l'une ou l'autre des solutions étant choisie par l'ingénieur en fonction des conditions de travail qu'il s'est fixé pour le tube.

VARIATIONS DU COÛT
en fonction de L2

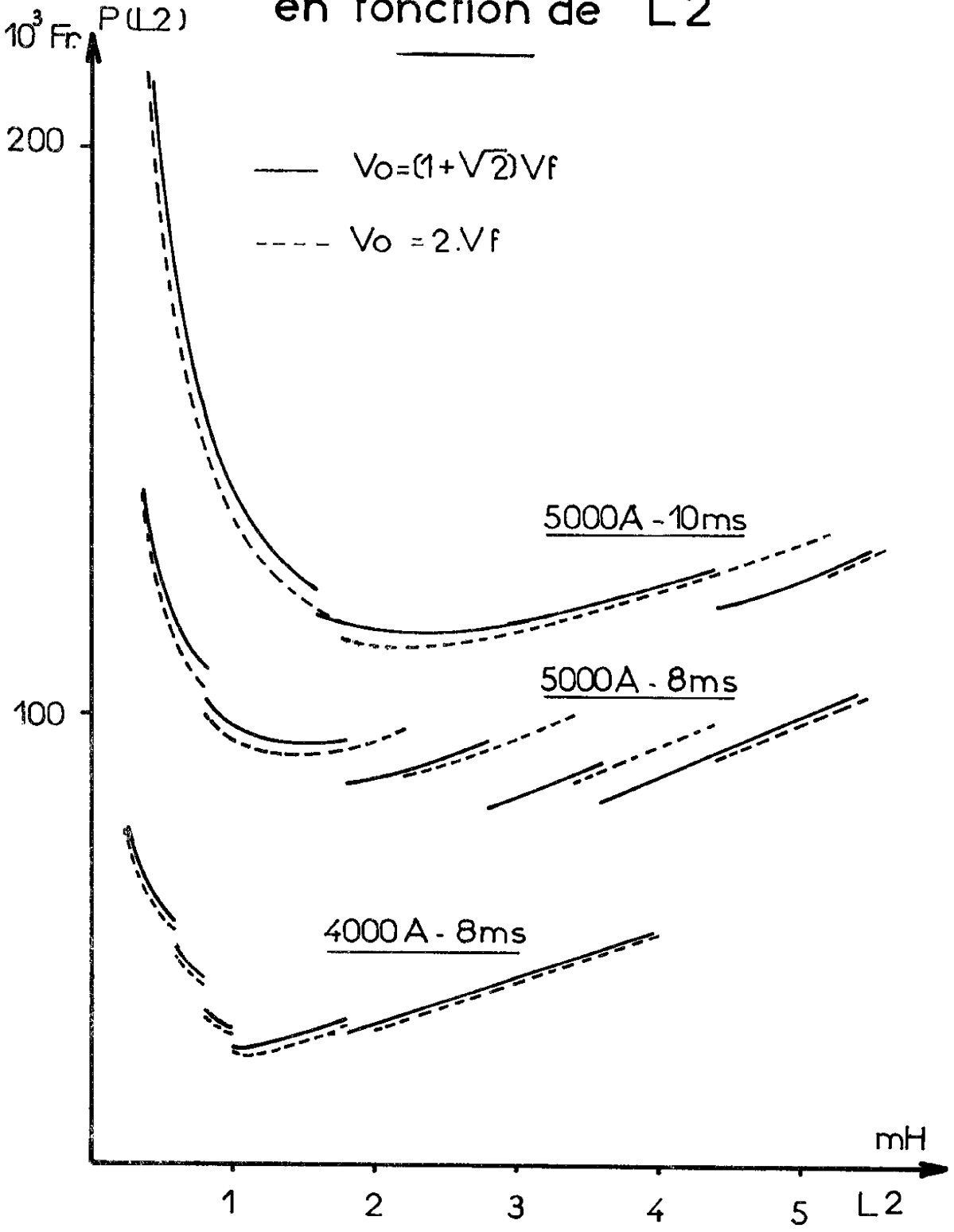


fig 30

cet instant (figure 32).

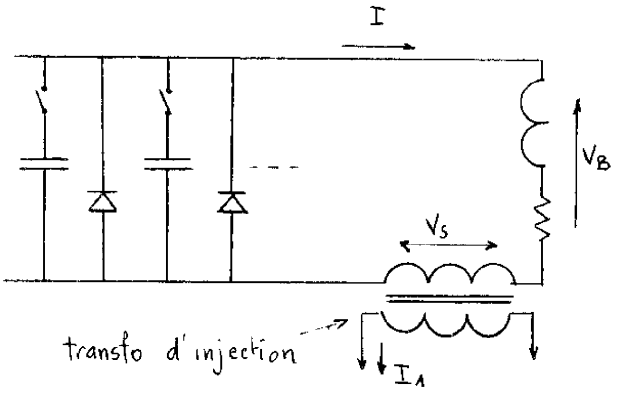


Figure 31

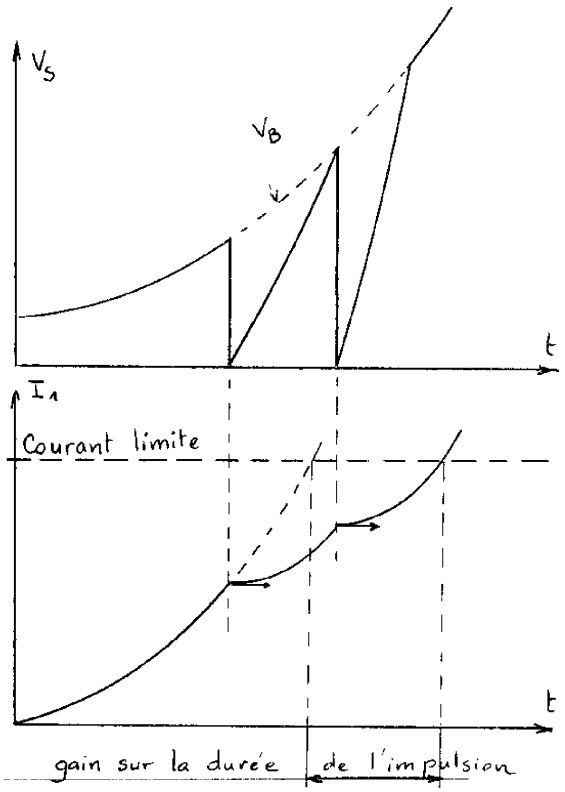


Figure 32

En général, nous serons limités en durée d'impulsion par le courant maximal pouvant traverser les tubes. La présence de batteries additionnelles permet d'améliorer cette durée.
Il existe une infinité de possibilités pour injecter l'énergie en boucle ouverte dans le secondaire.

Nous avons fait une étude numérique, à énergie stockée constante, avec deux batteries additionnelles contenant une partie de l'énergie d'entretien.

Les paramètres sont l'énergie injectée en boucle ouverte et la répartition de cette énergie dans les deux batteries additionnelles. Nous constatons évidemment un allongement de la durée du palier, pouvant aller, dans le meilleur des cas, jusqu'à 15% de la durée sans apports partiels.

Le choix de L2 est donc déterminé par le minimum des courbes tracées. On constate que la valeur L20 correspondant à l'énergie minimale stockée donne une valeur relativement proche de la valeur optimale et permet dès l'abord du problème de fixer les idées, puisque cette valeur est calculée uniquement à partir des caractéristiques de la bobine et de l'impulsion désirée, ce calcul étant très simple.

II-4 - APPORTS D'ENERGIE EN BOUCLE OUVERTE

Nous avons présenté au paragraphe I-5-4 une méthode de régulation résultant de la combinaison des deux procédés développés séparément aux chapitres 1 et 2. Cette méthode consiste à décharger des condensateurs dans le circuit de la bobine pendant la phase de régulation de l'impulsion par asservissement.

Ainsi, l'énergie d'entretien est fournie simultanément par deux sources, l'une directement en série avec la bobine, l'énergie de l'autre transitant par l'organe de commande. Pour une énergie stockée donnée, l'énergie dissipée dans l'organe de commande est moins grande ce qui présente un double avantage :

- les contraintes sur le tube étant moins grande, on peut choisir un tube plus petit ;
- l'énergie d'entretien fournie à la bobine est donc plus grande et la durée de l'impulsion est allongée.

II-4-1 - Forme d'onde du courant primaire

Le circuit est devenu celui de la figure 31. La tension secondaire à la forme représentée sur la figure 32. Le courant primaire est l'intégrale de la tension secondaire ; il en résulte que sa forme dépendra des tensions initiales des batteries additionnelles. En particulier, si cette tension est égale à R(t) au moment de la décharge, le courant aura une tangente horizontale à

CHAPITRE III

REALISATION DU GENERATEUR EXPERIMENTAL

Dans ces conditions et compte-tenu de notre budget, le transformateur a été réalisé avec une inductance secondaire de 1,2 mH pour une énergie stockée de 12,5 Kjoules, ceci pour une induction limite dans le fer de 1,5 Teslas.

Le courant maximal est évidemment défini et vaut :

$$I = \sqrt{\frac{2\,W}{L2}} \simeq 4500\ A$$

La bobine étant parcourue par un courant de 4500 A, l'intégrale $J_f = 1,2$ mH est atteinte pour une durée de palier de 9 ms.

Il en résulte que toutes les autres caractéristiques de la bobine sont connues à $t_f = 9$ ms.

Le courant maximal que l'on peut faire passer dans le transformateur définit l'énergie de la batterie de condensateurs servant à créer le courant dans le circuit, ainsi :

$$W_{C1} = \frac{1}{2}\ (L_B + L2)\ I^2 = 22\ K\ joules$$

La valeur de la capacité est fixée par le temps de montée du courant en vérifiant que la tension de chargement pourra être appliquée à l'ensemble bobine + secondaire du transformateur. Ce temps de montée est donné par le physicien en fonction du temps de pénétration du champ dans l'échantillon. Il nous a été fixé à 3 ms. La batterie C2 a une capacité de 1800 µF et sa tension de charge est 5000 V.

III-1-1-1 - Détermination de la batterie d'entretien et du tube

Exprimons la variation de tension aux bornes de la batterie d'entretien :

$$V(t) = \frac{1}{C_1}\int_{t_0}^{t} I_1\ dt = \frac{1}{C_1}\int_{t_0}^{t} -\frac{I}{M}\int R(t)\,dt = -\frac{I}{MC_1}\int_{t_0}^{t} J(t)\,dt$$

III-1 - CALCUL DES ELEMENTS

III-1-1 - Mode de calcul

Dans notre réalisation expérimentale, nous avons dû commander le matériel nécessaire sitôt la structure à utiliser définie, de façon à pouvoir manipuler dès que possible, malgré les délais de livraison. Il en résulte que, à ce stade, l'étude approfondie du dispositif (chapitre II-3) n'avait pas encore été achevée.

Pour cette raison, le générateur expérimental n'est pas optimal au sens du chapitre II-3, cela était sans importance quant au bon fonctionnement du générateur dont la réalisation avait surtout pour but de montrer la faisabilité du dispositif proposé.

Dans le premier projet qui a conduit à la détermination des éléments de puissance de la structure (condensateurs, transformateur, tube) nous avions envisagé qu'en fin d'impulsion le tube serait bloqué annulant le courant primaire et que simultanément, par un jeu de commutations, la bobine déchargerait son énergie magnétique dans un condensateur de récupération d'énergie. Cette manoeuvre ne pouvait s'effectuer que si le flux dans le transformateur était nul. Pour que cette condition soit réalisée en fin d'impulsion, il fallait que la somme algébrique des Ampères-tours soit nulle :

$$I_1 (t_f) = I/k$$

Ce qui donne pour L2 :

$$\frac{I}{k} = \frac{I}{M} \int_0^{t_f} R(t)\, dt \quad \text{avec} \quad L2 = k\, M$$

$$\boxed{L2 = J_F}$$

Le choix du tube de contrôle a été effectué en fonction de la tension maximale et du courant maximal débité par celui-ci.
Pour le fonctionnement que nous avons choisi, le courant dans le tube est maximal à t_f et vaut $I1(t_f) = I/k$, d'autre part $V_{E0} = 2.kV_f$

Il faut donc choisir le tube et k en fonction de ces deux données.
Là encore c'est notre budget qui a surtout guidé notre choix et nous avons décidé de monter deux tubes vapotrons TH 529 de la CFTH en parallèle. Ces tubes ont pour caractéristiques : 28 Kv tension nominale de plaque et un courant anodique de crête de 125 A. Le rapport k est alors défini et vaut $28.10^3/2\ V_f = 13,3$.
Le courant primaire maximal est : $4500/13,3 = 330$ A.

Ce courant est supérieur au courant que peut débiter l'ensemble choisi ce qui nécessiterait l'emploi d'un tube TH 500 beaucoup trop performant pour les possibilités que peuvent avoir les autres éléments.

En effectuant le calcul du chapitre II pour trouver l'énergie équivalente d'un tube, dans le cas d'une impulsion de 4500 A pendant 9 ms, on trouve que l'énergie maximale que peut dissiper un ensemble de deux TH 529 en parallèle est 11,5 Kjoules. D'après cette valeur et pour ce critère, nous sommes à l'extrême limite du choix des 2 TH 529 en parallèle. Nous voyons que le critère défini au chapitre II est moins restrictif que ce qui est imposé par le calcul complet de la structure. Ceci étant, l'approximation avec laquelle ce critère permet de choisir un tube d'après une relation simple utilisant les caractéristiques de la bobine est relativement bon. En utilisant la relation (5) sans négliger V_b et V_f, on aurait trouvé une énergie équivalente de 8,5 Kjoules.

La valeur de V_{E0} nous définit la batterie d'entretien à installer.
Celle que nous avons installée à une capacité de 120 μF sous une tension de charge de 25 Kv.

Posons :

$$H(t) = \int_0^t J(t)\, dt$$

D'où la tension aux bornes de C_1 :

$$v(t) = -\frac{I}{MC_1}\left[H(t) - H(t_0)\right] + V_0$$

à l'instant t_f , $v(t_f) = V_F$ et $H(t_f) - H(t_0) = H_F$

d'où

$$V_0 = V_F + \frac{I}{MC_1} . H_F$$

L'énergie initiale stockée dans le condensateur est égale à :

$$W_{C_1} = \frac{1}{2} C_1 V_0^2$$

Cette énergie est minimale pour la valeur de C1 égale à :

$$C_1 = \frac{k^2 H_F}{R_f . J_f}$$ et V_0 vaut $2\,k.V_F$

La tension est donc définie simplement et :

$$W_{C_1} = \frac{2 V_F I H_F}{J_f} = 31,8 \text{ K joules}$$

L'énergie dissipée dans le tube est donnée en faisant le bilan des énergies en début et en fin d'impulsion.

Si W_E est l'énergie d'entretien, l'énergie dans le transformateur est égale à :

$$\frac{1}{2} L_2 I^2 = \frac{1}{2} J_f I^2 = \frac{W_E}{2}$$

et l'énergie dissipée dans le vapotron vaut :

$$W_P = 3/4 . W_{C_1} - \frac{W_E}{2}$$

soit :

$W_p = 3/4 \,.\, 31,8 - 12,5 = 11,5$ K joules

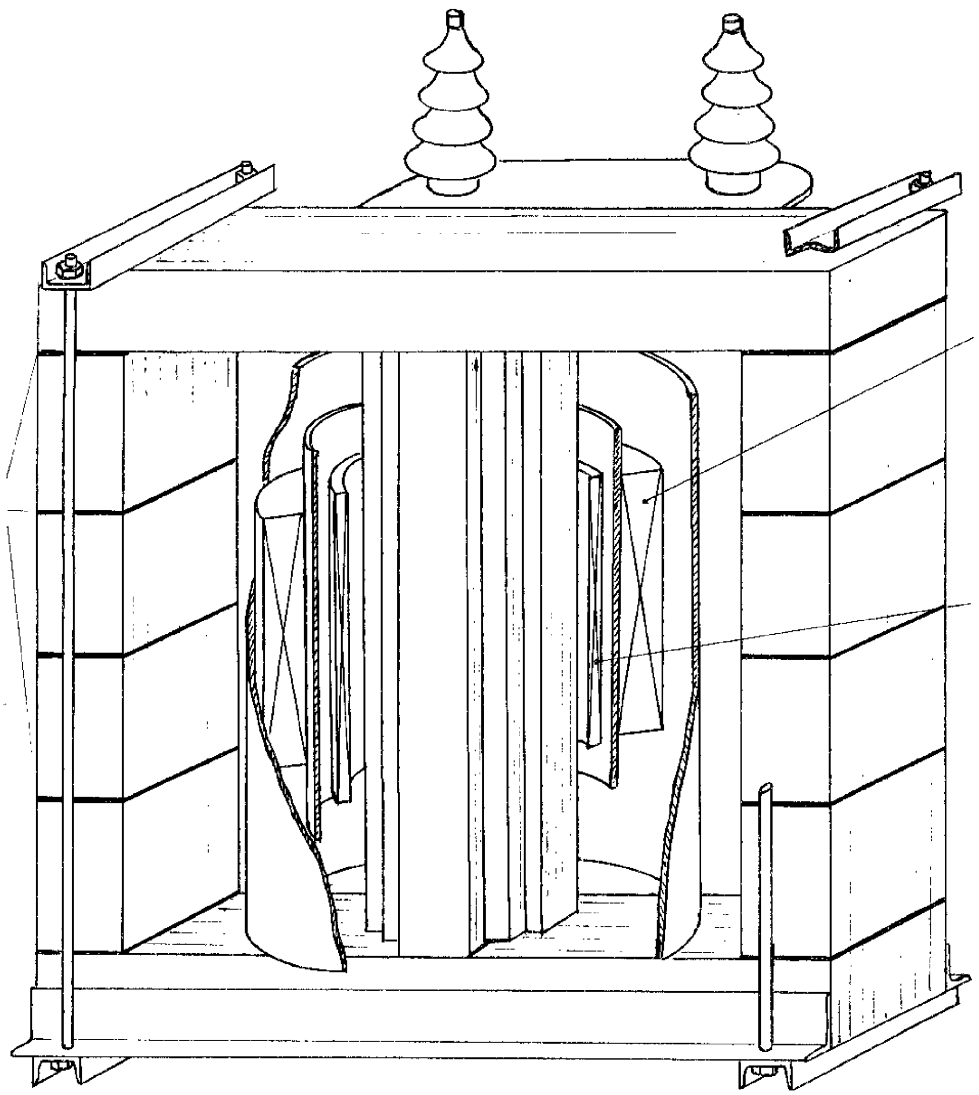


Figure 33

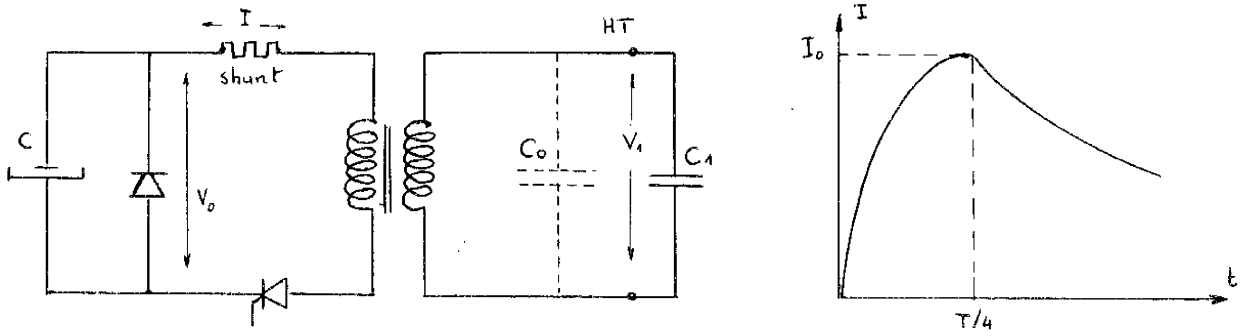


Figure 34

III-1-2 - Réalisation du transformateur

Le transformateur que nous avons fait réaliser d'après nos instructions détaillées a les caractéristiques suivantes :

- énergie maximale emmagasinable : 12, 5 Kjoules
- perméabilité équivalente du circuit magnétique : 22 μ_o soit un entrefer global de 4%
- induction maximale dans le CM : 1, 5 Teslas
- inductance secondaire : 1, 2 mH soit 23 spires
- rapport de transformation primaire/secondaire : 13, 3
- volume de fer : environ 0, 15 m^3

La figure 33 montre la technologie de construction du transformateur élaborée en commun avec le constructeur.
On peut remarquer le fractionnement de l'entrefer et le noyau central dont la forme de section a été étudiée pour que les enroulements enveloppent mieux le fer, ce qui permet de diminuer les pertes de flux.

La silhouette de ce transformateur nous a permis de déterminer les proportions du circuit magnétique de ce type de transformateur pour en optimiser le prix en fonction de l'inductance secondaire et pour un courant crête donné (chapitre II-2). Cette silhouette où les fenêtres peuvent paraître grandes tient compte des isolements à respecter.

Les calculs effectués au chapitre II donnent une valeur optimale de la perméabilité équivalente du circuit magnétique. Dans le cas du transformateur réalisé, cette perméabilité optimale serait égale à 8, 1 μ_o ce qui correspond pour la tôle utilisée à un entrefer de 11% à B=1, 5T. Cette valeur de μ_o est faible.

Nous avions choisi, pour la construction du transformateur, une valeur proche de 20 μ_o en cherchant un compromis entre la réduction du volume de

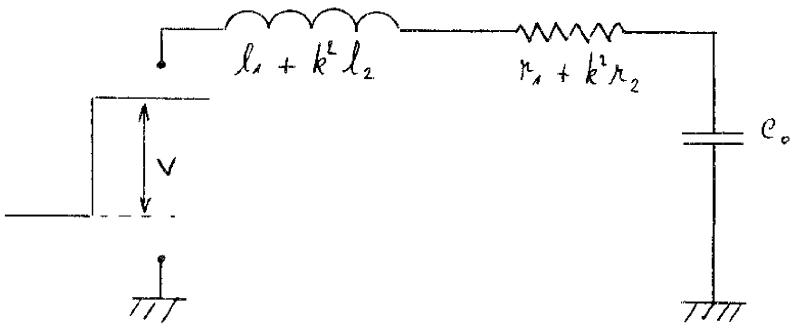


Figure 35

Dans ce circuit :

$$T = 2\pi . \sqrt{(l_1 + k^2 l_2)\, C_o}$$

et le facteur d'amortissement est

$$\delta = \frac{k^2 r_2 + r_1}{k^2 l_2 + l_1}$$

Pour un essai à vide, T vaut 12,5 μs soit une fréquence propre du transformateur de 80KHz.

En branchant aux bornes HT un condensateur connu C1 la période des oscillations devient 30 μs . D'où :

$$\frac{C_o}{C_o + C_1} = \frac{T_1^2}{T_2^2} \qquad \text{et} \qquad C_o = 205\ pF \qquad \text{et} \qquad l_1 + k^2 l_2 = 19\ \mu H$$

La valeur des inductances de fuite représente 9% de L1. C'est une proportion importante, mais convenable pour un circuit si peu perméable.

III - 2 - REALISATION DU CIRCUIT DE PUISSANCE ET DE LA BOUCLE DE COMMANDE

La structure adoptée a été définie au chapitre II-2 et donne lieu au circuit de puissance représenté sur la figure 36. La réalisation expérimentale du générateur est illustrée par la photographie n° 38 bis.

fer et les pertes de flux occasionnées par les entrefers ; des pertes de flux excessives augmentent trop les inductances de fuite et réduisent le couplage.

Pour cette raison, nous avons calculé les augmentations de prix du transformateur en fonction d'une augmentation de la perméabilité correspondant à 2 et 3 fois la perméabilité optimale.

Nous trouvons :

- $\mu_e = 2\mu_o$ coefficient multiplicateur : 1,27
- $\mu_e = 3\mu_o$ coefficient multiplicateur : 1,61

Le potentiel de l'enroulement primaire est décalé par rapport au secondaire et à la masse du niveau continu correspondant à la tension de charge de la batterie d'entretien soit 25 Kv.

L'isolement par rapport à la masse de la sortie de l'enroulement primaire est réalisé pour 25 KV + 2 k V_f.

Essais sur le transformateur :

- Mesure de l'inductance secondaire :

La période de l'oscillation du courant produit par la décharge d'une batterie de condensateurs dans L2 va donner L2 : $T = 2\pi\sqrt{LC}$

De même l'énergie emmagasinée $1/2\ L.I^2$ sera égale à l'énergie contenue dans le condensateur $1/2.C.V^2$

L'essai effectué a donné $T/4 = 2,4$ ms pour I = 1400 A et V = 1200 v.

On trouve : L2 = 1,3 mH ce qui donne pour un couplage parfait $L1=k^2.L2=220$mH.

- Mesure du rapport de transformation à vide, des inductances de fuite et de la capacité répartie de l'enroulement H.T. :

Si on observe, lors de la décharge, la tension primaire on voit des oscillations H.F.

Remarquons que le fait d'allumer l'ignitron (figure 34) revient à appliquer à l'enroulement secondaire du transformateur un échelon de tension V. Le schéma équivalent pour les H.F. est celui de la figure 35.

Dans un premier temps nous avons décidé de réguler le courant car nous disposions d'un capteur constitué par un shunt à grande bande passante [5].

Au secondaire, les condensateurs ont leurs pôles "plus" à la masse pour fixer le potentiel des systèmes de chargement, le shunt doit avoir évidemment une extrémité à la masse. La bobine a pratiquement une extrémité à la masse au travers du shunt, ce qui est nécessaire puisqu'il faut que l'utilisateur ait accès à la bobine sans s'exposer au danger de la haute tension.

L'ignitron de départ et son système d'allumage est, avec le secondaire du transformateur au potentiel "moins" du condensateur d'établissement du courant. Au primaire, la cathode des tubes de commande est à la masse ainsi que le chauffage direct. L'armature "moins" de la batterie d'entretien est à la masse pour faciliter le chargement. Le primaire du transformateur est donc au potentiel de l'armature "plus" du condensateur d'entretien.

La commande des tubes, constituant la boucle de régulation, comporte une partie haute tension délivrant la puissance et en amont une partie amplificatrice faible niveau traitée uniquement avec des circuits à transistors. Ces deux types de circuits sont liés par un transformateur de liaison à large bande passante.

III-2-1 - Etage haute tension

Cette partie de la boucle n'est en fait qu'un bloc adaptateur d'impédance le signal de commande étant délivré avec une amplitude maximale et un gain adéquat par le transformateur de liaison.

Ce bloc est donc caractérisé par un gain pratiquement égal à l'unité une impédance d'entrée pratiquement infinie et une impédance de sortie très faible. Si nous avons dû faire un étage à impédance d'entrée élevée ce n'est pas tellement pour diminuer la puissance de sortie de l'étage à transistors, mais bien parce qu'il nous était impossible de conserver au transformateur

SCHEMA DE PRINCIPE DU SYSTEME

Schéma bloc du générateur de champ pulsé 32 Teslas
+ 1% pendant 10 ms

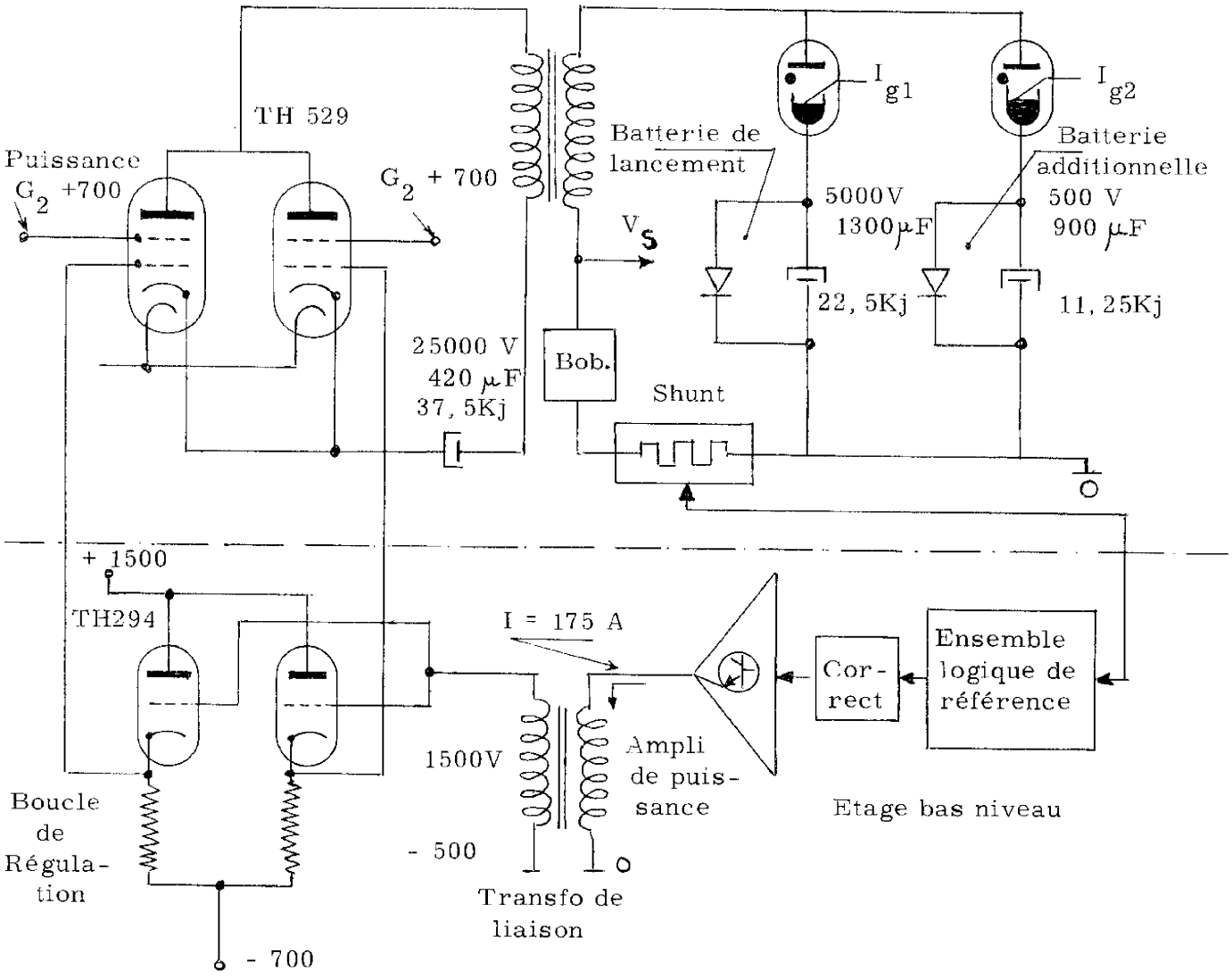


Figure 36

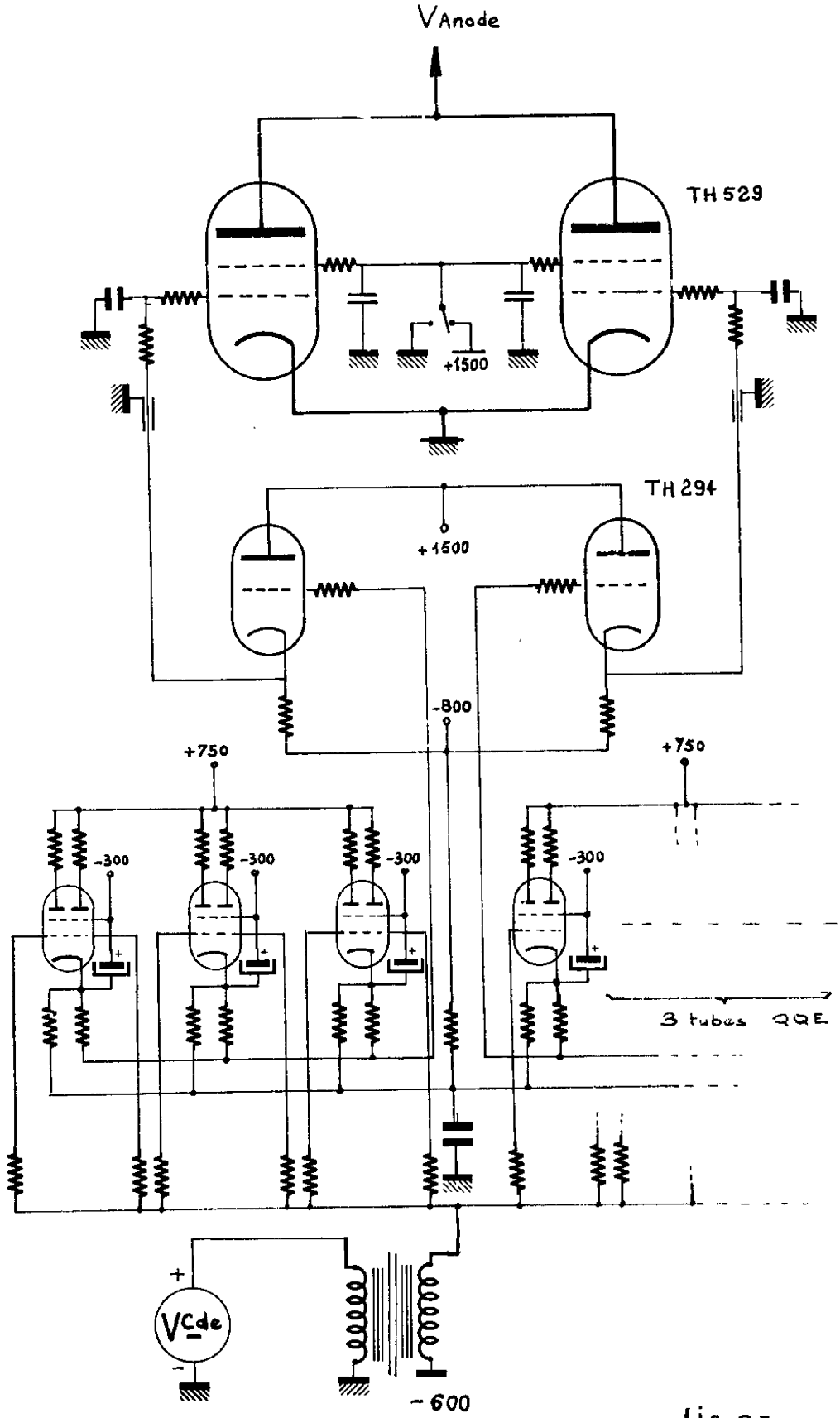

VAnode
TH 529
+1500
TH 294
+1500
-800
+750
+750
-300
-300
-300
-300
3 tubes QQE
+
Vcde
-
-600

fig 37

de liaison sa large bande passante en charge (III 4).
Il est constitué par deux étages à tubes montés en cathodes suiveuses type de montage qui convient parfaitement à l'utilisation recherchée avec des pertes de puissance faibles.

L'étage d'entrée a été dimensionné pour que les grilles des tubes qui le constituent ne consomment pas de courant. Il est constitué par six doubles tétrodes en parallèle du type QQE 0640.
L'étage de sortie comprend deux triodes très puissantes TH 294 commandant chacune la grille d'un vapotron. Chaque tube peut débiter 8 A pour une tension de cathode de + 300 V, mais consomme 2,5 A sur sa grille.
Le schéma de principe est donné figure 37.

En l'absence de signal de commande, le blocage des vapotrons est assuré. En effet, le secondaire du transformateur de liaison est porté au potentiel - 600V ce qui se traduit par une tension de grille des vapotrons égale à :

$$- 600 - V_{GK1} - V_{GK2} \overset{\sim}{=} - 500 \text{ Volts}$$

avec :

V_{GK1} : tension grille/cathode pour les conditions de polarisation des QQE0640
V_{GK2} : tension grille/cathode pour les conditions de polarisation pour les TH 294.

D'autre part, la grille de chaque vapotron est rattachée au point - 600 V par une résistance de forte valeur, pour que le potentiel de la grille ne puisse être flottant s'il y a destruction des résistances de limitation.

Etant donnée la grande bande passante des vapotrons, des boucles de réaction se créent facilement entre électrodes et occasionnent des oscillations H.F. de très fort rayonnement, extrêmement préjudiciables à tous les composants voisins.

Ainsi, pour limiter ces effets, avons-nous réduit la bande passante des signaux parvenant sur la grille par un filtre passe-bas dont la bande de fréquence est limitée à 200 KHz.

De même le découplage entre grille écran et la masse est assuré dans le connecteur même par des condensateurs H. F. répartis de manière uniforme autour de l'électrode. Les connecteurs ont été conçus et réalisés par nous-même avec l'aide de l'atelier de mécanique (figure 38).

La puissance de chauffage des filaments des tubes QQE0640 et TH 294 est fournie par l'intermédiaire de transformateurs isolés à écran électrostatique pour éviter l'apparition de boucles de réaction par effet capacitif.

Au moment de l'impulsion, les conditions d'emploi des vapotrons nécessitent une surchauffe du filament et la puissance consommée pour deux tubes est de 6 KW. La tension efficace de chauffage est régulée à mieux que 1%. Le système de régulation est étudié dans l'annexe I. Ces mêmes conditions d'emploi nécessitent de porter la grille écran à + 1500V. Pour que le blocage des tubes soit meilleur entre impulsions le potentiel de la grille écran n'est porté à + 1500 V qu'au moment de l'impulsion.

III-2-2 - Etage bas-niveau à transistors

Cette partie de la boucle est très importante puisqu'elle effectue la comparaison entre le signal issu du capteur de la grandeur asservie et le signal de référence. Elle élabore le signal de commande par amplification et correction.

Ce bloc électronique se divise en trois parties : l'étage comparateur l'étage correcteur réjecteur et l'amplificateur de puissance appliquant sa tension de sortie au transformateur de liaison.

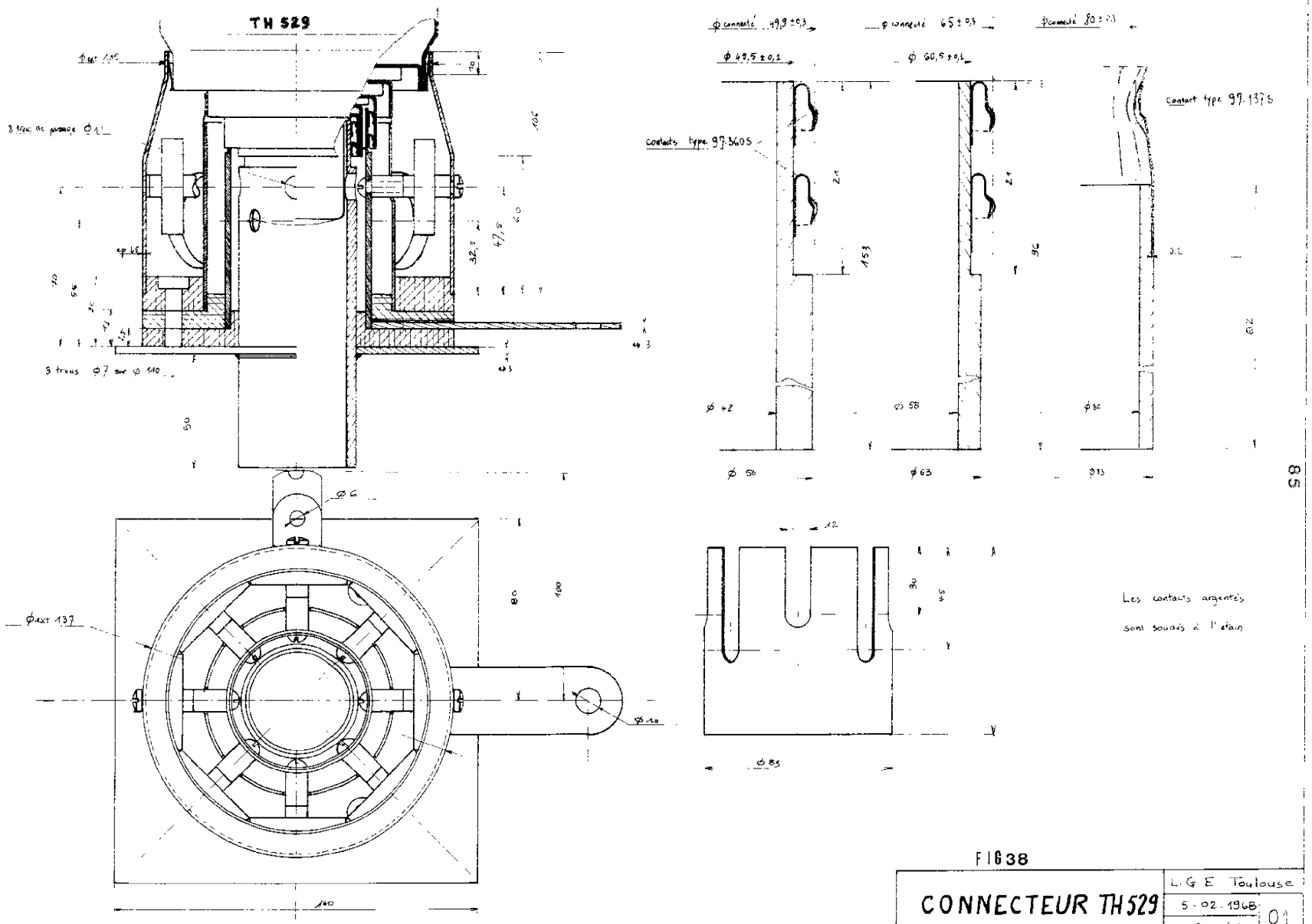


FIG 38

CONNECTEUR TH 529	L.G.E Toulouse
	5-02-1968
	JP Graechter
	01

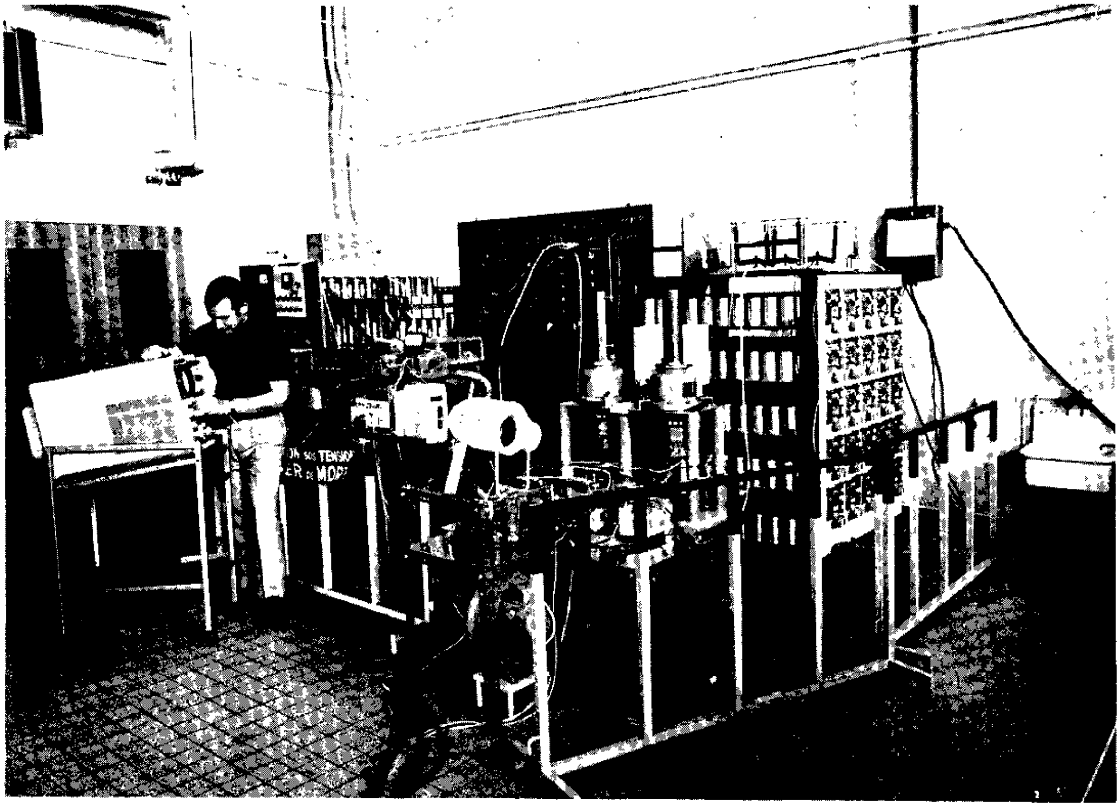


FIGURE 38

de telle sorte que le mode commun V est rejeté. En effet :

En supposant que le montage fonctionne $\Rightarrow$ V + = V-

avec $$V^+ = V_2 \cdot \frac{5R // kR}{R + 5R // kR} = V_2 \cdot \frac{5k}{5 + 6k}$$

$$V^- = \left(\frac{V_1}{R} + \frac{V_R}{5R} + \frac{V_S}{kR}\right)(R // 5R // kR) = \left(V_1 + \frac{V_R}{5} + \frac{V_S}{k}\right) \cdot \frac{5k}{5 + 6k}$$

(théorème de Millmann)

d'où

$$V_S = k \left[(V_1 - V_2) + \frac{V_R}{5} \right]$$

La présence de diodes Zener en contre réaction permet de limiter l'amplitude maximale de sortie sans que l'amplificateur sature.

Une autre version de l'étage d'entrée a été aussi réalisée. Elle comporte un amplificateur réjecteur du mode commun entre la masse des étages bas niveau et celle du shunt. La sortie de cet amplificateur par rapport à la masse de l'électronique est proportionnelle à la tension délivrée par le shunt. La comparaison s'effectue par un deuxième amplificateur différentiel classique.

III-2-2-2- Etage correcteur

Cet étage doit permettre le réglage du gain de la boucle en courant et assurer éventuellement la correction de la transmittance linéaire en boucle ouverte du système. De plus, il doit alimenter l'amplificateur de puissance en courant afin de séparer la masse du circuit bas-niveau de la masse du circuit de puissance de commande des tubes ; cette masse est une masse locale où sont reliées les cathodes des tubes.

III-2-2-1 - L'étage comparateur

Cet élément a été réalisé en tenant compte du fait que le capteur et le comparateur sont très éloignés l'un de l'autre. Aussi, le signal utile est véhiculé par de longs câbles soumis aux perturbations environnantes. Cet étage est représenté schématiquement par la figure 39.

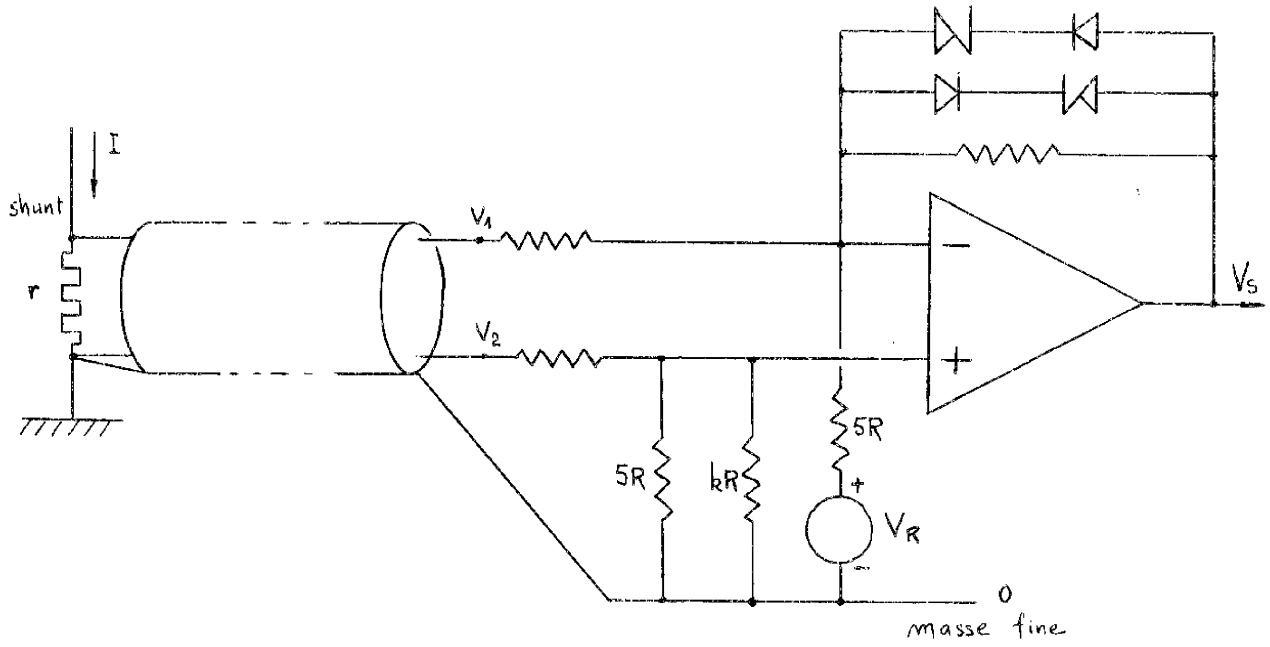


Figure 39

L'information est véhiculée au moyen d'un câble blindé à deux conducteurs torsadés. Les perturbations dues aux champs électriques et magnétiques parasites sont de ce fait très réduites au niveau des conducteurs.

S'il apparaît une tension parasite de mode commun V entre le signal utile et la masse fine ramenée par le blindage, la relation entre la tension de sortie de l'amplificateur et les signaux d'entrée s'écrit

III-2-2-4 - Le transformateur de liaison

Son rôle est d'augmenter l'amplitude du signal de commande pour commander les grilles des tubes TH 294 et de bloquer les tubes pour un signal nul par un décalage du niveau continu de son secondaire.

Nous avons réalisé ce transformateur pour que son secondaire commande directement les grilles des TH 294, c'est-à-dire délivre un signal utile de 800 V et un courant de 5 A.

Il est indispensable que ce transformateur ait une bande passante large, c'est-à-dire des capacités d'enroulements faibles et des inductances de fuite faibles, ce qui impose un bon circuit magnétique et un petit nombre de spires (Il est très difficile de connaître a priori les inductances de fuite et les capacités réparties du secondaire).

Nous savons que :

(11) $$N = \frac{\int_0^{t_f} V(t)\,dt}{B \cdot S}$$

où : N = nombre de spires au secondaire.

V(t) : loi de commande des tubes

B est choisi pour que le circuit magnétique ne sature pas. Pour avoir N faible il faut donc avoir une grosse section du circuit magnétique.

Comme $B(t) = B_o + \frac{1}{N_S} \int_0^{t_f} V(t)dt$ nous avons pris $B_o = -B$ max de manière à utiliser au mieux le circuit magnétique. Cette polarisation permanente du C. M. est obtenue par un enroulement magnétisant alimenté en courant.

A l'instant t_f, la forme d'onde V(t) a été produite et le flux a une valeur donnée $\phi(t_f)$. Pour revenir à $-\phi_m$ il suffit de porter les bases des transistors de sortie de l'amplificateur de puissance à la masse : le courant magnétisant continue de circuler et la tension aux bornes du primaire s'est

III-2-2-3 - Amplificateur de puissance

Cet amplificateur a été dimensionné pour alimenter par l'intermédiaire du transformateur de liaison les grilles des tubes TH 294. Le courant débité doit pouvoir atteindre 150 A crête en partant d'une alimentation de 40 V. La tension de commande est unidirectionnelle puisqu'un signal bloquant continu imposé par l'amplificateur ne peut être appliqué que pendant un temps très court en raison de la présence du transformateur de liaison ; ce signal ne présente donc aucun intérêt. Un signal bloquant permanent sera réalisé grâce à la polarisation de l'enroulement secondaire.

L'étage de sortie est composé de vingt transistors de puissance montés en émetteurs suiveurs. Le radiateur est réduit étant donné la fréquence très basse de récurrence des impulsions (figure 40).

Nous verrons que l'utilisation de cet amplificateur ne correspond plus à ses possibilités en puissance, étant donné qu'il ne fournit plus que le courant magnétisant du transformateur de liaison (III-4).

L'amplificateur de puissance a été réalisé en même temps que le transformateur de liaison ce qui explique qu'il ait gardé les caractéristiques définies plus haut.

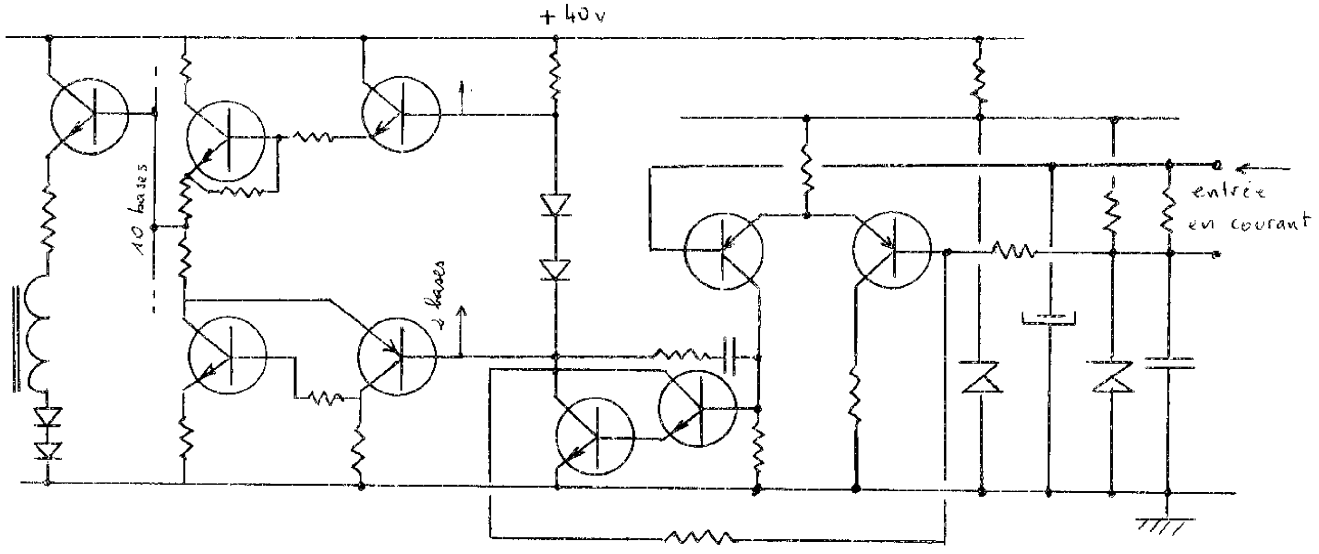


Figure 40

La tension V_d correspond à l'échelon de tension nécessaire pour débloquer le tube. La durée t_b correspond au temps de blocage progressif des tubes.

Signal de sortie en fonction de la fréquence :

Un essai à vide du transformateur fait apparaître une résonnance entre les capacités réparties d'enroulements et les inductances de fuite à une fréquence de 45 KHz (figure 41 bis).

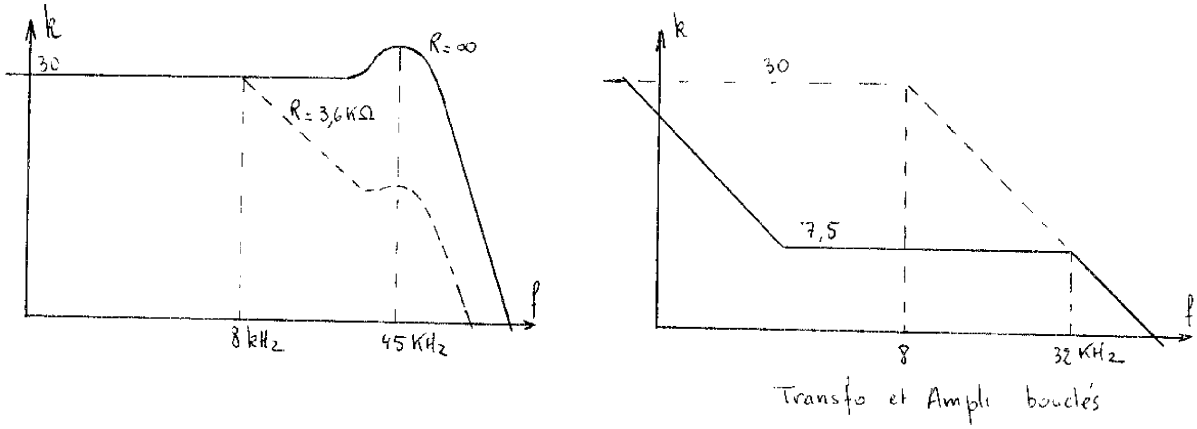


Figure 41 bis

En chargeant le secondaire par une résistance de 3, 6 KΩ il apparaît une fréquence de coupure égale à 8 KHz, correspondant à une atténuation due aux inductances de fuite traversées par le courant de charge. Puis au-delà de 45 KHz le rapport de transformation chute avec une pente de 60dB/dec. On peut donc évaluer les inductances de fuite. En fin d'impulsion, la pleine charge correspond à une résistance de 800/5 = 160 Ω . Ceci introduit une constante de temps supplémentaire dans la chaîne directe dont la fréquence de coupure est très basse et réduit le gain dans des proportions inacceptables (stabilité locale). En conséquence, nous avons installé un étage à tubes supplémentaires afin de ramener l'impédance de charge à une valeur très grande (cf. paragraphe 1).

De plus, pour éliminer l'effet de la résonnance, nous avons branché au bornes HT une résistance d'amortissement et pour repousser la fréquence de coupure nous avons bouclé localement le transformateur et l'amplificateur

inversée et vaut - V_{EB}.

L'intégrale $\frac{1}{N}\int_{t_f}^{t} V(E_B)\,dt$ est négative et le flux diminue jusqu'à $-\phi_m$, alors le courant dans les transistors s'annule (figure 41).

Dans la réalisation du transformateur de liaison, nous avons utilisé un C.M coupé en "Imphysil" dont la très haute perméabilité réduit les fuites de flux. Pour diminuer les capacités parasites, nous avons réalisé l'enroulement HT avec du fil gainé de manière à éloigner les conducteurs l'un de l'autre. La technique de l'enroulement en nid d'abeille ne nous était pas possible étant donné les sections de fil utilisées et nos moyens technologiques.

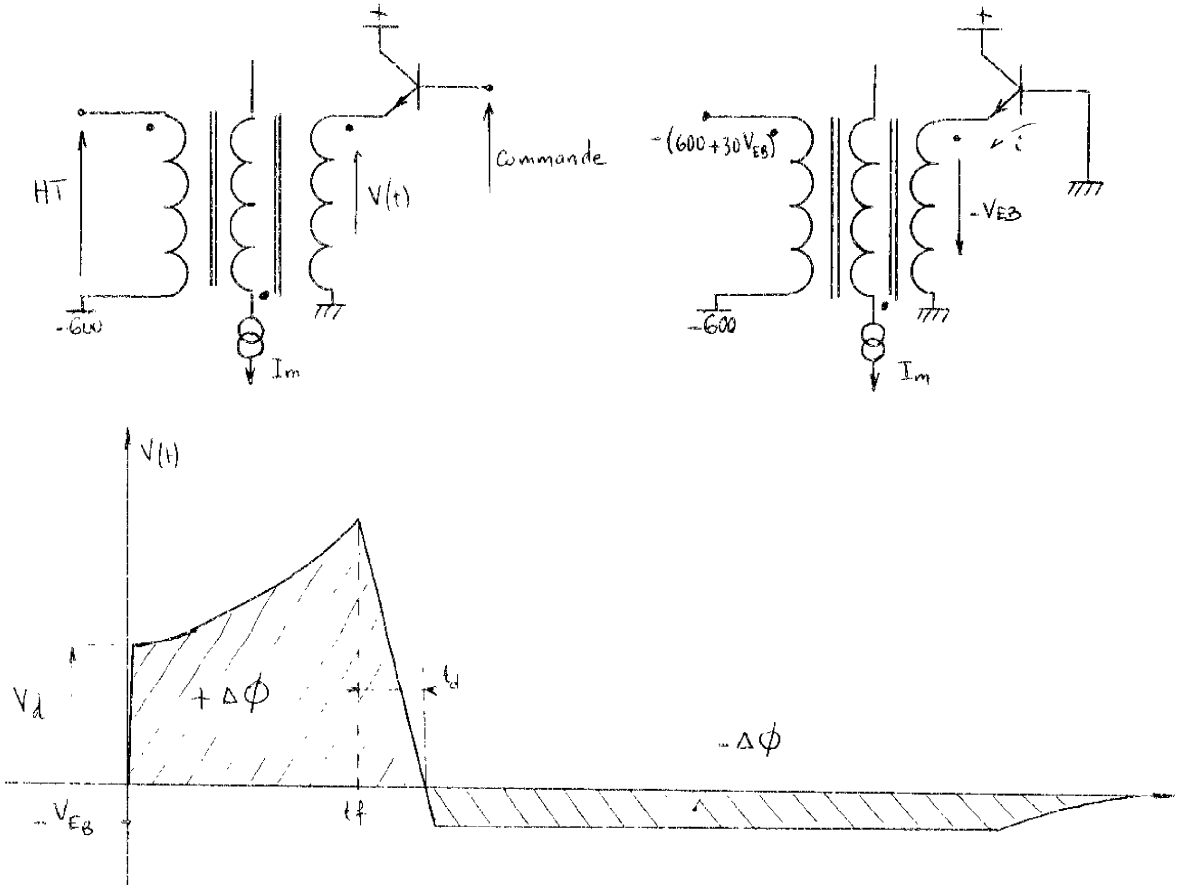


Figure 41

Sur cette figure apparaît aussi le bouclage du transformateur de liaison qui permet d'augmenter la bande passante de ce transformateur.

III-3 - ORGANISATION DES PHASES DE FONCTIONNEMENT

III-3-1 - Valeur initiale de consigne

L'intensité maximale du courant traversant la bobine n'est pas reproductible à chaque décharge avec une précision aussi grande que celle demandée sur la régulation.

Pour éviter une erreur initiale sur le courant, la référence de l'asservissement n'est pas fixée a priori. En effet, une erreur initiale occasionnerait un régime transitoire de fonctionnement du système asservi identique à la réponse à un échelon. Pendant ce régime particulier de fonctionnement, l'erreur peut être longtemps hors des limites.

Dans l'hypothèse que nous avons faite pour définir le gain de palier de la chaîne en boucle ouverte, nous avons supposé une erreur nulle en début de régulation.

Pour nous placer dans ces conditions idéales, la consigne d'asservissement du courant sera la valeur du courant dans la bobine à l'instant où celui-ci est maximal, cet instant définissant le début de la régulation. Il faut donc lire la valeur du courant pendant la montée à chaque instant et la transmettre à une mémoire, la dernière valeur transmise étant celle de I_{max}.

La mémoire est un simple condensateur dont la tension est lue par un amplificateur à forte impédance d'entrée monté en suiveur. La sortie de cet amplificateur est la consigne pour l'asservissement. Un commutateur électronique dirige l'information dans la direction désirée. La commutation a lieu quand le courant est maximal c'est-à-dire quand la tension de la batterie de lancement du courant s'annule. Le schéma de principe du dispositif

de puissance. Cette fréquence de coupure est la plus basse des fréquences de coupure de tous les éléments de la chaîne d'amplification. Comme au delà de la fréquence de coupure correspondant à L1/LB et ρ le déphasage est déjà de $\pi/2$ la bande passante de l'asservissement sera limitée à 32 KHz.

II-2-2-5 - Réalisation du bouclage local sur les tubes

Nous verrons au chapitre IV la nécessité d'effectuer un bouclage local sur les tubes.

Pour ce faire, nous introduisons la contre-réaction au niveau de l'entrée de l'amplificateur de puissance. Dans ce cas, le signal correspondant à la tension primaire est ramené, en supprimant le mode commun, sur l'entrée "moins" de l'amplificateur de puissance (figure 42).

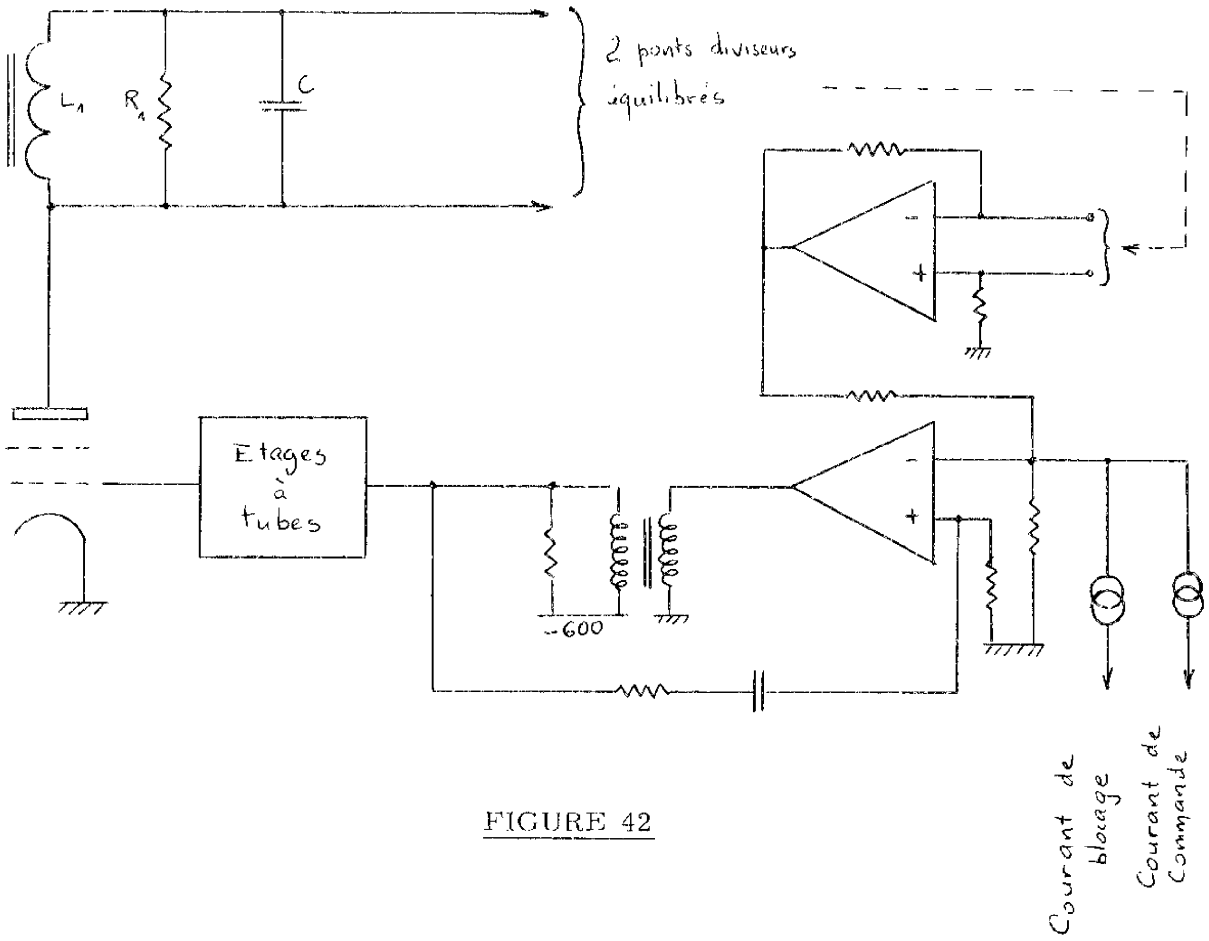


FIGURE 42

est donné sur la figure 43.

Si aucun courant de décharge ne traverse le condensateur mémoire la tension de celui-ci restera constante. Le courant d'entrée de l'amplificateur d'entrée étant très faible, la chute de la tension de consigne est négligeable devant la précision demandée pendant la durée de l'impulsion.
Cette chute correspond à 1.10^{-5} de la tension de référence.

- sur la position amplification :

  l'amplificateur 1 est bouclé et la chaîne directe de régulation est fermée,

- sur la position recopiage :

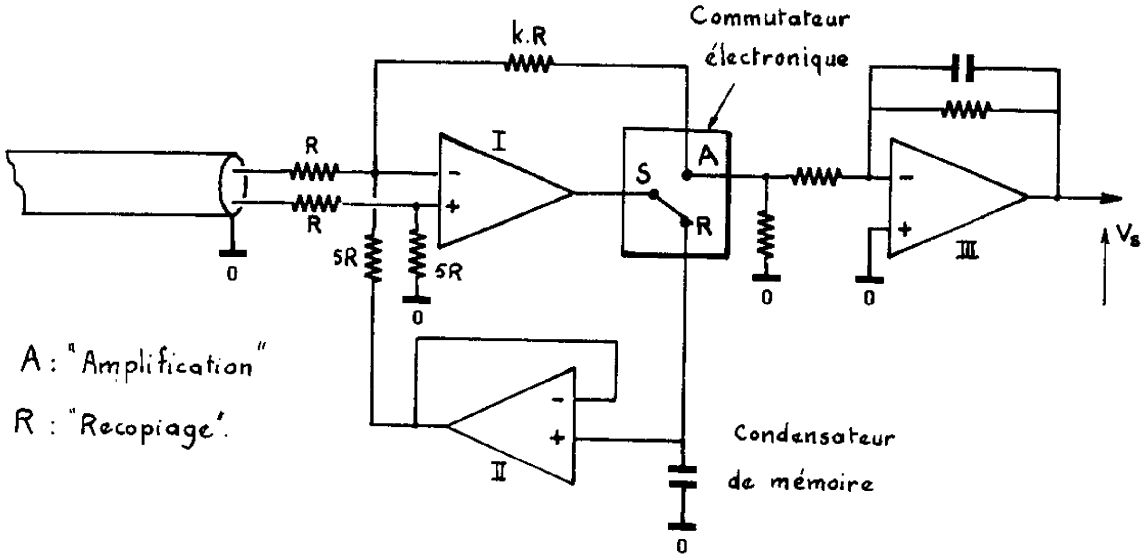
  l'amplificateur 1 a sa sortie directement reliée au condensateur mémoire, ce qui constitue une boucle à très grand gain qui asservit la tension du condensateur mémoire à la tension du shunt.

III-3-2 - Fin du palier

La régulation du palier prendra fin quand le système ne pourra plus fournir l'énergie nécessaire à l'entretien du courant qui décroîtra. La commande sera saturée ce qui se traduira soit par une tension anodique insuffisante soit par le courant plaque maximal admissible. Le diagnostic de ces deux états possibles décidera de l'arrêt de la régulation.
Le constructeur des tubes a donné les valeurs critiques suivantes :

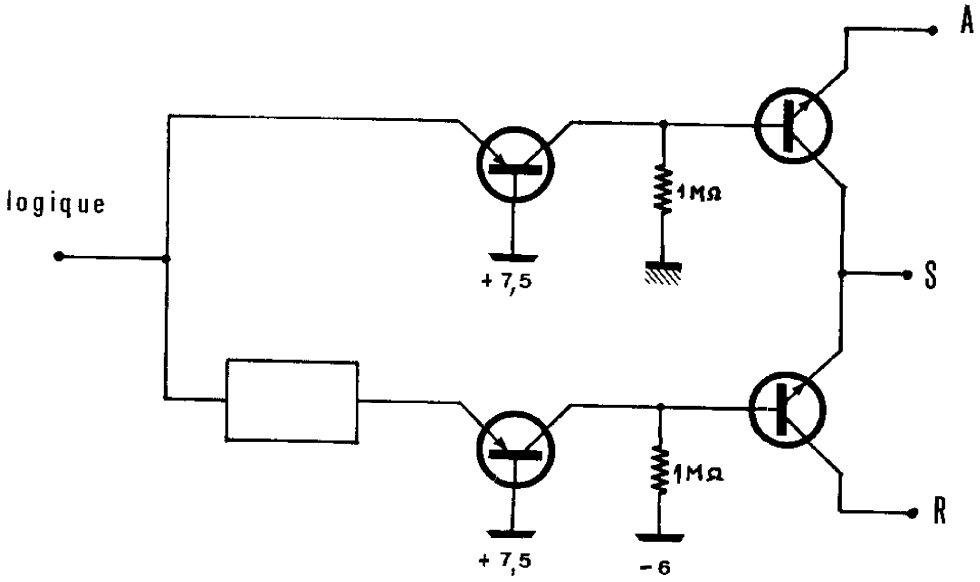
- 5000 V de tension de déchet sur l'anode
- 125A de courant crête par tube.

La fin du palier pourra être aussi décidée par l'affichage de la durée de la régulation (réglage d'un monostable).



Elaboration de la consigne à partir de I_{max}

fig. 43



Commutateur électronique

fig. 44

Il en résulte que la surtension aux bornes de la bobine sera $a.L$

La tension secondaire prend alors l'allure représentée sur la figure 45 où :

$$V_s = - R(t)\, I \left(1 - \frac{x}{t_{f_1} - t_f}\right) + a.L$$

Si on pose $x = t - t_f$

Le flux s'écrit alors :

$$\phi = \phi_f - I\int_o^x R\,(t_f + x)\,dx + \frac{R x^2}{2(t_{f_1} - t_f)} - a\,L\,x$$

ou

$$\phi = \phi_f + a\left[L x + \frac{R x^2}{2 I} - \frac{I}{a}\int_o^x R\,dx\right] \qquad (6)$$

Il existe une valeur de a pour laquelle ϕ est nul pour $x = t_{f1}$ c'est-à-dire que le courant I et le courant primaire sont nuls simultanément. En faisant l'approximation que R(t) ne varie pratiquement pas (t_{f1} petit), le calcul de a_o est simple est donne :

$$a_o = \frac{R(t_f) \cdot I}{2(\phi_f + L\,I)}$$

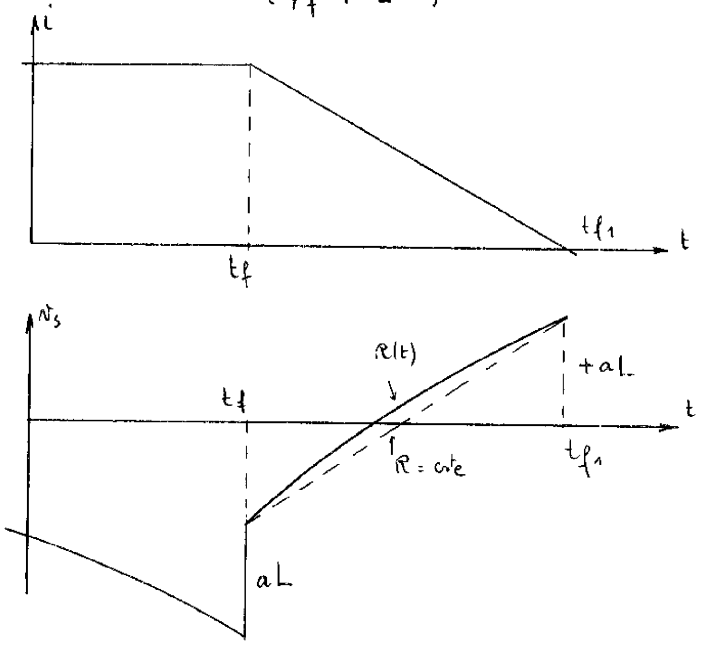


Figure 45

III-3-3 - Etude du régime de fonctionnement en fin d'impulsion

Le premier projet que nous avions étudié devait permettre de récupérer l'énergie de la bobine dans un condensateur de stockage. Parmi les conditions requises, il fallait que le flux soit nul dans le transformateur à l'instant t_f, ce qui n'est pas forcément compatible avec les possibilités du système pour des intensités de champ autres que l'intensité nominale. D'autre part, la difficulté de réaliser les commutations de puissance nous ont fait abandonner ce projet.

Nous avons pensé qu'il serait utile de se servir du fait que le système est un asservissement pour lui imposer une forme de chute du courant dès que t_f est atteint.

En particulier, il est commode de réaliser une chute linéaire du courant parce qu'il est simple d'élaborer la consigne en déchargeant le condensateur à courant constant. Un autre avantage de cette solution est qu'il se créée une surtension constante aux bornes de la bobine dont l'évaluation est simple.

III-3-3-1 - Evolution des grandeurs caractéristiques pendant la fin d'impulsion

- Flux dans le transformateur :

En fin d'impulsion le flux dans le transformateur vaut :

$$\Phi_f = I \left[L_2 - \int_{t_0}^{t_f} R(t) \cdot \bar{I}\, dt \right] = I \left[L_2 - J_f \right]$$

- Φ_f sera positif si la durée et l'intensité de l'impulsion est telle que $J_f < L2$
- Φ_f sera négatif dans le cas contraire.

Pour une chute linéaire du courant, l'expression du courant peut s'écrire :

$$i = \bar{I} - a(t - t_f) \qquad \text{avec} \qquad a = \frac{I}{t_{f_1} - t_f}$$

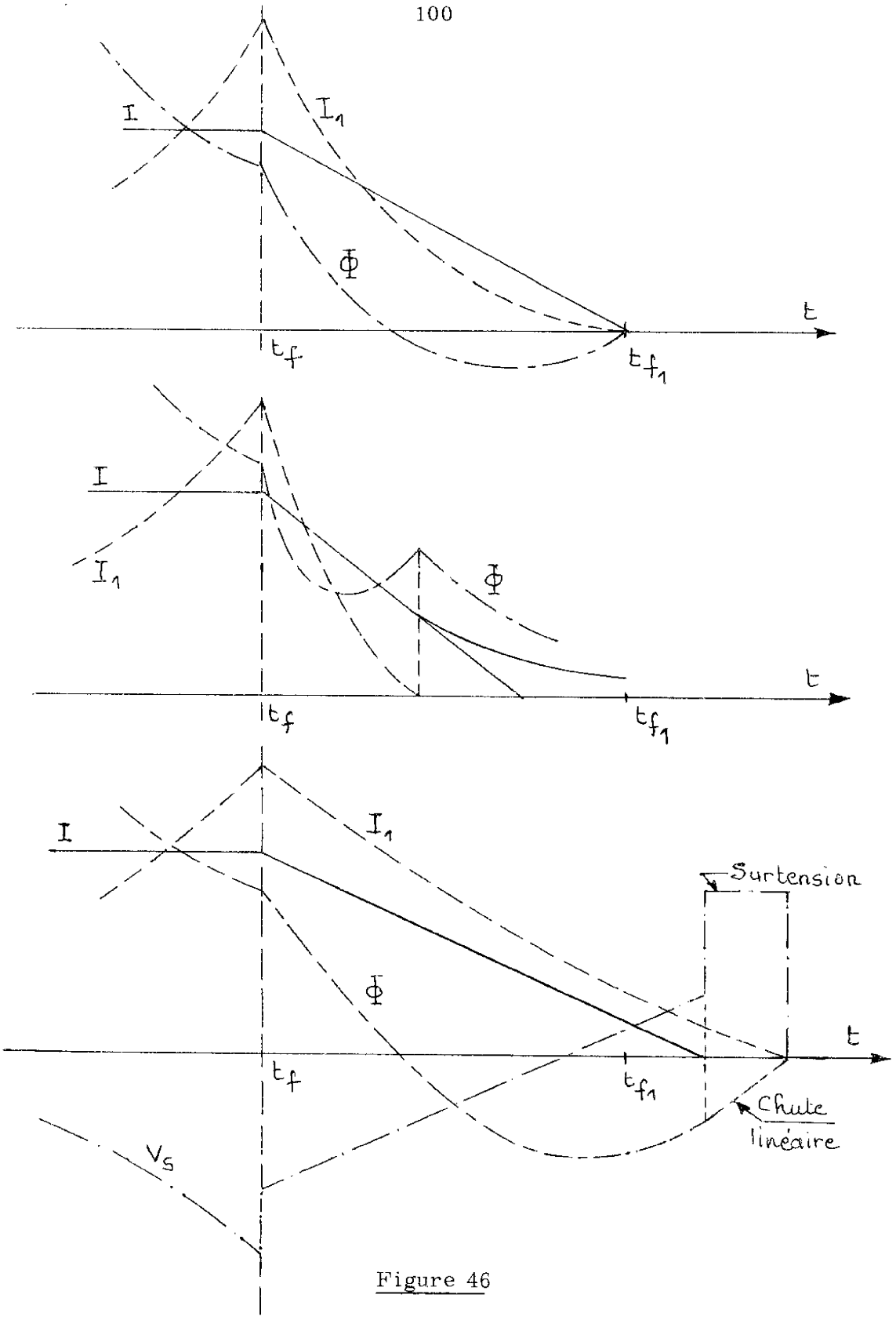

I
I_1
Φ
t
t_f
t_{f_1}
I
I_1
Φ
t
t_f
t_{f_1}
I
I_1
Surtension
Φ
t
t_f
t_{f_1}
Chute
linéaire
V_s

Figure 46

Dans ce cas il apparaît que le flux ne sera pas nul à t_{f1} si $\phi_f - L.I$ (flux contenu dans la bobine) et on ne pourra pas calculer a_o correspondant au fonctionnement envisagé.

Si on veut tenir compte de la variation de R(t) il faudra résoudre numériquement l'équation (6) par rapport à a en faisant $\phi = 0$.
Nous pouvons aussi déduire que :

- si $a > a_o$ le flux ϕ sera > 0 à t_{f1}
- si $a < a_o$ le flux ϕ sera < 0 à t_{f1}

Evolution du courant primaire :
On sait que l'on a :

$$\phi = K (n_2 I - n_1 I_1)$$

d'où

$$I_1 = \frac{n_2 I}{K n_1} - \frac{\phi (t)}{K n_1}$$

- si $\phi > 0$ on voit que I_1 sera nul avant I
- si $\phi < 0$ on voit que I sera nul avant I_1

Remarque :

Etant donné la constitution des circuits primaire et secondaire, le courant I et le courant I_1 ne peuvent s'inverser.

III-3-3-2 - Conclusion - résumé

$a = a_o$ { Le flux est nul dans le transformateur à t_{f1} et les courants I et I_1 s'annulent simultanément.

$a > a_o$ { Le courant I_1 est nul avant le courant I, le flux est positif le courant I se prolonge alors dans le secondaire et diminue suivant la constante de temps L/R(t).

ORGANIGRAMME du BLOC LOGIQUE

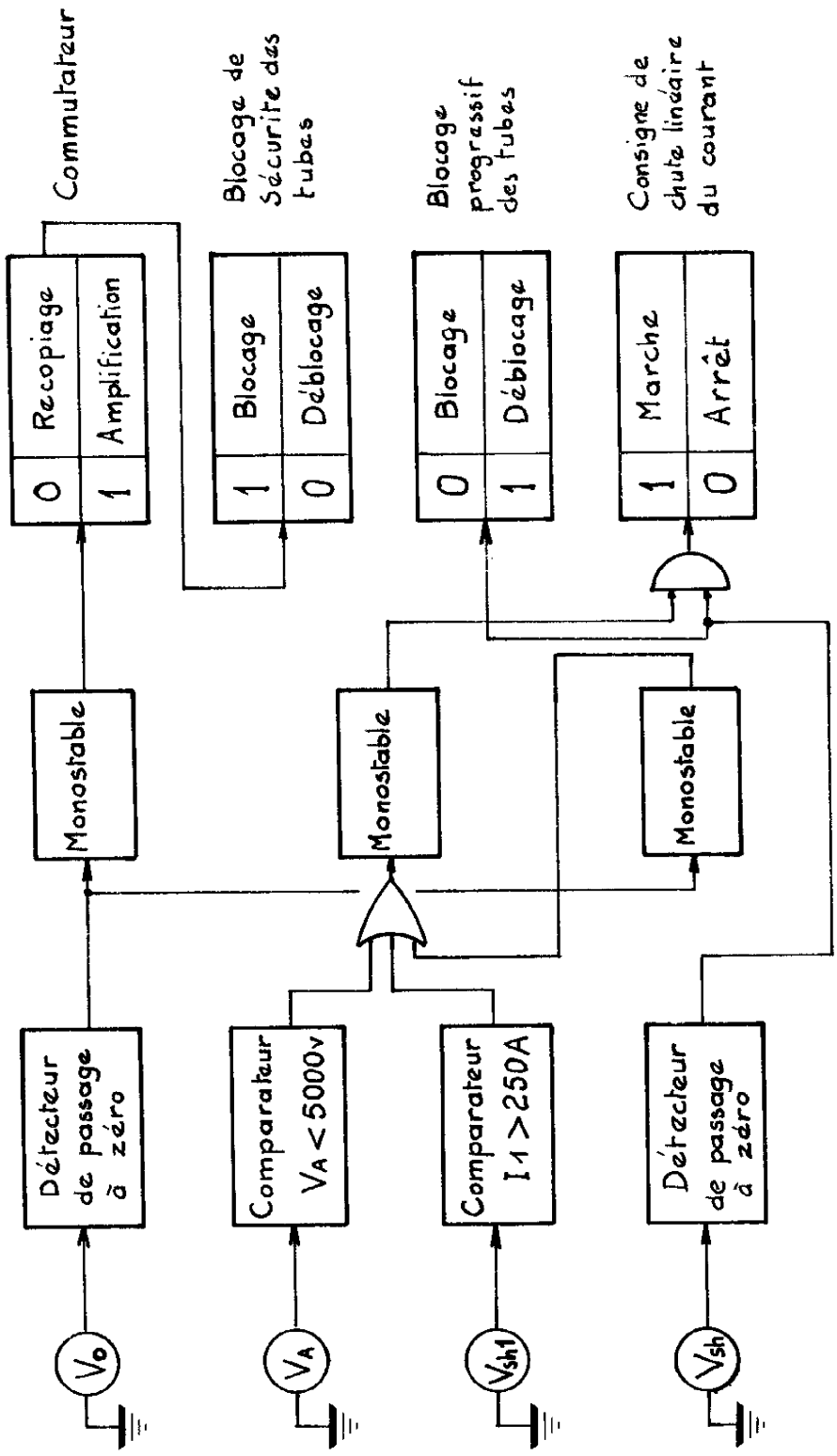


fig 47

$\underline{a < a_o}$ { Le courant I est nul avant le courant I_1, les flux est négatif et le courant I_1 doit être tel que le flux s'annule sans surtension dangereuse aux bornes du transformateur par un blocage progressif.

La figure 46 montre ces trois cas.

III-3-4 - Bloc logique

Le bloc logique doit assurer l'organisation des différentes phases de l'impulsion. Pour cela il doit :

- commuter la sortie de l'amplificateur d'erreur de la position "recopiage" sur la position "amplification" quand la tension de la batterie de lancement s'annule ; la position "amplification" libère le blocage de sécurité des tubes. Après un certain temps supérieur à la durée de l'impulsion, le commutateur doit revenir sur la position "recopiage" qui est la position de sécurité.

- déclencher la fin du palier et la chute linéaire du courant quand une des conditions suivantes est réalisée :

  . la tension anodique devient inférieure à 5000 V ;

  . le courant primaire devient supérieur à 250 A ;

  . la durée de l'impulsion dépasse la durée affichée.

- déclencher éventuellement la blocage progressif des tubes quand le courant I s'annule, les tubes pouvant déjà être bloqués par la commande si I_1 est nul avant I.

Ces différentes fonction sont explicitées sur l'organigramme représenté sur la figure 47.

L'utilisation de monostables,utilisés comme bistables, permet de connaître l'état permanent des fonctions avec certitude en période d'attente de l'impulsion suivante.

III-4-1 - Remarques fondamentales sur la compatibilité des références

Toutes les formes de champ peuvent être obtenues à condition que le système puisse asservir le courant à la forme demandée.

Nous allons chercher les conditions à respecter sur les formes de référence pour qu'il en soit ainsi.

Nous savons que notre système de commande est efficace tant que le courant primaire n'est pas nul.

En particulier, en début d'impulsion, l'amplitude du champ doit être supérieure à celle de la chute naturelle du courant pour que les tubes de commande soient débloqués et que s'établisse le courant $I_1(t)$. La tangente à la chute naturelle du courant en début de régulation est une donnée importante pour caractériser les formes d'impulsion que peut délivrer le générateur. Il faudra veiller, d'autre part, à ce que la tension anodique des tubes de commande soit toujours supérieure à la tension de déchet, sinon la logique arrêtera l'impulsion (III-3-4).

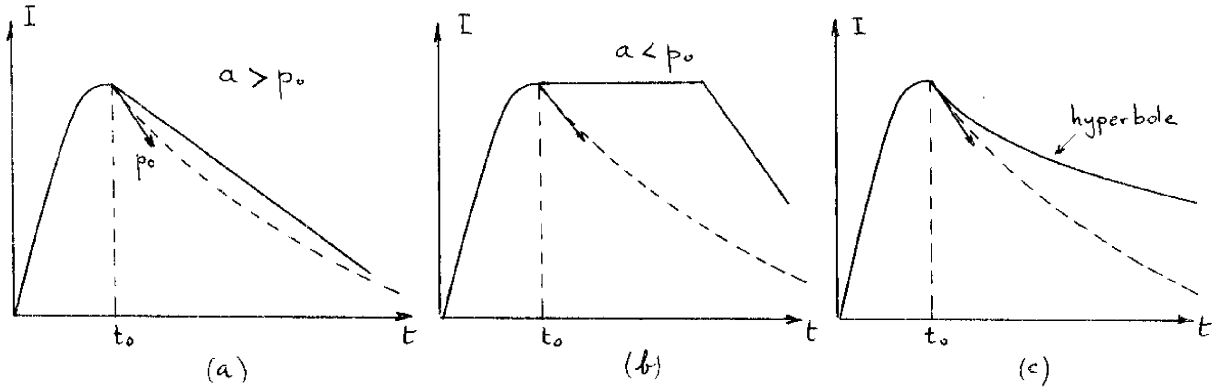


Figure 48

III-4 - REFERENCES

Au chapitre I-5, nous avons dit que la structure choisie possèdait tous les avantages d'un asservissement. Plus particulièrement, la grandeur de sortie, ici le champ, suit la consigne avec une précision que l'on peut définir en fonction du gain de la chaîne directe. La modulation de la consigne entraîne la modulation du champ ce qui montre l'adaptibilité du système pour produire toutes les formes de champ que peut désirer l'utilisateur. Dans le paragraphe suivant nous verrons quelles sont les contraintes sur ces formes de champ pour qu'elles soient compatibles avec le bon fonctionnement de l'asservissement.

A l'instant où débute la régulation, nous savons que le courant dans la bobine est maximal et que sa valeur est la valeur initiale de la consigne de l'asservissement.

Dans le cas où la référence demandée est une valeur constante, il suffit de prendre la tension de sortie de l'amplificateur suiveur comme tension de référence, le condensateur mémoire ayant un courant de décharge quasi nul.

Pour assurer la continuité entre la tension initiale de référence et la tension de référence elle-même, la tension du condensateur mémoire sera toujours la référence de l'asservissement.

Il suffira donc de faire traverser ce condensateur par une loi de courant déterminée pour obtenir la tension de référence voulue.

Dans le cas particulier d'une référence de chute linéaire du courant il suffira de décharger le condensateur mémoire par un courant constant. Ceci est d'ailleurs réalisé automatiquement en fin d'impulsion.

jours positive donc $I_1(t)$ ne sera jamais nul. Quand l'une des conditions de fin d'impulsion sera atteinte, le processus de fin d'impulsion sera normalement déclenché.
La réalisation de ce bloc de référence est décrite dans l'annexe II.

III-5 - PERFORMANCES OBTENUES AVEC LE GENERATEUR REALISE

III-5-1 - Performances sur l'intensité du champ

Les photographies 5 et 6 de la figure 51 montrent les performances maximales atteintes sur le champ, soit :

4200 A correspondant à 33, 5 Teslas (335 KGauss)

La photo 6 montre plus spécialement l'allure du champ en fin de palier.

La photo 4 montre la décroissance du champ sans régulation. Il faut remarquer que la batterie d'établissement du courant, constituée par un montage série-parallèle de condensateurs chimiques, ne peut être chargée au delà de 4300 V sans danger (70% de l'énergie nominale). L'emploi de ce type de condensateur pour une telle utilisation nous a été imposé par des raisons économiques et des délais.
Les condensateurs papier les plus intéressants que nous pouvions acquérir (50% plus cher seulement que les condensateurschimiques) n'étaient disponibles que dans un délai supérieur à un an.

III-5-2 - Performances en durée à champ constant

La durée de régulation dépend de l'énergie d'entretien que l'on peut apporter à la bobine. La simulation numérique que nous avons réalisée (Annexe III), donne pour la tension de charge nominale de la batterie d'entretien, les résultats suivants :

III-4-2 - Exemples de références réalisées

- Chute linéaire du champ (fig. 48 a, b)

Le montage qui donne la chute linéaire de la tension de référence en fin d'impulsion est donné sur la figure 49.

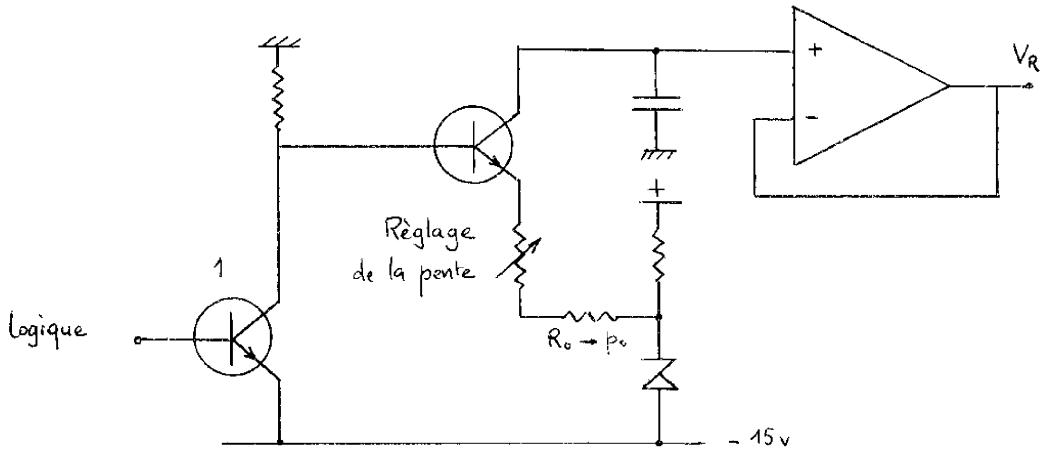


Figure 49

Un montage identique permet de réaliser le champ tracé sur 48 a avec l'entrée logique branchée comme celle du paragraphe 1 de manière à ce que le transistor 1 de la figure 49 soit bloqué quand le commutateur est sur la position "amplification".

Une photographie d'une telle impulsion est donné au paragraphe III-5.

- Chute hyperbolique du champ (figure 48 c)

Pour que cette forme de champ soit compatible avec l'asservissement il suffit que la tangente à l'hyperbole en début de régulation ait une pente inférieure ou égale en valeur absolue à celle de la tangente à la chute naturelle. En effet, l'hyperbole chute moins vite que l'exponentielle et l'erreur sera tou-

De même nous obtenons une décroissance hyperbolique du champ de concavité réglable. Photo 3.
Sur cette photo on voit que la pente de la tangente aux différentes hyperboles est la même en début d'impulsion.
Si, pour les raisons évoquées plus haut nous n'avons pu atteindre la durée prévue pour une impulsion de champ constant, en revanche nous avons obtenu des résultats très satisfaisants sur la précision.

Cependant, nous proposons au chapitre V un procédé qui nous paraît extrêmement intéressant et permet d'améliorer la précision dans de grandes proportions sans augmenter les performances intrinsèques de l'asservissement.

- pour un champ de 40 T la durée du palier est 5, 9 ms
- pour un champ de 38 T la durée du palier est 6, 4 ms
- pour un champ de 36 T la durée du palier est 7, 1 ms
- pour un champ de 34 T la durée du palier est 7, 7 ms
- pour un champ de 32 T la durée du palier est 8, 6 ms

La batterie d'entretien est composée de capacités chimiques (600 μF, 500 V) en groupement série-parallèle pour les raisons déjà invoquées. L'équilibrage des tensions de chaque élément série est d'autant moins bon que le nombre de capacités en parallèle est restreint, ce qui est le cas pour la batterie de 25 KV par rapport à la batterie 5 KV.
Pour expérimenter sans danger, nous avons dû limiter la charge de la batterie d'entretien à 15 KV. Ainsi l'énergie emmagasinée représente seulement 36% de l'énergie nominale.

La photo 5 de la figure 51 montre que le champ maximal obtenu, de 33, 5 Teslas, est constant pendant 4, 2 ms.
Pour ces conditions de fonctionnement, la simulation donne une durée de palier de 4, 8 ms qui est en bon accord avec les résultats expérimentaux compte-tenu de la marge d'erreur possible sur le modèle.

III-5-3 - Performances sur la précision

La précision demandée sur le champ était de $\pm$ 1%. Les résultats que nous avons obtenus à ce sujet sont nettement supérieurs. Ainsi, en premier lieu nous avons obtenu : pour un champ de 18 T une erreur absolue de 0, 1 T soit une erreur relative de $\pm$ 0, 28%. (photo 1 de la fig. 50).
Après une augmentation du gain de la boucle de régulation, nous avons obtenu pour un champ 33, 5T une erreur absolue de 0, 12T soit $\pm$ 0, 18%, (photos 5 et 6).
Nous avons obtenu une impulsion à décroissance linéaire du champ pendant 25 ms comme le montre la photo 2.

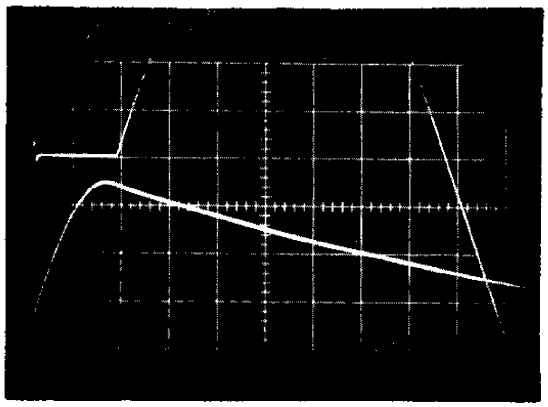


Photo 4:

-allure du champ en boucle ouverte.50 KGauss/cm

-base de temps:2ms/cm

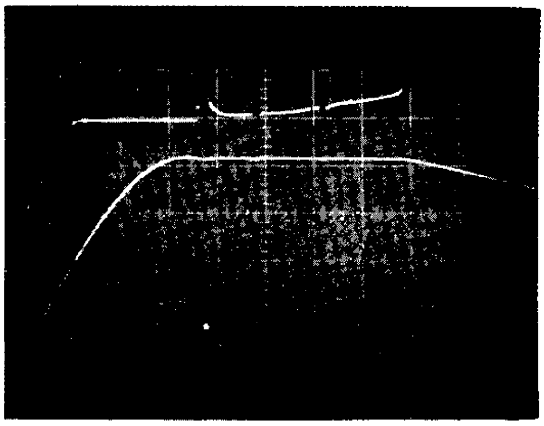


Photo 5:

-trace supérieure:
erreur sur le champ:0,6%/cm

-trace inférieure:
champ:80 KGauss/cm

-base de temps:1ms/cm

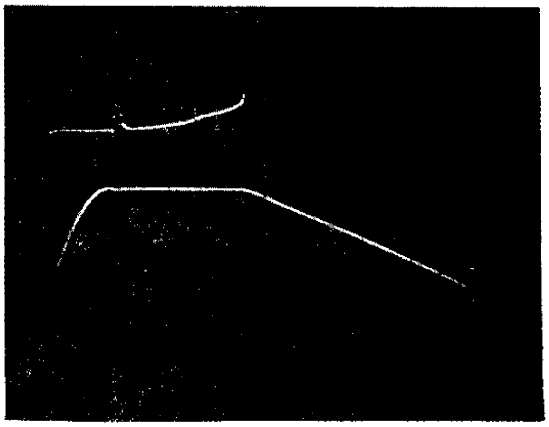


Photo 6:

-trace supérieure:id.5

-trace inférieure:id.5

-base de temps:2ms/cm

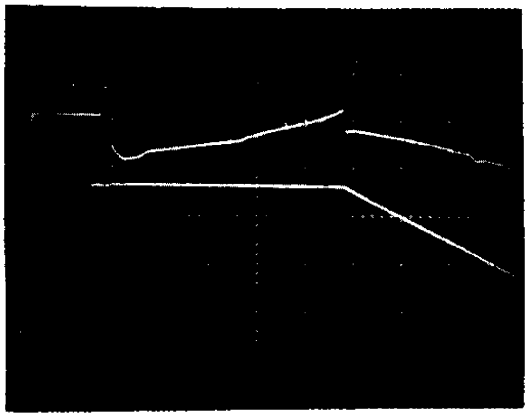


Photo 1
-trace supérieure:
erreur sur le champ 1KG/cm
-trace inférieure:
champ 50KGauss/cm
-base de temps:2ms/cm

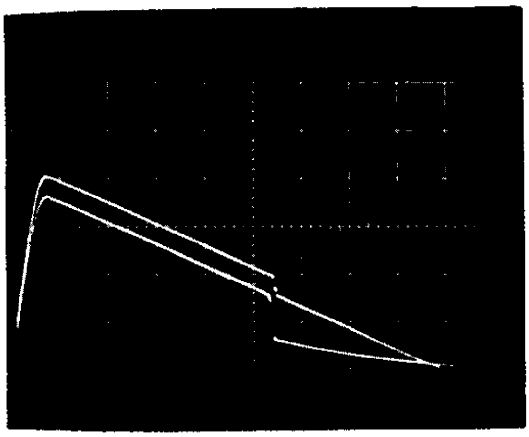


Photo 2
-trace supérieure:référence
-trace inférieure:
champ 50KGauss/cm
-base de temps:5ms/cm

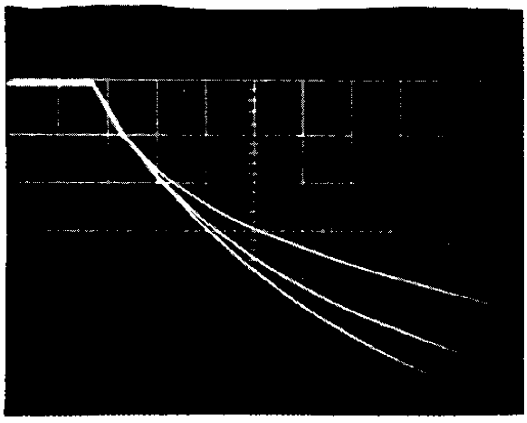


Photo 3
Référence hyperbolique
o,1 volt/cm
-base de temps:1ms/cm

CHAPITRE IV

LE GENERATEUR EN TANT QUE SYSTEME ASSERVI

$R(\theta) = \frac{R_a}{\rho_a} \cdot \rho(\theta)$, R_a et ρ_a étant les valeurs à l'ambiante.

il vient : $\rho(\theta)\, I^2\, dt = K\, C_v(\theta)\, d\theta$

soit encore : $\int_0^t I^2\, dt = K \int_{74°K}^{\theta} \frac{C_v(\theta)}{\rho(\theta)}\, d\theta$

On connaît la fonction F (θ) où $F(\theta) = \int_{\theta}^{400°K} \frac{C_v(\theta)}{\rho(\theta)}\, d\theta$

et $\int_{74°K}^{400°K} \frac{C_v(\theta)}{\rho(\theta)}\, d\theta = 2{,}54 \cdot 10^{14} = B$

Soit $y = B - K \int_{74°}^{\theta} \frac{C_v(\theta)}{\rho(\theta)}\, d\theta$ cette fonction est équivalente à F (θ)

on en déduit par une approximation de cette courbe par un développement limité :

$$\theta = -6{,}5\, y^3 + 64{,}5\, y^2 - 251\, y + 400$$

Symboliquement :

$$\theta = Y^{-1}\left(\int_0^t I^2\, dt\right)$$

Il vient le système d'équations :

$$\begin{cases} \theta = Y^{-1}\left(\int_0^t I^2\, dt\right) \\ R(\theta) = R_0 + A.\theta \end{cases}$$

Ces deux équations peuvent s'illustrer par la diagramme de blocs de la figure 53

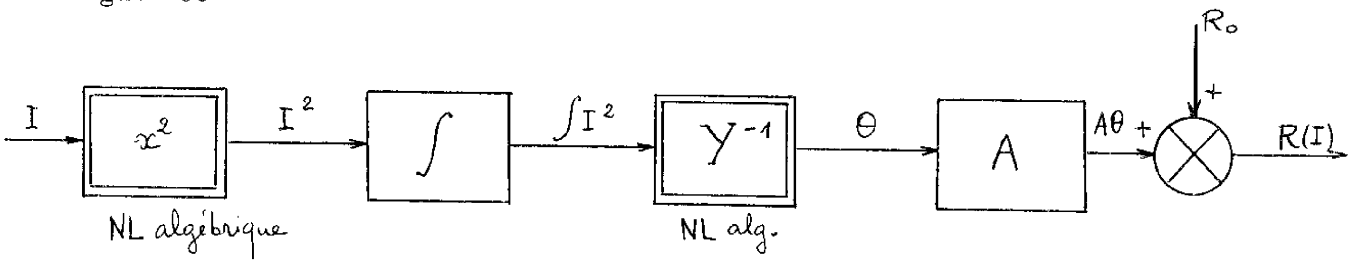


Figure 53

Dans la réduction du schéma bloc du système nous devons considérer la tension aux bornes de la résistance de la bobine. Soit :

Le générateur est un système complexe qui présente des non-linéarités importantes. Ces non-linéarités sont principalement :

- la variation considérable de la résistance de la bobine due à son échauffement ;

- le déplacement du point de fonctionnement de l'organe de commande dans une très large plage de ses caractéristiques.

IV-1 - NON LINEARITES PRINCIPALES

IV-1-1 - Non-linéarité due à la bobine

Cherchons la relation qui lie R à I et dans laquelle le temps n'apparaît pas de façon explicite.

Nous ferons l'approximation que $R(\theta) = R_o + A\theta$ où θ est la température (linéarisation de $\rho(\theta)$, figure 52). Nous connaissons la relation donnant la conservation de l'énergie : (cf chapitre I).

$$R(\theta)\, I^2\, dt = J\, v\, C_v(\theta)\, d\theta$$

La courbe $C_v(\theta)$ est représentée sur la figure 52 .

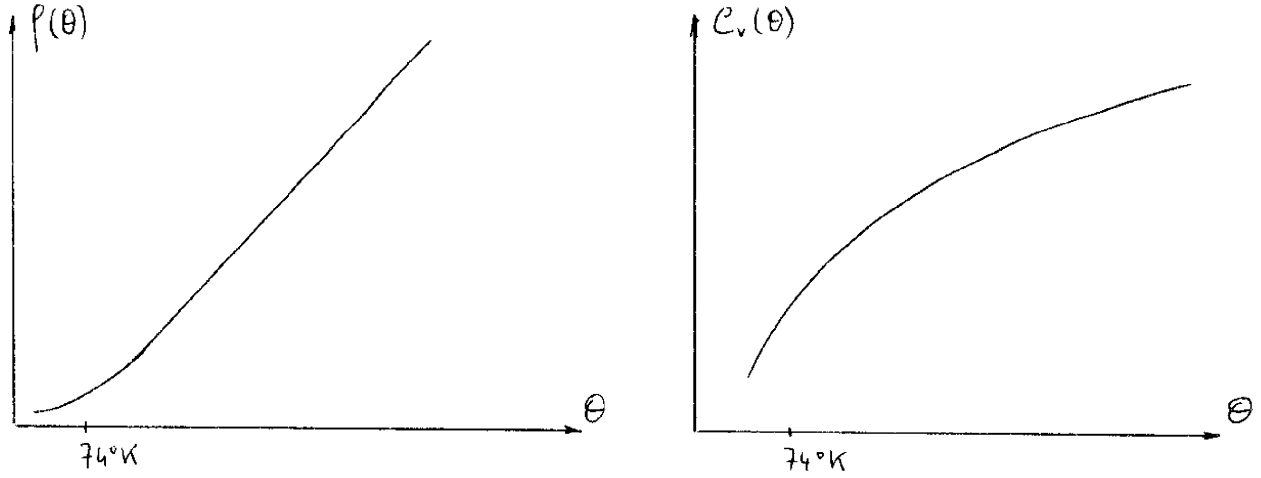


Figure 52

La pente correspondant aux deux tubes en parallèle varie, pour le fonctionnement envisagé entre les valeurs :

$$\mu_{min} = 0,055 \qquad \text{et} \qquad \mu_{max} = 0,4 \quad A/Volt$$

alors que ρ varie entre : $\rho_{min} = \frac{800}{2}$ et $\rho_{max} = \frac{2500}{2}$ Ω

IV-1-3 - Domaines d'études du système

Etant donné la complexité du système, son étude rigoureuse dépassait le cadre de ce travail. Nous nous sommes donc orientés vers une étude approchée, basée sur des considérations physiques sur le fonctionnement :

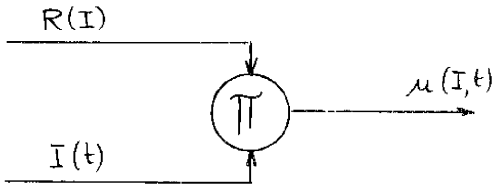
1 - pour les hautes fréquences ($f > 28Hz$) l'inductance de la bobine est prépondérante devant sa résistance et nous pouvons faire une étude de stabilité ne faisant pas intervenir R.

2 - pour les très basses fréquences, la variation lente de la résistance de la bobine de $0,03\,\Omega$ à $0,3\,\Omega$ est primordiale, ce qui justifie une étude ne faisant intervenir que R comme non-linéarité et avec les valeurs maximales des paramètres μ et ρ (cas le plus défavorable).

VI-2 - SCHEMA EQUIVALENT DU CIRCUIT DE PUISSANCE

Dans la structure définie au chapitre III, le circuit de puissance peut se mettre sous la forme du schéma équivalent de la figure 55.

$$u(I, t) = R(I) \cdot I(t)$$



Le schéma bloc étant sous cette forme, on ne peut pas utiliser sur ce schéma les résultats les plus classiques concernant les systèmes non linéaires. A l'instant t_1, la tension u vaut : $u = R_1 \cdot i$, à l'instant t_2, u vaut $u = R_2 \cdot i$. La caractéristique u (i), linéaire à un instant donné, a changé avec le temps. Elle peut se mettre sous la forme du bloc de la figure 54.

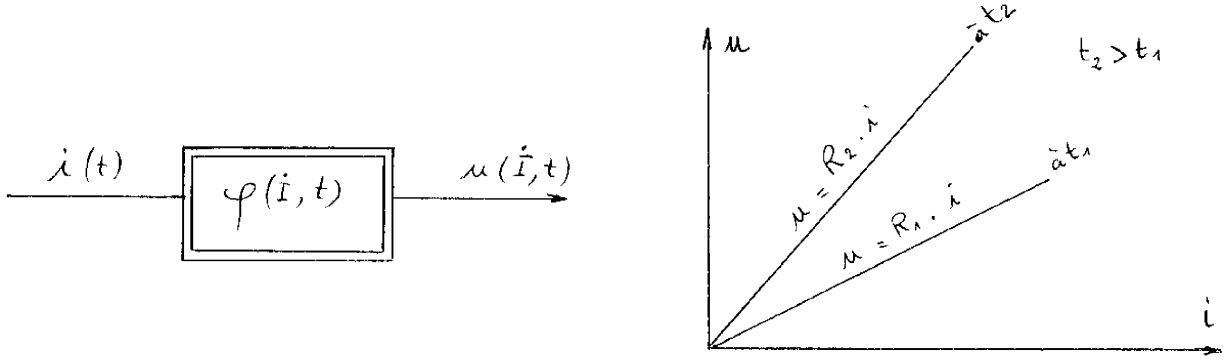


Figure 54

La variation de résistance de la bobine est un phénomène lent vis-à-vis de la bande passante du système (30 KHz) : $\Delta R/R = 10\%$ pour $\Delta t = 0,5$ ms

IV-1-2 - Non-linéarités dues à l'orgne de commande

Pendant l'impulsion le courant dans les tubes $I_1(t)$ varie entre les valeurs 0 et I_1 max, alors que la tension plaque passe de 25 KV à V_s tension de déchet.

En conséquence, la pente et la résistance interne des tubes varient dans des proportions importantes.

Nous définirons ici les bornes de variation de ces paramètres, ce qui sera important vis-à-vis des critères de stabilité que nous emploierons plus loin.

IV-3 - ETUDE DU SYSTEME POUR LES HAUTES FREQUENCES

IV-3-1 - Identification

Pour les fréquences considérées supérieures à 28 Hz, le schéma équivalent de la figure 55 devient celui de la figure 57.

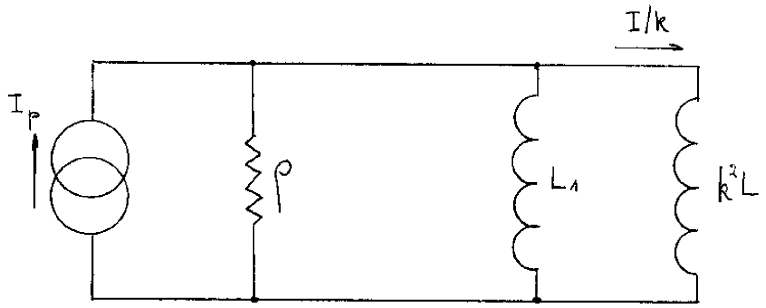


Figure 57

Nous avons cherché comment atténuer les non-linéarités des tubes par des moyens purement électriques.

En ce qui concerne μ on peut placer une contre-réaction de cathode telle que sur la figure 58.

Au delà de la fréquence $\frac{r}{2\pi l}$, la pente des tubes devient 1/r, à condition que

$r > 1/\mu_{min}$

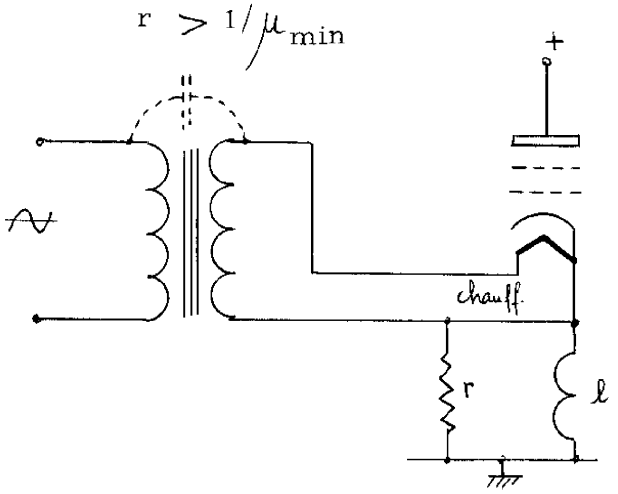


figure 58

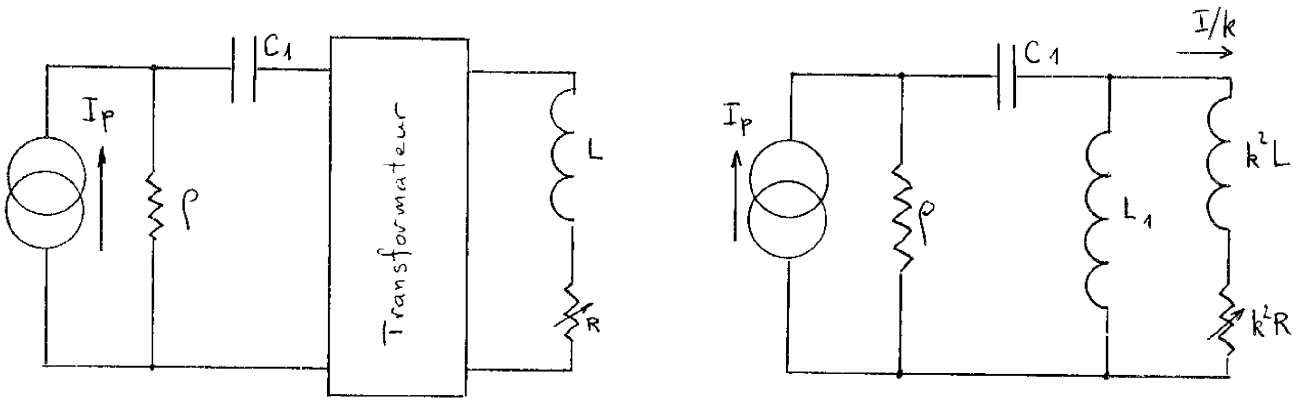


Schéma équivalent

Schéma équivalent pour f≪ 80 KHz

Figure 55

Ce circuit est caractérisé par la relation $I = T\ (V_g)$ qui fait intervenir les non-linéarités principales. $(I_p = \mu . V_g)$

La figure 56 représente l'asservissement sous forme d'un schéma-bloc où le bloc non linéaire T est précédé d'un bloc linéaire K.

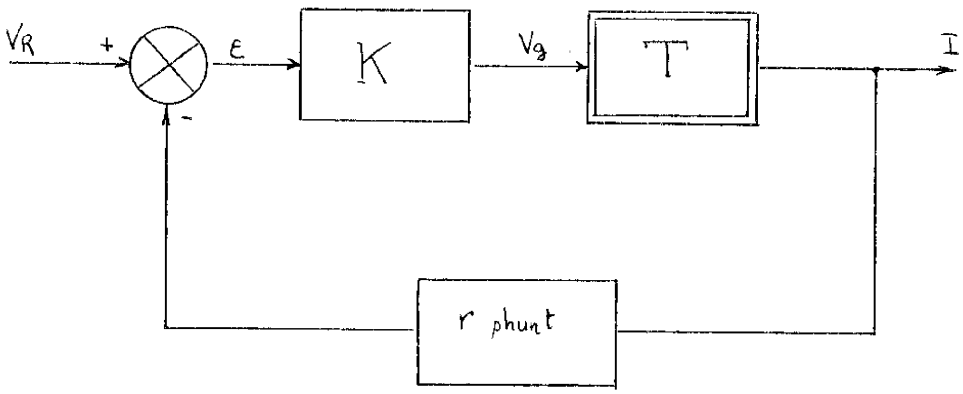


Figure 56

IV-2 - Obtention de la précision demandée

Le calcul rigoureux de ε est très difficile. Mais on peut faire le calcul approximatif suivant.

En supposant que le système fonctionne correctement, c'est-à-dire que le gain de la boucle en courant soit tel que la régulation du courant I dans la bobine soit assurée avec une bonne précision, on peut déterminer la forme de la tension V_g nécessaire.

Cette tension doit varier de - 300 V à + 400V soit au total de 700 V. L'erreur devant être inférieure à ± 1%, il faut que :

$$\varepsilon_{max} - \varepsilon_{min} \leqslant \frac{V_R}{50} = 0,0216 \text{ volts}$$

Il en résulte une relation entre les gains K_I et K_V :

$$\varepsilon_I \leqslant \frac{5000}{50} = 100 \text{ A} \qquad \text{or} \qquad \varepsilon_I = \frac{1}{K_I}\left[\frac{V_g}{K_V} + V_p\right]$$

$$\left.\begin{array}{l} \Delta V_g = 700 \text{ v} \\ V_{p\,max} = 15000 \text{ V} \end{array}\right\} \qquad \text{d'où} \qquad K_I \geqslant 150 + \frac{7}{K_V}$$

IV-3 - Etude de la stabilité

Nous ferons ici l'étude du système autonome, c'est-à-dire à entrée nulle. Ce système autonome peut se mettre alors sous la forme du schéma bloc de la figure 61 dans lequel le bloc non-linéaire représente la caractéristique (I_p, V_g) des tubes de puissance. La pente μ pour un point de fonctionnement donné est la dérivée de cette caractéristique . Nous connaissons les bornes de cette dérivée $\mu_{mini} = 0,055$ et $\mu_{maxi} = 0,4$

Cependant, nous n'avons pu mettre au point cette solution en raison de couplages par l'intermédiaire du chauffage direct de cathode et du secteur (figure 58) (Nécessité d'un transformateur à écran).

Pour s'affranchir de la non-linéarité de ρ nous avons placé en parallèle sur le primaire une capacité C (Figure 59). Nous avons branché en parallèle sur le primaire une résistance R1, qui, compte tenu de ρ assure l'amortissement du circuit. R1 a été calculée pour consommer peu de courant vis à vis du générateur I_p. Le schéma est alors celui de la figure 59 où : $k^2 L = L_B$ et $I/k = I_B$

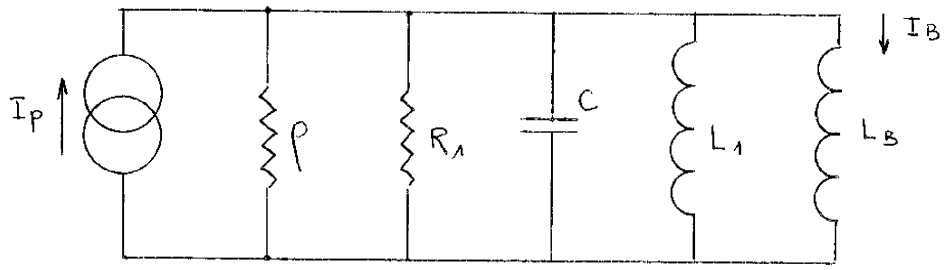


Figure 59

Pour les H.F. il est clair que I_B et I_p sont déphasés de π.
Or tous les critères géométriques de stabilité des systèmes non-linéaires montrent à l'évidence que les déphasages supérieurs à $\pi/2$ sont défavorables.

Pour cette raison nous avons installé une boucle locale de contre-réaction au niveau de la tension primaire qui, moyennant un choix judicieux des gains de boucle, doit permettre de limiter le déphasage apporté par le condensateur C. Le schéma bloc du système devient celui de la figure 60.

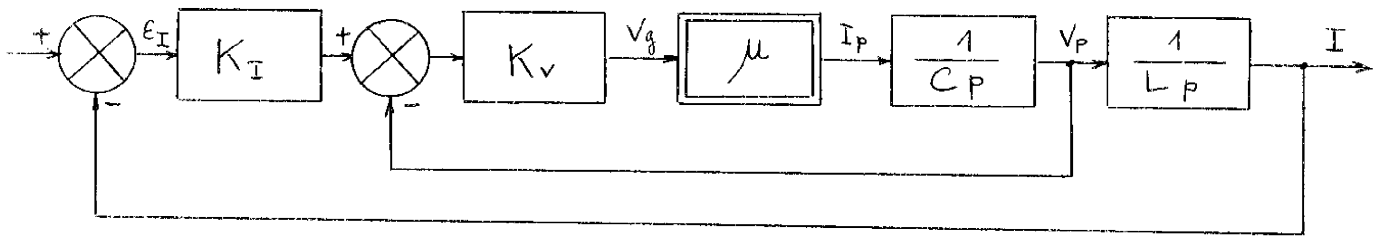


Figure 60

ETUDE DE LA STABILITÉ EN H.F.

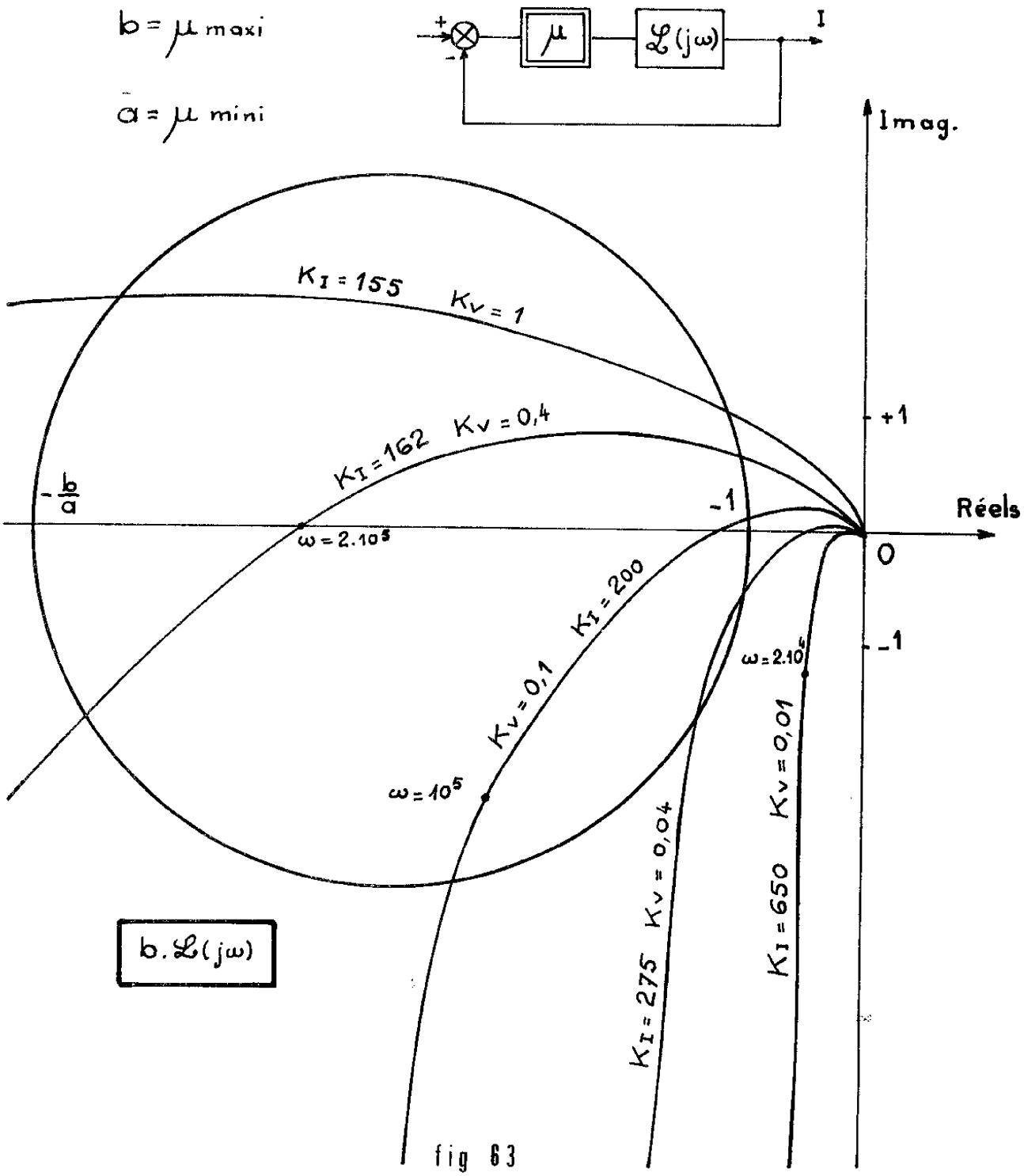


fig 63

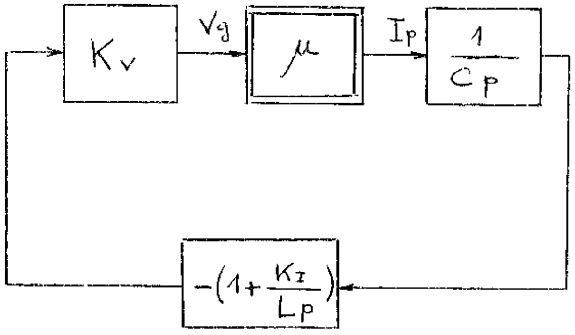


Figure 61

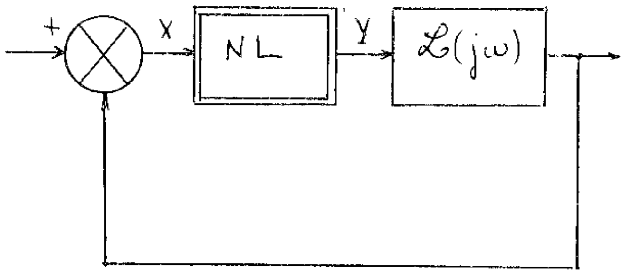


Figure 62

Il est donc commode d'utiliser le critère de NAUMOV qui fait intervenir seulement les bornes de la dérivée de la caractéristique non linéaire. [13] Ce critère s'énonce ainsi :

"La condition suffisante pour qu'un système non-linéaire tel que sur la figure 62 soit stable est que la dérivée de la caractéristique non-linéaire soit toujours non négative et comprise entre deux bornes a et b et que la transmittance en boucle ouverte du système linéarisé b. $\mathcal{L}(j\omega)$, satisfaisant le critère de Nyquist, ne coupe pas le cercle C de diamètre (b/a-1) centré sur l'axe réel en $(-b-a)/2a$".

On voit que si b tend vers a ce critère se réduit au critère de Nyquist Dans notre système la partie linéaire $\mathcal{L}(j\omega)$ s'écrit :

$$\mathcal{L}(j\omega) = \frac{K_V}{(1+\tau j\omega)^2}\cdot\left[\frac{-j}{C\omega} - \frac{K_I}{LC\omega^2}\right]$$

Le terme $\frac{1}{(1+\tau j\omega)^2}$ vient de la présence d'une double constante de temps dans le système de puissance pour les fréquences supérieures à 32 KHz (cf chapitre III paragraphe 4).

La fonction b. $\mathcal{L}(j\omega)$ est tracée dans le plan complexe sur la figure 63 (ici b vaut μ_{max}). Le cercle de Naumov est aussi représenté.

Pour affirmer que l'asservissement est stable, il faut choisir $K_V < 0,04$ (critère suffisant). Nous prendrons $K_V = 0,03$ et le K_I correspondant vaut 381.

La boucle est conçue pour pouvoir régler K_I. Si on veut améliorer la précision, il faut augmenter K_I. Vérifions que pour $K_V = 0,03$ et pour une large variation de K_I, la courbe b. $\mathcal{L}_2(j\omega)$ ne coupe pas le cercle C (figure 63 bis).

IV-4 - ETUDE DU SYSTEME POUR LES T.B.F.

IV-4-1 - Identification

Pour les fréquences considérées, l'étage de puissance peut se ramener au schéma équivalent de la figure 64.
Dans ce schéma, I_p est égal à $\mu_{max} \cdot V_q$ (cas le plus défavorable).

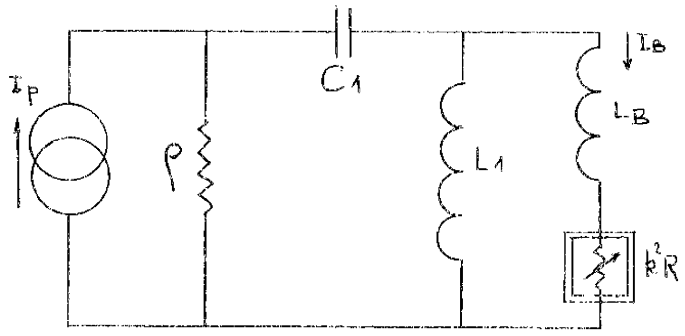


Figure 64

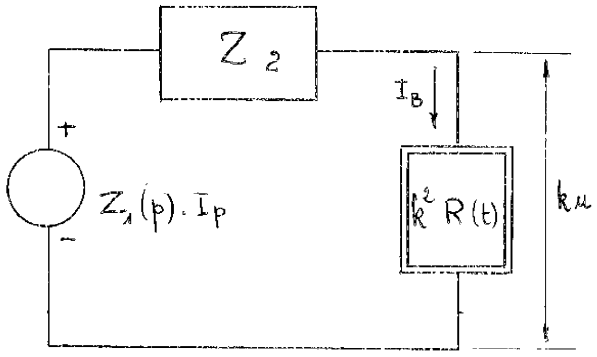


Figure 65

Ce schéma peut se ramener à celui de la figure 65 où

$$Z_1 = \frac{\rho L_1 C_1 p^2}{L_1 C_1 p^2 + \rho C_1 p + 1} \quad \text{et} \quad Z_2 = \frac{(\rho C_1 p + 1) L_1 p}{L_1 C_1 p^2 + \rho C_1 p + 1} + L_B p$$

ETUDE EN H.F

Kv =0,03
Influence de K_I

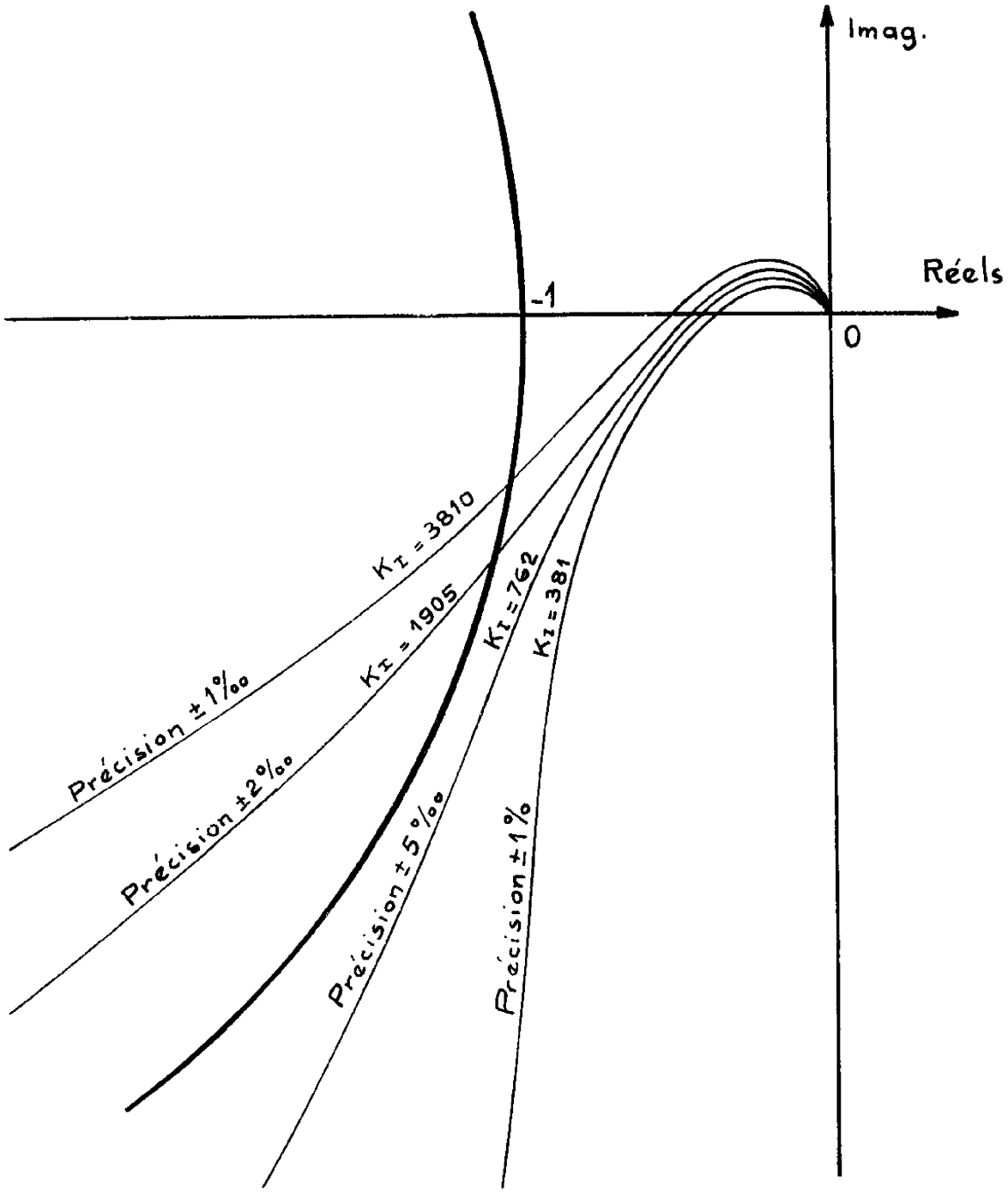


fig 63bis

La chaîne de retour de la boucle locale sur la tension primaire a été supprimée, car pour les T. B. F. le gain de boucle correspondant tend vers zéro.

VI-4-2 - Etude de la stabilité

Une extension de la méthode de V. M. POPOV [14] s'applique à un système défini par la figure 68, dans lequel la caractéristique est variable au cours du temps dans un secteur $[R_{min}, R_{max}]$.
Nous devons donc ramener le schéma de la figure 67 à ce schéma canonique.

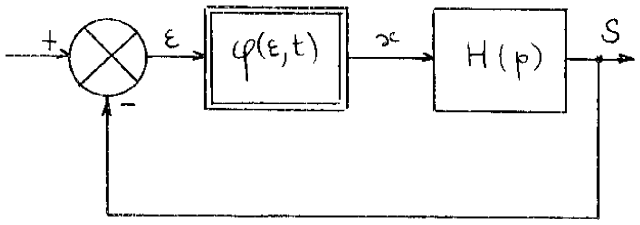


Figure 68

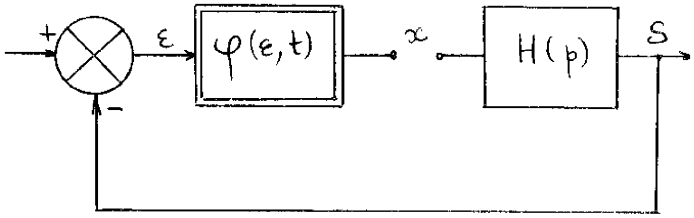


Figure 68 bis

Supposons qu'on ouvre la boucle, par exemple à la sortie du bloc non linéaire (figure 68 bis). Par définition on a : $H(p) = \frac{-\varepsilon(p)}{x(p)}$
Pour le système de la figure 67 H(p) s'écrit donc :

$$H(p) = \frac{1}{\frac{Z_2(p)}{k^2} + \frac{K_I K_V \mu_M Z_1(p)}{k}}$$

soit en posant $G = k \mu_M K_I K_V$

$$H(j\omega) = \frac{k^2}{Z_2(j\omega) + G\, Z_1(j\omega)}$$

Nous faisons apparaître ainsi le bloc non-linéaire qui représente la résistance de la bobine. Nous avons vu au paragraphe 1 que cette non-linéarité pouvait se mettre sous la forme $\varphi(I, t)$. La caractéristique est d'autre part contenue dans le secteur R_{min} et R_{max}. La valeur de R_{max} est fixée par la fin de l'impulsion (figure 66).

La fonction $\varphi(I, t)$ est telle que : $\varphi(0, t) = 0$ quel que soit t.

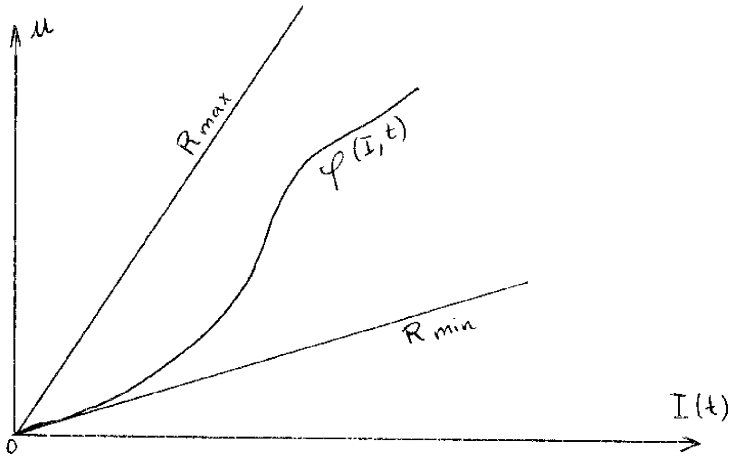


Figure 66

Le courant dans le circuit de la figure 65 s'exprime par :

$$I/k = \frac{I_p \cdot Z_1(p) - k\,u(I,t)}{Z_2(p)}$$

Le système peut se représenter de la façon suivante : (figure 67)

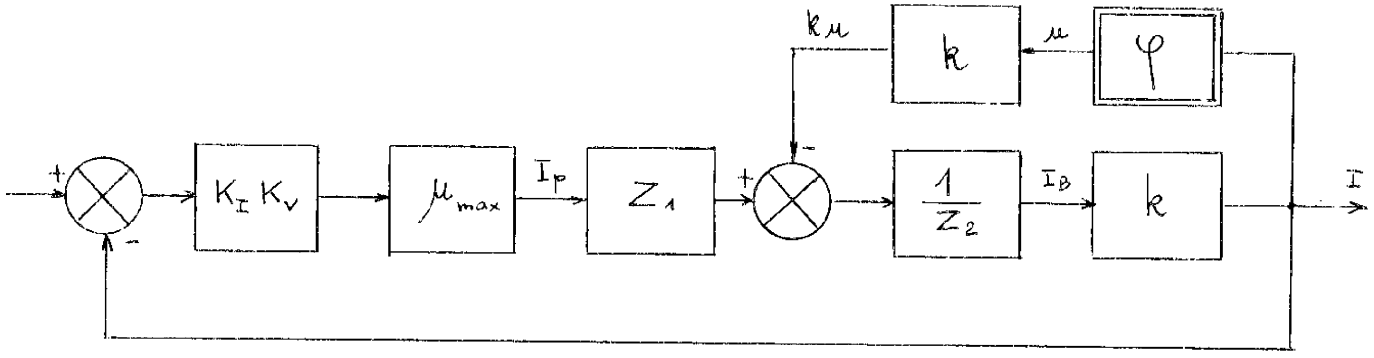


Figure 67

ÉTUDE DE LA STABILITÉ EN T.B.F

Extension du critère de VM. POPOV

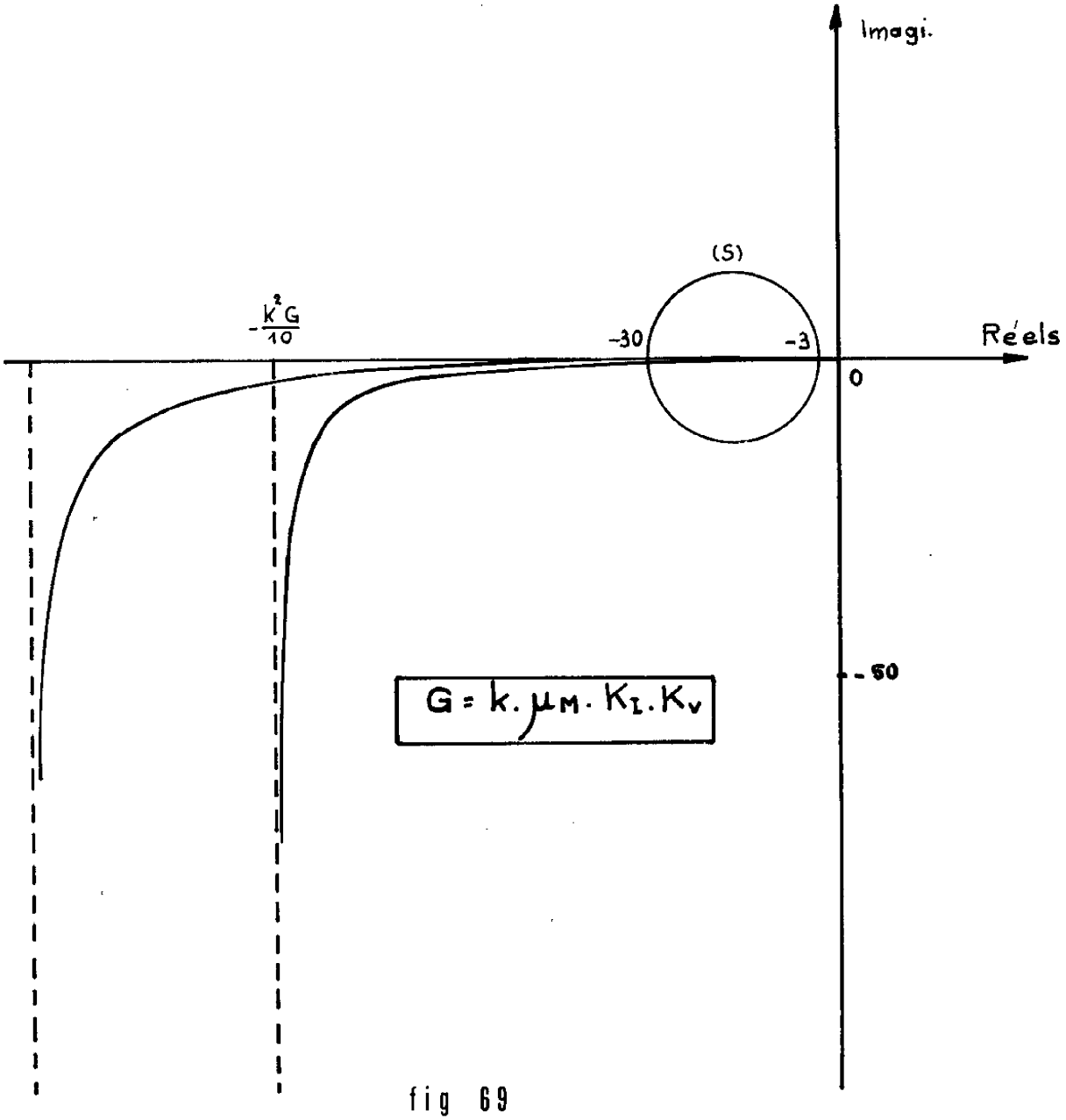


fig 69

L'extension du critère de POPOV affirme qu'un tel système est stable, si le lieu H (j ω) n'a aucun point commun avec le cercle S centré sur l'axe réel et passant par - $1/R_{min}$ et - $1/R_{max}$ et ne l'entoure pas.

Dans le plan complexe traçons le cercle S et le lieu H (j ω) figure 69.

Nous constatons deux choses :

- le lieu coupe le cercle S : la stabilité n'est donc pas garantie.

- même si la résistance était constante (système linéaire), le lieu H (j ω) passerait très près du point - 1 (ceci est évident puisque le système de puissance présente une double constante de temps en très basses fréquences).

On peut envisager un réseau correcteur au niveau de K_I qui permettrait d'éviter le cercle. Mais ce réseau ferait intervenir des constantes de temps très grandes qui rendraient très délicate la période de début de palier (initialisation du système).

Nous avons expérimenté sans réseau et n'avons pas constaté d'instabilité. Le fait de n'avoir rien constaté a deux causes probables :

- le générateur n'oscille pas

- s'il oscille, la fréquence des oscillations est très basse et son effet est insensible pendant la durée de l'impulsion.

CHAPITRE V

AMELIORATION DE LA PRECISION

Alors l'erreur est nulle.

Il est bien évident qu'il est très difficile d'élaborer a priori un signal de correction identique au signal réel d'erreur ; il subsistera donc une erreur d'autant plus faible que le modèle du système électronique servant à élaborer C(t) sera proche du modèle qui représente le système.

Pour ce type de correction, l'information initiale doit être très grande au sens de la classification des systèmes de commande [16]

V-3 - CORRECTION SEQUENTIELLE DE L'ERREUR

V-3-1 - Principe

Dans cette méthode, le système va utiliser son erreur pour s'autocorriger au cours d'une succession d'impulsions identiques.
L'information initiale est beaucoup diminuée et l'information de travail est augmentée par rapport à la première solution.

La méthode envisagée nécessite la mise en mémoire de la courbe d'erreur en fonction du temps ainsi qu'un sommateur algébrique. (figure 71).

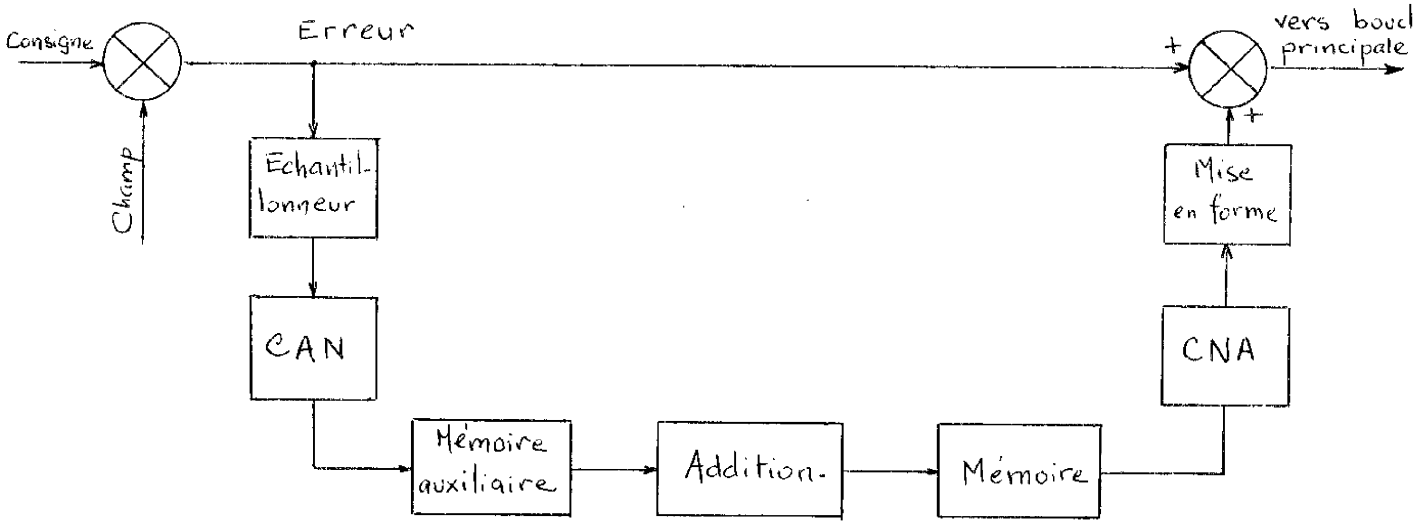


Figure 71

Considérons une première impulsion au cours de laquelle l'erreur est $\varepsilon_1(t)$ et correspond au signal de commande du régulateur.

On a vu que si on injecte un signal $C(t) = \varepsilon_1(t)$ dans la commande du régulateur, on aura une erreur nulle à la seconde impulsion (figure 70) Au lieu d'élaborer le signal C(t) par un système électronique à partir de la connaissance de la forme de l'erreur, comme au paragraphe 2, on peut conserver directement l'erreur en mémoire au cours de la première impulsion.

On enregistrera en fait une courbe $\varepsilon^*_1(t)$ entachée d'une certaine erreur par rapport à $\varepsilon_1(t)$. Au cours de la seconde impulsion, identique à la première, le signal de commande étant toujours le même, il en résultera une erreur $\varepsilon_2(t) = \varepsilon_1(t) - \varepsilon^*_1(t)$ bien plus faible que $\varepsilon_1(t)$.

A son tour le signal $\varepsilon_2(t)$ sera gardé en mémoire dans le but de modifier le signal réinjecté $\varepsilon^*_1(t)$ dans la commande. La valeur en mémoire de $\varepsilon_2(t)$ différera d'une certaine erreur de $\varepsilon_2(t)$ et le signal enregistré sera $\varepsilon^*_2(t)$ tel que $\varepsilon_2 - \varepsilon^*_2 \ll \varepsilon_2$. Le nouveau signal réinjecté dans la commande sera :

$$C_2(t) = \varepsilon^*_1(t) + \varepsilon^*_2(t)$$

et la nouvelle erreur enregistrée pour la troisième impulsion sera :

$$\varepsilon_3(t) = C(t) - C_2(t) = \varepsilon_2 - \varepsilon^*_2$$

Cette erreur sera bien inférieure à $\varepsilon_2(t)$ et ainsi de suite.

La rapidité du phénomène et la précision nécessaire sur le synchronisme avec l'impulsion suivante écarte toute solution d'enregistrement analogique (bande magnétique par exemple).

Il est donc nécessaire d'avoir recours à une conversion numérique d'échantillons prélevés sur le signal des intervalles de temps fixés et dont la valeur sera stockée dans une ensemble de mémoires (figure 71-72).

Soit $\mathcal{E}_j^*(p+1)$ la valeur de l'échantillon de rang j contenu dans la mémoire principale après la (p + 1)ième impulsion, K le gain du système entre l'échantillonneur et la sortie de la mise en forme et $\mathcal{E}_j$ la valeur idéale de l'échantillon de rang j. Le fonctionnement du système est tel que l'on a la relation de récurrence suivante :

$$\mathcal{E}_j^*(p+1) = \mathcal{E}_j^* p + K\left(\mathcal{E}_j - \mathcal{E}_j^* p\right)$$

récurrence dont le point double unique est $\mathcal{E}_j^* = \mathcal{E}_j$. Le système est globalement stable pour tout j lorsque $0 < K < 2$ et son fonctionnement est optimal lorsque le multiplicateur de la récurrence est égal à 0 c'est-à-dire pour $K = 1$. [18]

La précision avec laquelle nous pourrons restituer la courbe d'erreur au cours de l'impulsion suivante dépendra évidemment du nombre de "points" que l'on aura prélevés sur la courbe et du nombre N de bits affectés à chaque échantillon.

V-3-2 - Description du fonctionnement

Un organigramme plus détaillé est donné figure 72. (les chiffres entre parenthèses se rapportent aux organes de cette figure).

Le sommateur (0) donne le signal d'erreur $\varepsilon^*(t)$ par différence entre la référence et la grandeur réglée. Le signal de commande est donné par le sommateur (12) qui réalise . $\varepsilon_p(t) + C_p(t)$ (fig 70) ou $\varepsilon^*_p(t) + \varepsilon^*_{p-1}(t)$ fig 72

Une horloge lente actionne l'échantillonneur (2) de lecture et assure simultanément la progression d'un compteur en anneau (13) qui représente le rang j de l'échantillon.

L'état du compteur en anneau (13) détermine une position du sélecteur de transfert (9) qui transmet la valeur numérique de l'échantillon de rang correspondant écrit dans la mémoire (7) vers le convertisseur numérique-analogique (10). La sortie de 10 est mise en forme par le bloc (11) (approximation segmentée cf figure 73).

La sortie de l'échantillonneur (2) est convertie numériquement par (3) et écrite dans le registre (4) ; simultanément le registre d'addition (6) prend l'état du CNA (10), soit : $\sum_{i=0}^{i=p-1} \varepsilon_{ij}$

Un ordre d'addition est ensuite donné, et par l'intermédiaire de l'additionneur algébrique (5), la somme 4 + 6 est réalisée et écrite dans (6)

Le registre (6) contenant la nouvelle valeur de l'échantillon de rang j, ce nombre est transféré de (6) dans la mémoire correspondante (7) par un ordre d'écriture au travers d'un sélecteur d'écriture (8) dont la position est déterminée par le compteur en anneau (13).

ORGANIGRAMME DU DISPOSITIF DE CORRECTION SÉQUENTIELLE D'ERREUR

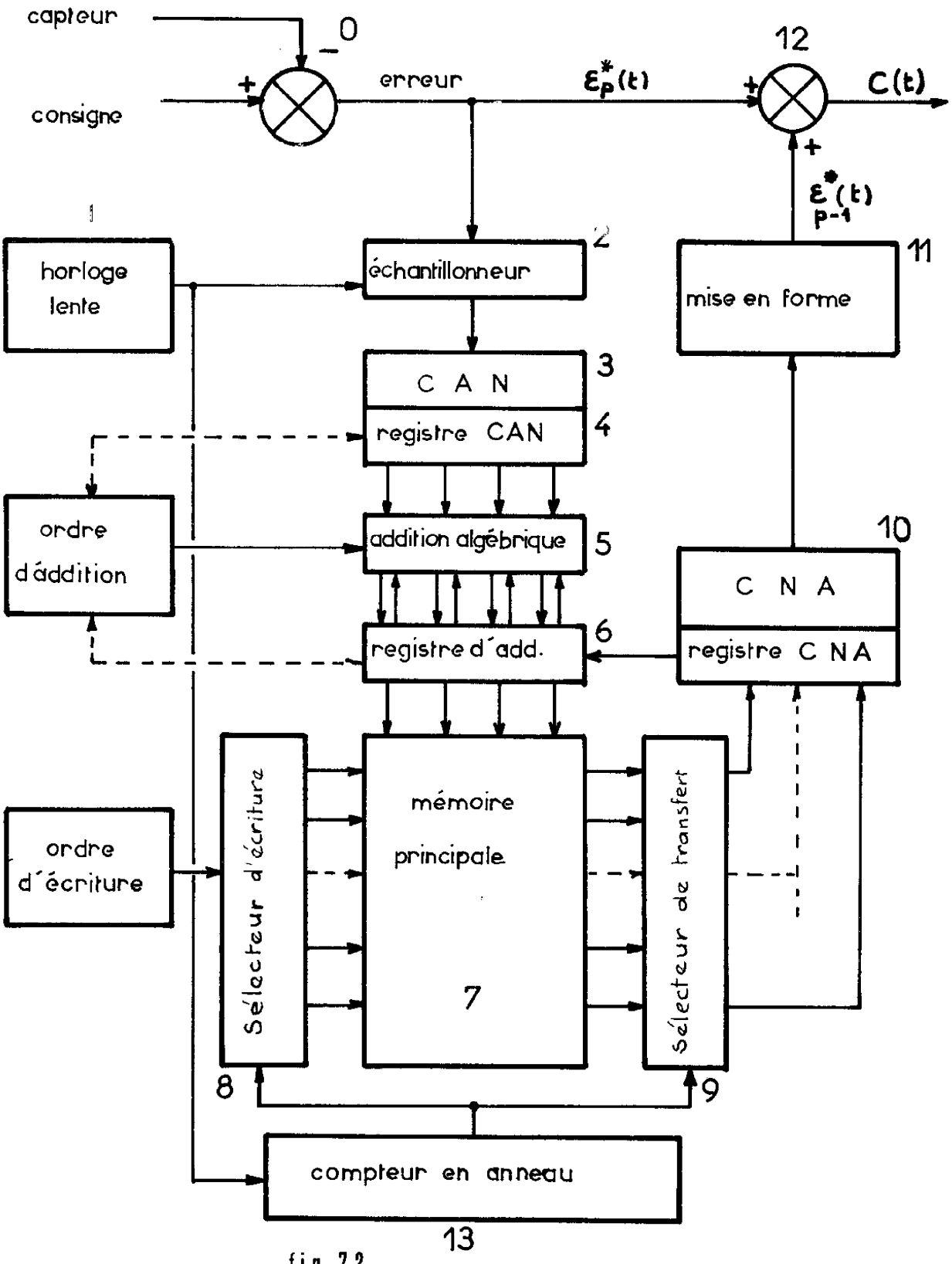
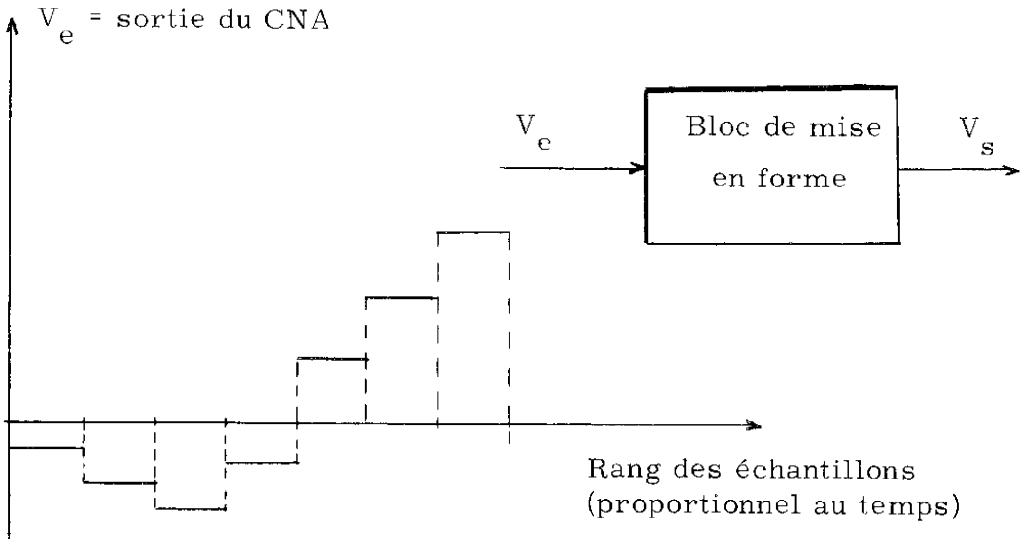


fig 72


V_e = sortie du CNA
V_e
Bloc de mise en forme
V_s
Rang des échantillons
(proportionnel au temps)

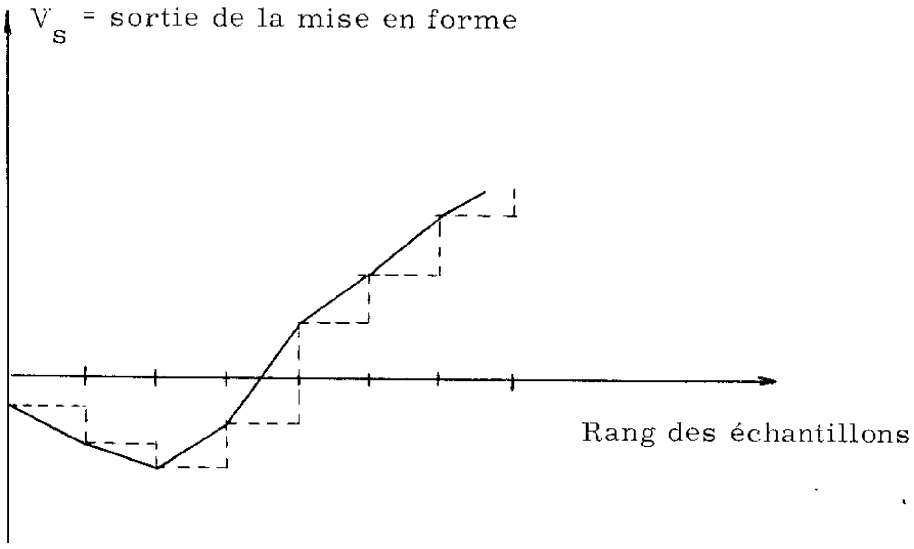

V_s = sortie de la mise en forme
Rang des échantillons

Figure 73

V-3-3 - Réalisation

Au cours de la p ième impulsion, la structure à réaliser doit permettre simultanément :

- de fournir au circuit de mise en forme le nombre binaire de rang j correspondant à la somme des (p-1)ième échantillons de même rang ;

- de prélever l'échantillon de rang j de la pième impulsion et d'en faire la somme algébrique avec $\sum_{0}^{p-1} \varepsilon_j$ puis d'inscrire le nombre binaire dans la mémoire à l'adresse du rang j.

La réalisation de ce système est en cours et nous n'évoquerons ici que les points qui nous paraissent originaux, la conception technologique du système n'étant pas l'objet de ce travail.

Nous pouvons diviser cette structure en trois parties principales :

- échantillonnage, conversion analogique-numérique

L'échantillonnage s'effectue au rythme d'une horloge lente et donne un échantillon de la courbe toutes les millisecondes. Le nombre d'échantillons est limité à 10.

Le principe du convertisseur analogique-numérique est celui couramment utilisé, consistant à utiliser un compteur rapide dont la sortie convertie analogiquement, est comparée à la grandeur d'entrée ; pour l'égalité de ces deux grandeurs, le compteur s'arrête [17]
Le bit de signe est commandé par un détecteur de signe. Ce détecteur commute sur l'entrée "plus" du comparateur une source de tension constante quand le signe est négatif. Ceci permet de donner le complément des échantillons négatifs ce qui facilite ensuite l'opération d'addition. L'organigramme de cette première partie est donné figure 74.

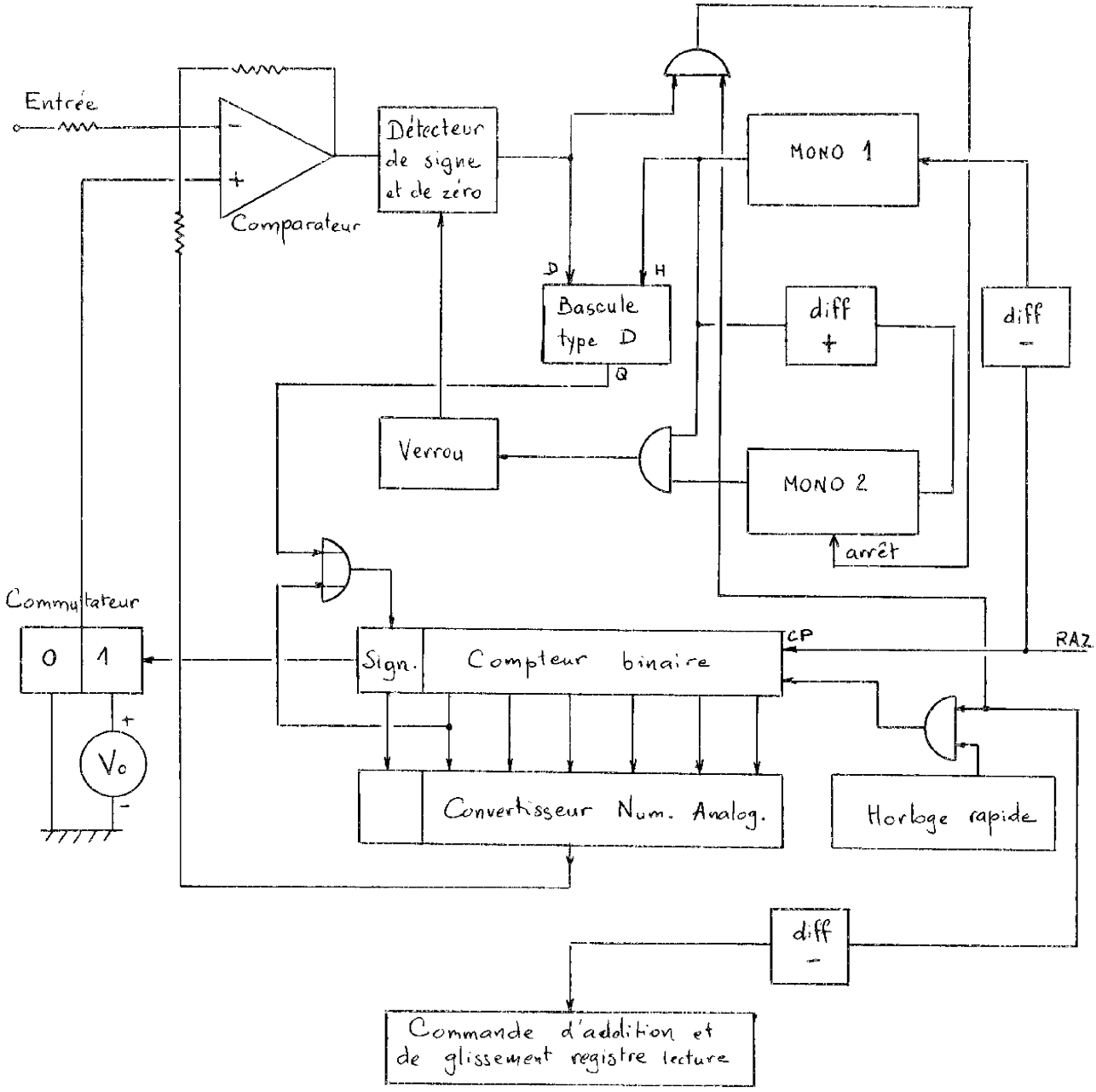


Figure 74

Le convertisseur numérique-analogique utilise un réseau en échelle et des inverseurs sans seuil à transistors à effet de champ.

Le temps d'inversion est très court et l'erreur introduite par la résistance du T.E.C. saturé introduit une erreur inférieure à 10^{-4} (figure 75).

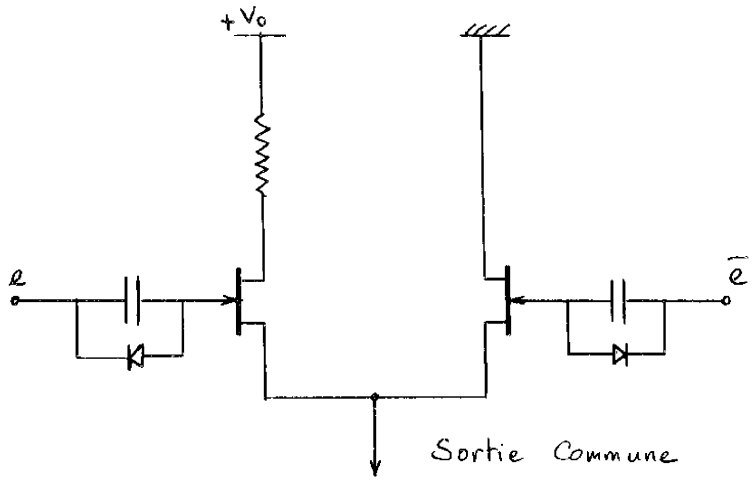


Figure 75

- addition mise en mémoire

L'addition algébrique est réalisée par la sommation des bits contenus dans les deux registres (4) et (6), les nombres négatifs y étant représentés par leur complément plus "un". La retenue du bit de plus fort poids est ajoutée au bit de signe. (le signe - est représenté par 1 et le signe + par 0).

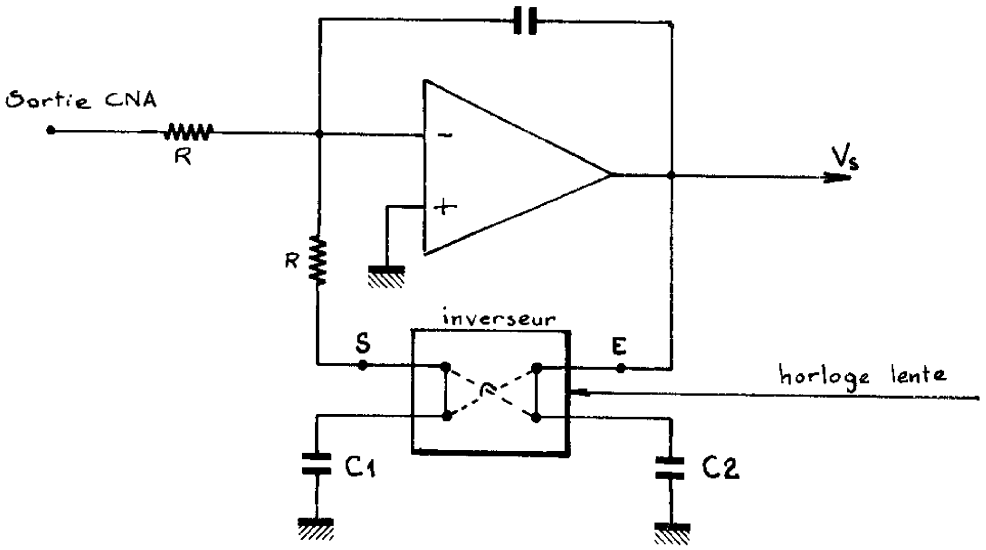
L'ordre d'addition est donné séquentiellement après l'arrêt du compteur de l'échantillonneur.

La mémoire principale est réalisée au moyen de bascules de type D ces composants étant adaptés pour que l'entrée en mémoire ne se fasse que sur l'ordre d'écriture donné après que l'addition ait eu lieu.

- Conversion numérique analogique

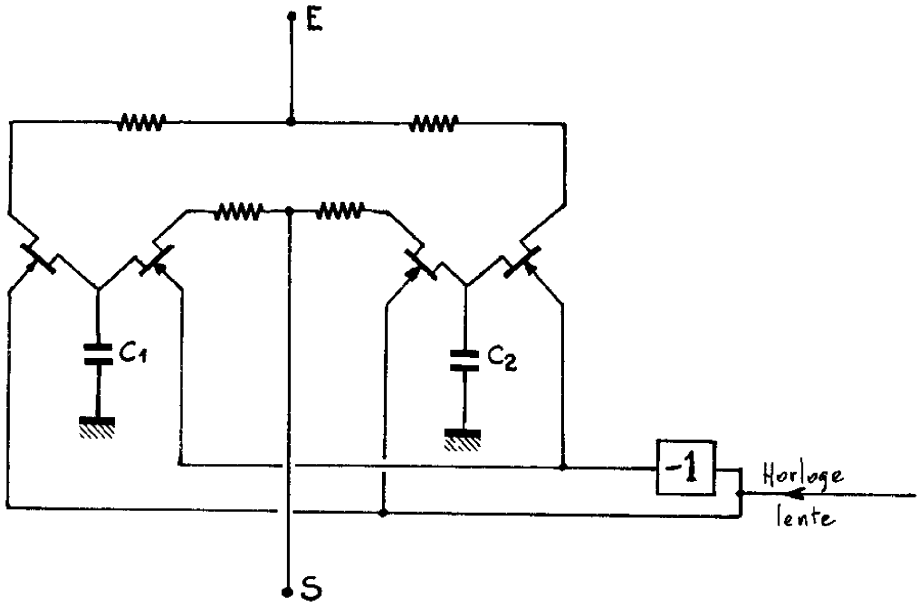
Le convertisseur numérique analogique est le même que celui de l'ensemble échantillonneur C.A.N.

La mise en forme se fait par approximation linéaire (figures 73, 73 bis).



Bloc de mise en forme

fig.76



Inverseur

fig.77

On utilise un intégrateur et pour éviter une divergence entre la valeur finale du signal mis en forme et celle du dernier échantillon sortie du C.N.A. le signal intégré entre le rang j et le rang j + 1 pendant la p ième impulsion, est égal à la différence entre le niveau du palier de rang j + 1 et la tension de sortie de l'intégrateur à l'instant où débutait le palier j.
Ceci n'est évidemment possible que parce qu'on connaît tous les échantillons relatifs à la p - 1 ème impulsion.

Le circuit de la figure 76 réalise cette mise en forme. L'inverseur est commandé en même temps que le compteur en anneau. La capacité C1 est chargée à l'instant t_j à la tension de sortie de l'intégrateur $-Vs_j$. Pendant l'intervalle (t_j, t_{j+1}), le signal de sortie de l'intégrateur est égal à : $-\int_{t_j}^{t_{j+1}} (V_{CNA} - V_{s_j})dt$ et le condensateur C2 se charge à cette tension. A l'instant t_{j+1}, l'inverseur est actionné et C2 prend le rôle de C1 et vice versa
Le schéma technologique est donné figure 77.

CONCLUSION

Nous avons étudié et mis au point un procédé de régulation de champ magnétique pulsé de 40 Telsas qui offre les avantages d'une très grande souplesse dans son utilisation grâce à la possibilité d'obtenir toutes les formes de champ avec une grande précision.

L'originalité du générateur que nous avons conçu, par rapport aux générateurs de champ magnétique actuellement existant, est de grouper les avantages de la régulation continue et ceux du stockage d'énergie à partir d'une faible puissance électrique.

En exploitant la souplesse de ce générateur, nous avons produit, par exemple :

- un champ constant à mieux que $\pm$ 2. 10^{-3}.
- un champ à dérivée constante qui permet des manipulations de magnétisme (compensation facile de la tension induite) et offre la possibilité d'avoir une dérivée seconde par rapport au champ ce qui fait ressortir les oscillations quantiques.
- un champ à décroissance hyperbolique. L'intérêt de cette forme d'impulsion est de permettre la détection synchrone des oscillations quantiques (en effet ces oscillations sont périodiques en 1/H, donne si le champ varie en 1/t, les oscillations sont périodiques par rapport au temps).

L'étude de ce générateur nous a amené à faire l'optimisation d'une structure dans le but d'atteindre les performances fixées avec un coût minimal. Ceci est évidemment d'une grande utilité pour l'ingénieur qui doit concevoir un système semblable.

Nous avons prolongé ce travail par l'étude et la mise en voie de réalisation d'un dispositif de correction séquentielle d'erreur qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet. L'utilisation de ce dispositif peut s'étendre à un grand nombre d'applications, où l'on doit traiter des signaux reproductibles. Nous pensons cependant qu'un prolongement qui traiterait des déformations de la bobine pendant l'impulsion et du problème de capter le champ avec une très grande précision serait souhaitable. En effet, notre régulation porte sur le courant ce qui, à notre avis est valable pour une précision de 1% sur le champ. Au delà nous pensons que c'est le champ que l'on doit capter, à l'endroit le mieux adapté à l'expérience faite par le physicien.

ANNEXE I

REGULATION DE LA TENSION EFFICACE DE CHAUFFAGE DES VAPOTRONS

Pour obtenir des tubes TH 529 un courant plaque maximal supérieur au courant nominal, le constructeur nous a indiqué de surchauffer les tubes en portant à 12 V au lieu de 10 V la tension de chauffage.

Mais dans ces conditions, la précision sur la tension doit être au moins 1%. La tension secteur varie dans des proportions plus importantes et une régulation de la tension de chauffage s'impose.

La puissance de chauffage des deux tubes en parallèle est considérable (6 Kw) et une alimentation des filaments en courant continu par une alimentation stabilisée conduirait à un étage ballast encombrant et très coûteux.

Pour éviter cela, nous avons décidé d'alimenter le filament en courant alternatif et de réguler la tension efficace de chauffage grâce à un redresseur contrôlé.
(Il était possible d'envisager une régulation de la valeur moyenne de la tension, mais pour une variation secteur de 10%, la variation de la tension efficace aurait été de 4, 5% soit environ une variation de 10% de la puissance de chauffage. Cette solution était donc inacceptable).

I - PRINCIPE

La régulation se fait par un asservissement comprenant un redresseur contrôlé dans la chaîne directe.

La tension de chauffage est prélevée directement aux bornes des filaments, élevée au carré, et comparée à une tension continue de référence (figure I-1).

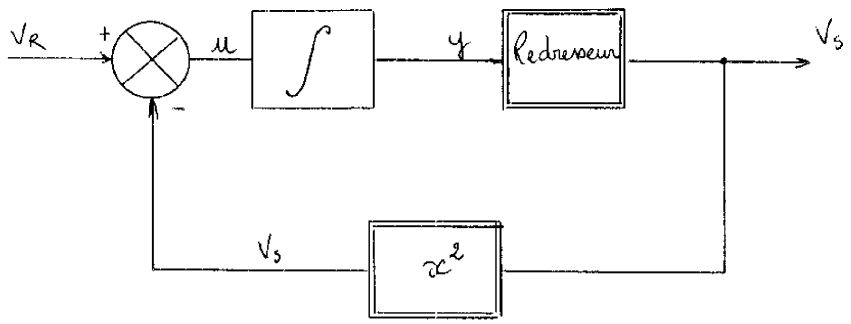


Figure I-1

Le signal résultant u est intégré et donne le signal de commande y du redresseur contrôlé R.
En fonction du signal de commande y et des courbes d'allumage du redresseur, les thyristors 1 et 2 sont allumés avec un certain angle d'allumage (figure I-2).

Ces thyristors ont été montés en tête-bêche en série avec le primaire d'un transformateur abaisseur (figure I-2).

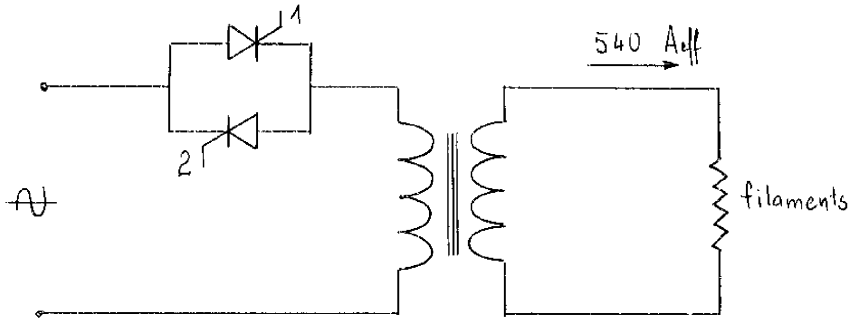


Figure I-2

Ce dispositif permet de faire travailler les thyristors sous une tension convenable pour eux (secteur) avec un courant de 35 Aeff alors que les filaments consomment 540 Aeff.

La forme d'onde de la tension de chauffage est données sur les photos de la figure I-3.
(en charge, les inductances de fuite du transformateur rendent la coupure du courant moins franche).

Supposons que l'asservissement fonctionne correctement en régime permanent. La tension de commande y est finie, il en résulte que le signal d'entrée de l'intégrateur a une valeur moyenne nulle.
D'où :

$$\frac{1}{T} \int_0^T V_S^{\,2} \, dt = V_R$$

d'où

$$\left[V_{S\ eff}\right]^2 = V_R$$

Il en résulte qu'un tel montage asservit la tension efficace de V_S à $\sqrt{V_R}$.
Le diagramme de la figure I-3 bis, établi expérimentalement, vérifie cette relation.

II - REALISATION

Dans cet asservissement, deux organes sont plus particulièrement intéressants. Ce sont le quadrateur et le redresseur contrôlé.

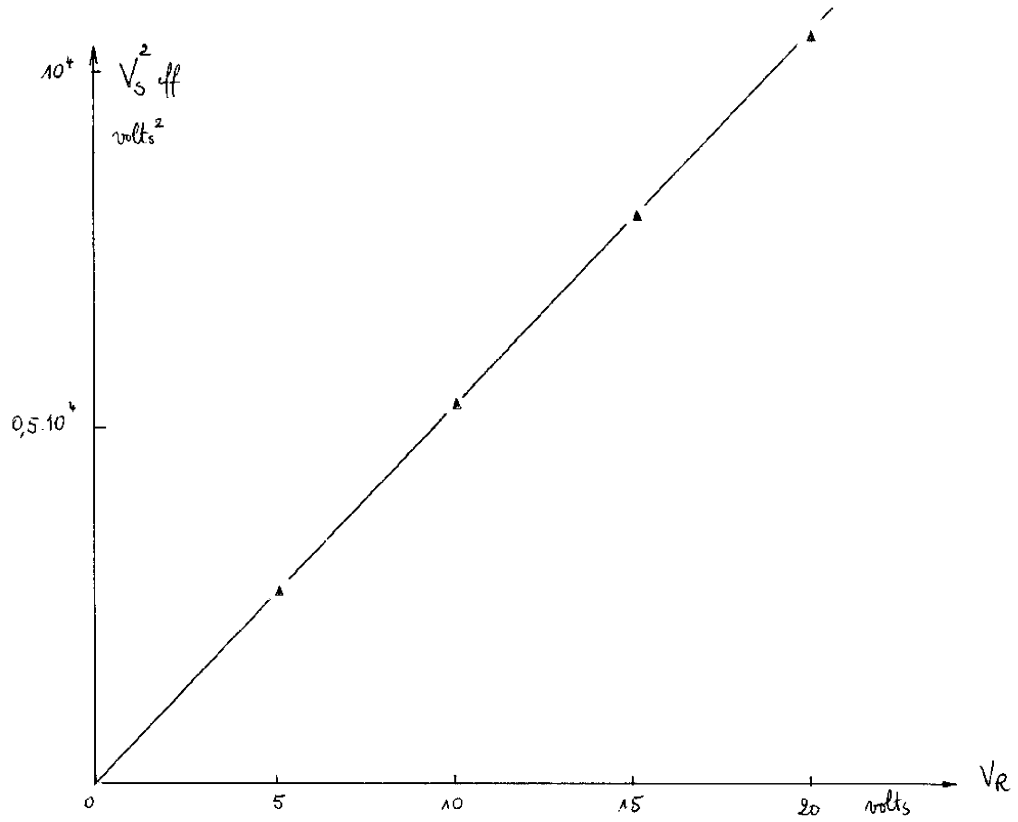


Figure I-3 bis

II-1 - Le quadrateur

Il utilise la propriété des transistors planars selon laquelle la tension de la diode base-émetteur est une fonction logarithmique du courant pour une très large plage de variations de courants [19] . Le schéma de principe est représenté sur la figure I-4.

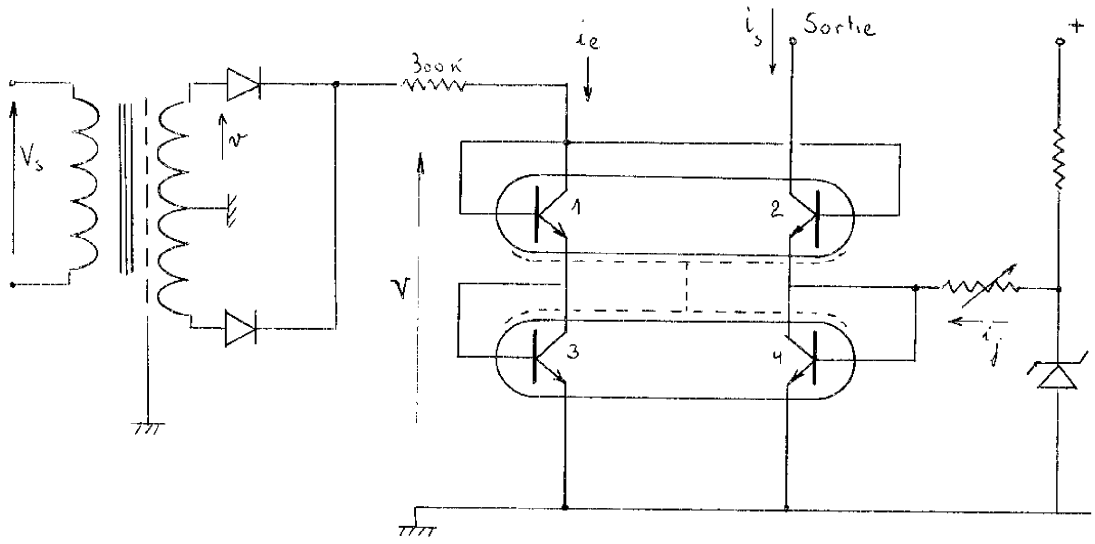


Figure I-4

Les transistors montés en diode 1 et 3 sont pratiquement alimentés en courant par un redresseur double alternance alimenté par la tension k. Vs (k = rapport de transformation du transformateur à écran).

$$V = U_T \left[\text{Log} \frac{i_e}{I_{S1}} + \text{Log} \frac{i_e}{I_{S3}} \right]$$

$$V_{BE2} = V - V_{BE4}$$

$$V_{BE4} = U_T \ \text{Log} \frac{i_s + i_j}{I_{S4}} \quad \text{et} \quad i_s = \text{Anti Log}\,(V_{BE2})$$

Si V_{BE4} est constante, $I_{S1} = I_{S2} = I_{S3}$, alors $i_s = a \cdot i_e^2$

Pour que V_{BE4} soit pratiquement constante, il faut $i_s \ll i_j$

V_{BE4} pourrait être remplacé par une source de tension adéquate, mais le rôle du transistor 4 est d'assurer la compensation des dérives en température du montage.

En effet, soit S_1, S_2, S_3, S_4 les tensions de seuil des transistors 1, 2, 3, 4, on a :

$$V = S_1 + S_3 = S_2 + S_4$$

soit

$$(S_1 - S_2) + (S_3 - S_4) = 0$$

Si les transistors 1, 2, 3, 4 sont à la même température, il en résulte que la somme des dérives en température $\sum \frac{ds}{dT}$ est nulle, ces dérives étant proportionnelles aux tensions de seuil [19] [13]

Précision du quadrateur

Nous réglons le courant i_{jo} pour que l'on ait la relation 1 volt^2 = 1 nA au point de fonctionnement correspondant à v = 300 V soit i_{eo} = 1 mA et i_{so} = 90 μA (ce point correspond à la tension crête au secondaire du transformateur à écran donc i_e maximal).

Pour i_e quelconque, la relation donnant i_s s'écrit :

$$\text{Log } i_s = \text{Log } i_e^2 - \text{Log } (i_{jo} + i_s) + \text{Log } \frac{I_{S4}\, I_{S2}}{I_{S1}\, I_{S3}}$$

Comme ΔV_{EB} = cste par décade de courant, i_{so}/i_{eo} étant pratiquement égal à 10, le courant injecté i_{jo} sera pratiquement 100. i_{so}.
Posons $i_{so} = i_{jo}/100$. Au point de réglage on a :

$$\text{Log } i_{so} = \text{Log } i_{eo}^{\,2}$$

d'où

$$\text{Log } \frac{I_{S2}\, I_{S4}}{I_{S1}\, I_{S3}} = \text{Log } \left(i_{jo} + \frac{i_{jo}}{100}\right)$$

et

$$\text{Log } \frac{i_s}{i_{so}} = \text{Log } \frac{i_e^{\,2}}{i_{eo}^{\,2}} + \log \frac{i_{jo} + \dfrac{i_{jo}}{100}}{i_{jo} + i_s}$$

Cette relation peut s'écrire :

$$\frac{i_s}{i_{so}} = \frac{i_e^{\,2}}{i_{eo}^{\,2}} \cdot K(i_s)$$

$K(i_s) = 1$ pour $i_{so} = 1/100\, i_{jo}$ et quand i_s tend vers zéro, $K(i_s)$ tend vers 1,01 soit $\Delta K/K \quad 1\%$

La précision du quadrateur sera donc 1%.

L'asservissement comportant un intégrateur, l'erreur statique ne dépend que de la précision du quadrateur, la régulation de la tension efficace de chauffage sera assurée avec une précision de 1%.

II-2 - Le redresseur contrôlé

Le redresseur contrôlé est constitué par : (figure I-5)

- deux thyristors de puissance 1 et 2
- deux allumeurs et leurs transformateurs d'impulsion
- deux comparateurs
- deux générateurs de courbe d'allumage

L'allumage des thyristors a lieu quand la tension de commande est égale à la tension de la courbe d'allumage ; cette courbe doit être monotone.

Dans notre montage, les courbes d'allumage sont des cosinusoïdes obtenues par dérivation du secteur et de la tension inverse du secteur suivant le thyristor à commander (figure I-6).

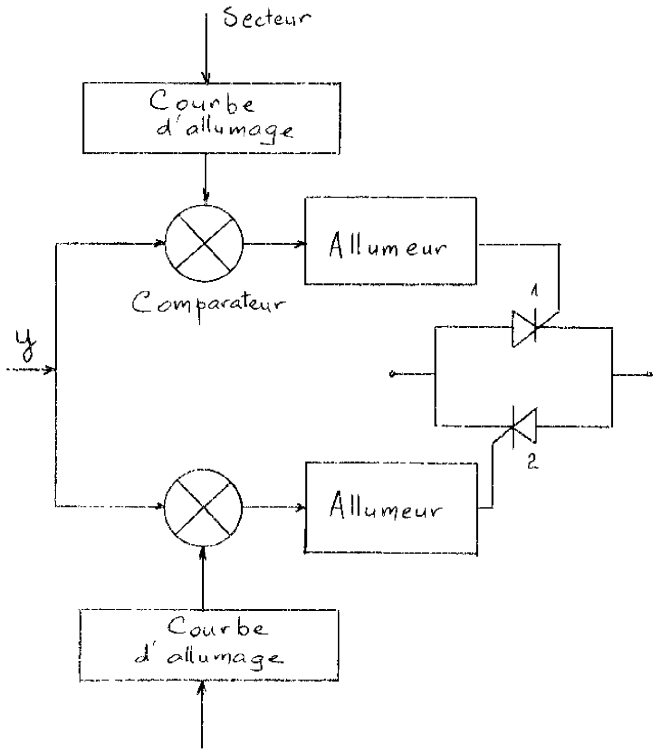


Figure I-5

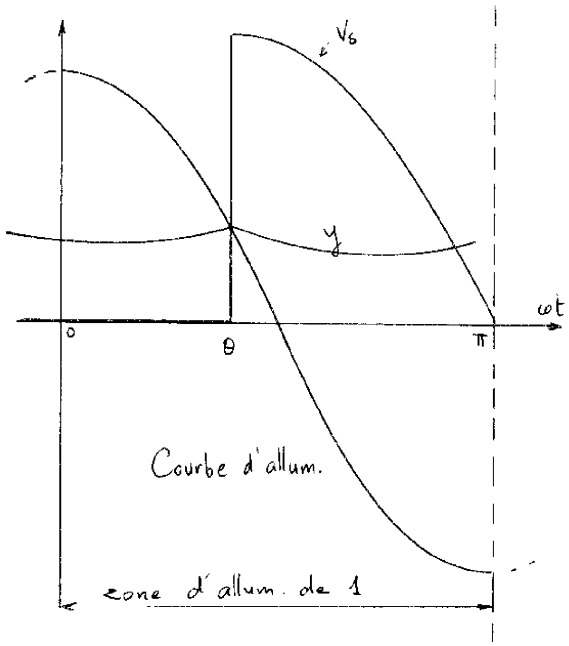


Figure I-6

II-3 - Sécurités

Trois dispositifs ont été installés :

- sécurité sur la tension de référence
- sécurité sur la valeur moyenne de la tension de chauffage
- indicateur de tension efficace.

Sécurité sur la tension de référence

La figure I-7 en donne le schéma de principe. Ce circuit permet de passer continûment de 0V à 10 V eff et de 10 V à 12 V eff pendant 5 s. Pour allumer les thyristors, il faut que le potentiomètre P ait été ramené à 0. Pour que la tension soit asservie à 12 V eff il faut que le potentiomètre soit sur 10 V.

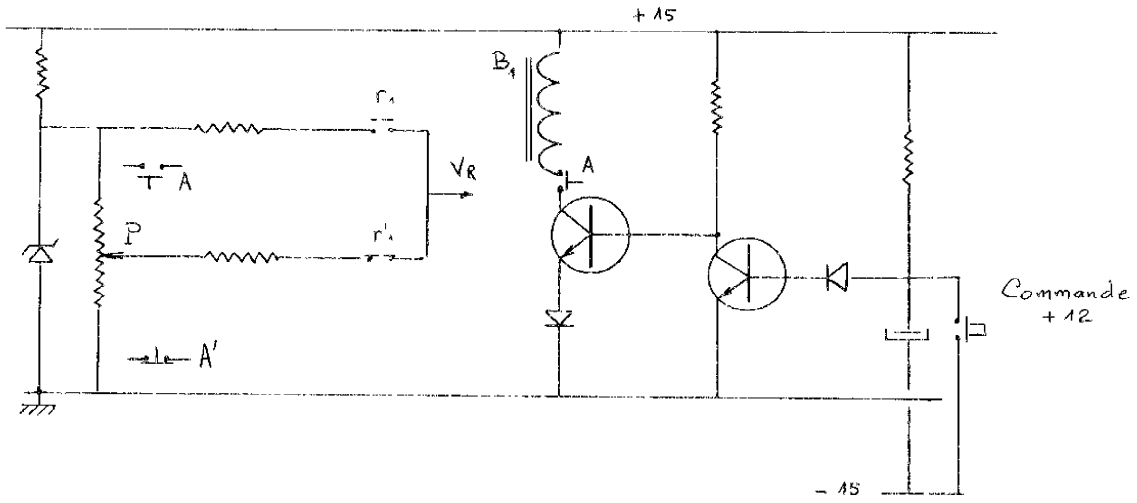


Figure I-7

Securité sur la valeur moyenne

Son but est de ramener l'angle d'allumage à 0 lorsque la tension moyenne redressée dépasse un maximum fixé à l'avance et correspondant à la valeur maximale admissible de Vs.

Pour cela, un relais coupe les impulsions de commande des thyristors dès que la tension aux bornes du condensateur d'intégration est supérieure à une tension de référence. Un réarmement n'est possible que si le potentiomètre est ramené à 0 (figure I-8).

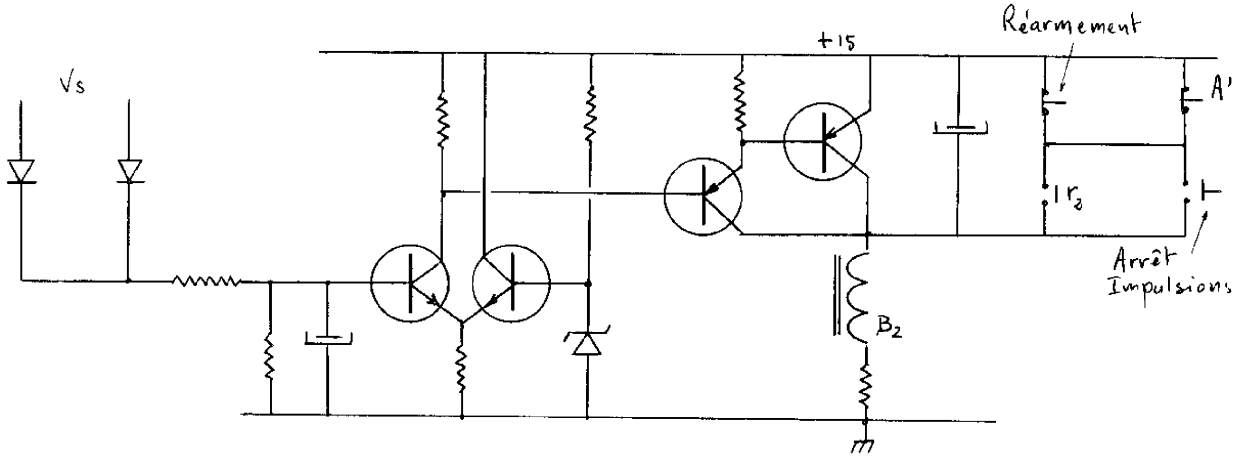


Figure I-8

Indicateur de tension efficace

Le courant de sortie i_s du quadrateur est proportionnel à Vs^2. Ce courant est converti en tension par une résistance de précision. Il suffit de lire cette tension avec un amplificateur à très grande impédance d'entrée, de l'intégrer par une capacité et de lire la valeur continue sur un galvanomètre (figure I-9).

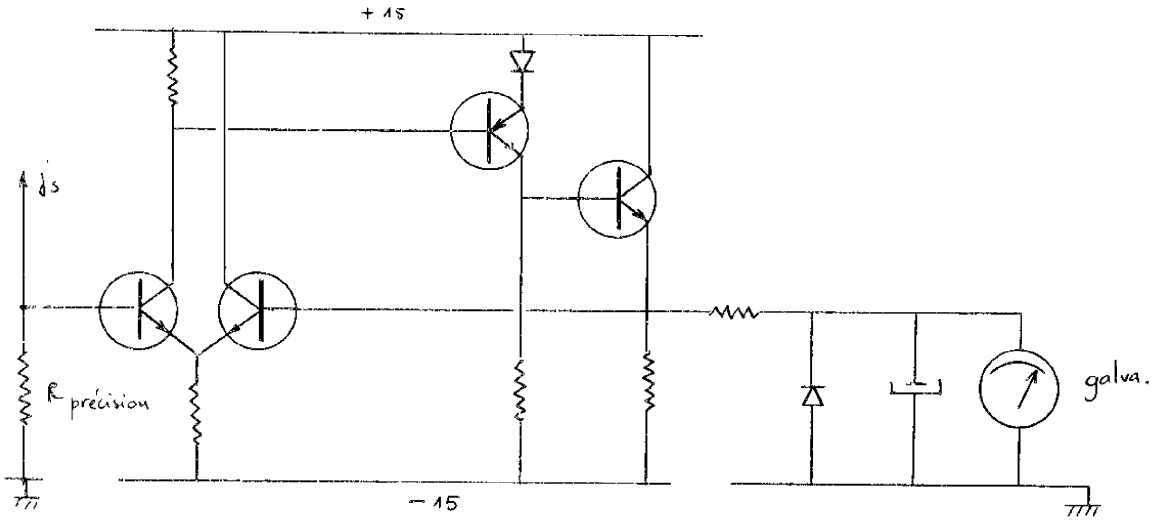


Figure I-9

ANNEXE II

CONCEPTION DE LA REFERENCE A DECROISSANCE HYPERBOLIQUE

Dans la réalisation de la référence hyperbolique, nous devons assurer deux possibilités :

- afficher le coefficient représentant le numérateur,
- régler la pente de la tangente à l'instant t_o et limiter sa valeur maximale en fonction de celle du courant mise en mémoire dans C.

Expression du courant de décharge du condensateur C

Soit V_o la tension aux bornes de C, image du courant maximal I dans la bobine et Y l'admittance permettant de réaliser l'analogie $V_o = Y.I$
Entre les pentes de tangentes il en résulte l'analogie $dV/dt = YdI/dt$.
Or $dI/dt = I/\tau . \exp \frac{t_o - t}{\tau} = - I/\tau$ pour $t = t_o$ et $\tau = L/R(t_o)$

d'où $dV/dt\ (t_o) = - YI/\tau = - V_o/\tau$

Cette relation montre que la pente maximale à donner à la tangente est proportionnelle au courant maximal atteint I.

L'expression générale de la tension de référence V sera :

$$V = \frac{a}{t - b} + c$$ dans laquelle a est affichable.

Déterminons c sachant que $dV/dt\ (t_o) = - V_o/\tau$:

$$(V - c)^2 = a\ V_o/\tau$$

Nous obtenons ainsi, en fonction de t_o et des paramètres V_o et a les valeurs de b etc qui déterminent la position des axes rectangulaires et asymptotes de l'hyperbole.

Cherchons l'expression du courant de décharge du condensateur C correspondant à l'évolution de tension V

$$V = V_o + 1/C \int idt \quad \text{soit} \quad i = CdV/dt = - Ca/(t-b)^2$$

à $t = t_o$

$i_o = - CV_0/\tau$ égalité que l'on vérifie dans l'expression de i.

En utilisant la variable réduite $x = t - t_o$ et en remplaçant b par sa valeur, on trouve une autre expression de i :

$$i = \frac{-1}{\left(\frac{1}{\sqrt{aC}}x - \frac{1}{\sqrt{i_o}}\right)^2}$$ où intervient le courant initial

Analyse du circuit réalisé (planche jointe) (figure II-1)

Le courant i_o est donné à t_o par un asservissement dont $- V_o/\tau$ est la consigne.

L'amplificateur (1) monté en recopieur et l'amplificateur (3) monté en inverseur de phase alimentent le potentiomètre P1 sous la tension - V du condensateur C, plus particulièrement à t_o, P1 a une borne portée à $-V_o$. P1 permet de régler le coefficient $1/\tau$

L'amplificateur (5) compare la tension relevée sur P1 à la tension de sortie de l'amplificateur différentiel (4), monté en réjecteur, alimenté par les amplificateurs recopieurs (1) et (2). La sortie de (4) est proprotionnelle à la chute de tension dans r.

La sortie de (5) est envoyée par l'étage adaptateur T9 sur le condensateur D si le transistor chopper T10 est excité. Les transistors T11 et T12, commandés par l'entrée A correspondant à la sortie "recopiage" du bloc logique d'entrée, actionnent T10.

Le condensateur D est suffisamment grand devant l'impédance qui le charge pour qu'il conserve avec précision la dernière valeur V5 de la tension de sortie de (5) quand, à t_o, T10 n'est plus excité.

Le transistor T8 injecte un courant de commande j_1 dans Z_1 proportionnel à V5.

La boucle de l'asservissement se referme par le circuit actionneur comprenant l'amplificateur (7).

Les résistances Z1 et Z2 réalisent la somme des courants j1 et j2 fournis par les injecteurs de courant T7 et T8.

Quand le chopper de la logique d'entrée est sur la position "recopiage" la tension de sortie V6 de (6) est telle que T7 injecte un courant nul. Ceci est obtenu par le réglage de R1.

Si l'amplificateur (7) fonctionne, la somme algébrique des tensions de seuils des transistors T1, T2, T3, T4, T5, T6, est nulle. Les jonctions étant portées à la même température par l'amploi de transistors doubles liés thermiquement, la dérive globale $\sum dV_{seuil}/dt$ est nulle. R2 permet de régler le courant i débité par T1 en fonction du courant j1 + j2 injecté.

Le circuit comprenant l'amplificateur (7) et les transistors T1, T2, T3, T4, T5, T6 dont les cinq derniers sont montés en diode, a pour but de réaliser la fonction

$$i = \frac{1}{(j1 + j2)^2}$$

En effet

$$Ve = 2 \log \frac{j1+j2}{I_{S1}+I_{S2}} \quad U_T \quad \text{et} \quad V7 = - Ve$$

d'où i = anti log (-2log (j1+j2))

La compensation de la différence entre I_{S1} et I_{S2} est assurée par l'injection d'un courant continu dans les transistors T2, T3, T5.

L'intégrateur (6) délivre, pendant la période de régulation, du champ une rampe positive de tension convertie par l'injecteur T7 en une rampe de courant $j2 = 1\ (1/\sqrt{\ \ C})\ (t-t_o)$ soit, en temps réduit, $j2=x\ /\ \sqrt{aC}$
On a vu que le réglage de R1 était tel que pour x = o, j2=0.

Le coefficient $1/\sqrt{aC}$ est réglable pour le potentiomètre P2.

A t_o; $x = 0$ et $j2 = 0$; par contre $i = i_o$. La relation trouvée plus haut entre j1, j2 et i nous donne .

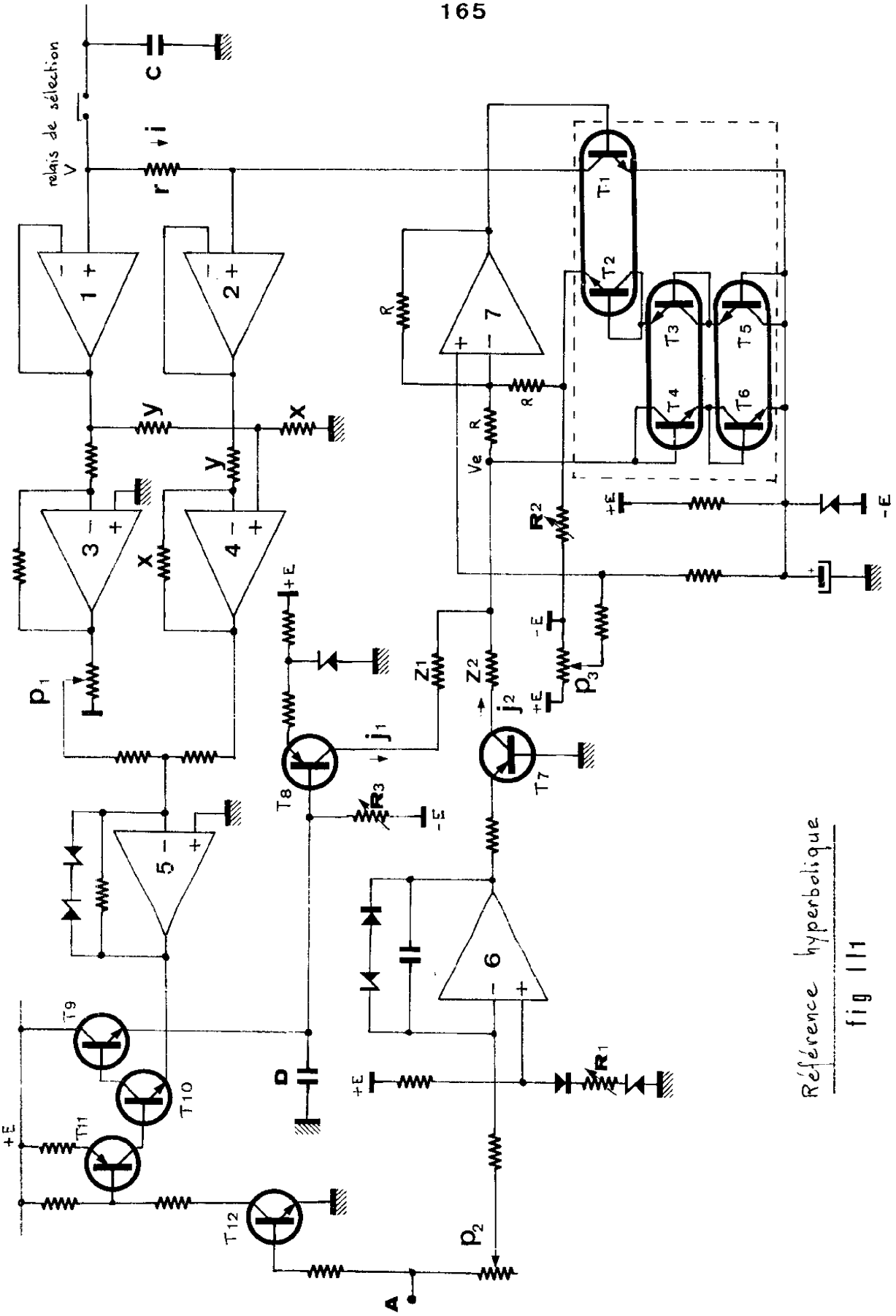
$$j1 = 1 / \sqrt{i_o}$$

Pour $t = t_o$, l'entrée A a changé d'état et $j2 = x/\sqrt{aC}$

d'où :

$$i = \frac{1}{\left[\frac{x}{\sqrt{aC}} - \frac{1}{\sqrt{i_o}}\right]^2}$$

Cette expression est bien la même que celle que nous voulions obtenir en fonction des valeurs de a et i_o.



Référence hyperbolique

fig 111

ANNEXE III

SIMULATION NUMERIQUE DU GENERATEUR

CONSTANTES

L_B	inductance de la bobine
L_S	inductance secondaire
ρ	résistivité du cuivre à la température ambiante
k	rapport de transformation
N_0	nombre de spires secondaires de transformateur
C_p	Capacité de la batterie d'entretien
R_p	Résistance du circuit primaire
R_s	résistance du secondaire

PARAMETRES (à entrer en données)

V_0	tension de charge de la batterie de lancement
V_{CP0}	tension de charge de la batterie d'entretien
V_1	tension de charge de la batterie additionnelle N°1
V_2	tension de charge de la batterie additionnelle N°2
T_F	durée du palier
v	volume de cuivre de la bobine
r	résistance de la bobine à la température ambiante
H	pas d'intégration

PROBLEME

Calculer I, R_B, W_B, F_L, I_p, V_{cp}, V_T, W_T en fonction du temps

W_B	énergie dissipée dans la bobine
F_L	flux dans le transformateur
V_T	tension d'anode
W_T	énergie dissipée dans les vapotrons

A - $0 < t < \pi/2\omega$

$$\omega = \frac{1}{LC_o} \qquad L = L_B + L_S$$

$$I(t) = I_1 e^{-t/\tau} \sin \omega t \qquad \tau = \frac{L}{R_B(t) + R_S}$$

$$I_1 = V_o \sqrt{\frac{C_o}{L}}$$

$$R_B(t) = 0,175\ (0,683\ \ (t) - 33,3)\ 10^{-2}$$

$$\Theta(t) = -6,5\ y^3 - 64,5\ y^2 - 251\ y + 400$$

$$y(t) = 2,54 - \frac{4,18\ 10^{-12}\ v.\rho}{r} \int_o^t I^2(t)\ dt$$

$$W_B(t) = \int_o^t R_B(t)\ I^2(t)\ dt$$

$$F_L(t) = L_S\ I(t) - L_P\ I_P(t)$$

$$L_p = k^2\ L_S$$

$$I_P(t) = V_{CP}(t) = V\ \ (t) = W_T\ (t) = 0$$

B - $\pi/2\omega < t \leqslant t_A$

t_A instant où la condition ($\mathcal{C}_1$) est vraie (voir plus bas)

$I(t) = I\ (\frac{\pi}{2\omega})$ nommé I_o

$R_B(t)$, $W_B(t)$, $F_L(t)$ varient selon les mêmes lois que ci-dessus.

$$I_P(t) = \frac{1}{M} \int_{\frac{\pi}{2\omega}}^{t} V_S(t)\, dt$$

$$M = \sqrt{L_S\, L_P}$$

$$V_S(t) = R_B(t)\, I_0 - V_1$$

$$V_{CP}(t) = V_{CP0} - \frac{1}{C_P} \int_{\frac{\pi}{2\omega}}^{t} I_P(t)\, dt$$

$$V_T(t) = V_{CP}(t) - k\, V_S(t) - R_P\, I_P(t)$$

$$W_T(t) = \int_{\frac{\pi}{2\omega}}^{t} V_T(t) \cdot I_P(t)\, dt$$

C - $t_A < t < t_B$

t_A : instant où la condition ($\mathcal{C}_1$) est vraie

t_B : instant où la condition ($\mathcal{C}_2$) est vraie

($\mathcal{C}_1$) = ($V_T < 4000$) ou ($I_p > 250$) ou ($t > T_F$)

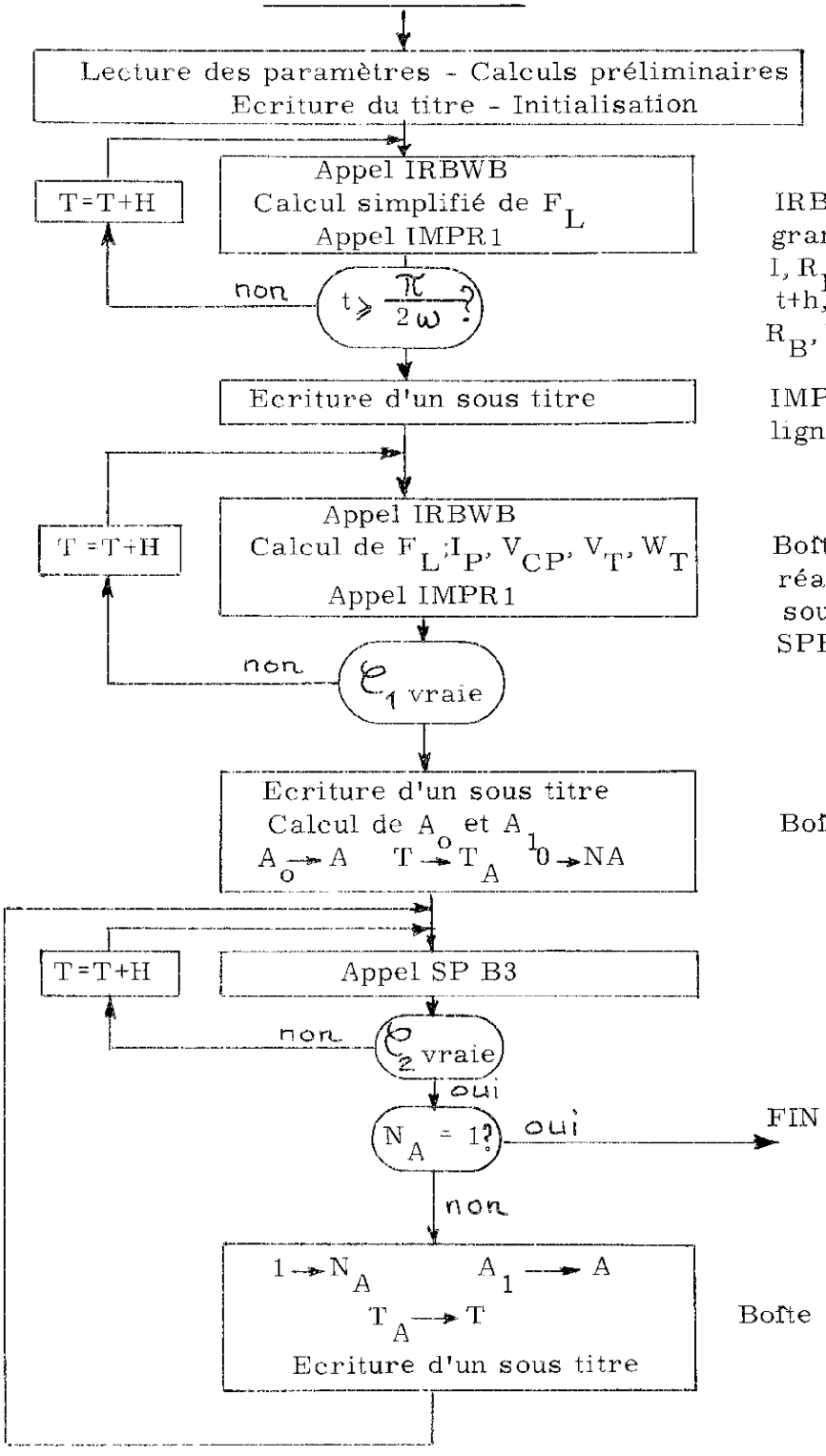
($\mathcal{C}_2$) = ($I_P \leqslant 0$)

$I(t) = I_o - A\,(t - t_A)$

$A = A_o$ ou A_1 (mener le calcul avec les deux valeurs)

$$A_o = \frac{R_B(t_A)\, I_o}{2\left(L_B + \frac{N_o F_L(t_A)}{I_o}\right)} \qquad A_1 = \frac{25\,000 - V_T(t_A)}{k\, L_B}$$

ORGANIGRAMME



20110 BOUYSSOU GAETCHER — FORTRAN SOURCE LIST — 12/03/68

ISN SOURCE STATEMENT

```
      FIBFTC          NODECK
C
C     BOITE  1
C
C       SIMULATION     D UN     GENERATEUR     D IMPULSIONS
C
C        DE   CHAMP     MAGNETIQUE     DE   TRES   FORTE   INTENSITE
C
      REAL K,KB,L,LB,LS,LP,I1,IS,IP,NZ,J1,J
      COMMON RA,RB,RP,RS,CP,CZ,L,LB,LP,LS,I,IP,IS,V1,VCPO,VT,A,TMI,T,W,
     1  K,KB,H,I1,VZ,FL,VCP,WB,WS,WT,J1,NZ,J,TEB,M,VCP1,NN
      NN=5
      M=6
      WRITE(M,5)
    5 FORMAT(20X,52HSIMULATION     D UN     GENERATEUR     D IMPULSIONS
     1,//10X,61HDE     CHAMP     MAGNETIQUE     DE     TRES     FORTE     INTE
     2NSITE,////)
C
      READ(NN,10)NZ,CP,CZ,RA,RP,RS,LB,LS,K,KB,VCPD,TF,H
   10 FORMAT(F5.0,2F10.5,3F10.3,2F10.4,F5.1/1F10.3,1F10.1,2F10.5)
      WRITE(M,20)NZ,CP,CZ,RA,RP,RS,LB,LS,K,KB,VCPD,TF
   20 FORMAT(30X,22HVALEURS DES PARAMETRES,///5X,3HNZ=,F5.0,5X,3HCP=,
     1  F10.5,5X,3HCZ=,F10.5,5X,3HRA=,F10.3,5X,3HRP=,F10.3,5X,3HRS=,
     2F10.3//,5X,3HLB=,F10.4,5X,3HLS=,F10.4,5X,2HK=,F5.1,5X,3HKB=,F10.3,
     3  5X,5HVCPO=,F10.3,5X,3HTF=,F10.3///)
      WRITE(M,140)
  140 FORMAT(4X,1HT,10X,2HRB,9X,2HIS,8X,3HTEB,9X,2HWB,9X,2HFL,9X,2HIP,8X
     1  ,3HVCP,9X,2HVT,10X,2HWT//)
```

```
C
C              CALCULS      PRELIMINAIRES
C
      LP=LS*K**2
      L=LB+LS
      W=1./SQRT(L*CZ)
      TMI=1./SQRT(LS*LP)
C
      VZ=500.
      GO TO 40
   30 VZ=VZ+250.
   40 WRITE(M,45)VZ
   45 FORMAT(50X,3HVZ=,F6.0///)
      IF(VZ-5000.)50,50,150
   50 VCPO=VCPD
      GO TO 60
   55 VCPO=VCPO+2500.
   60 WRITE(M,65)VCPO
   65 FORMAT(25X,5HVCPO=,F7.0//)
      IF(VCPO-25000.)70,70,30
C
C           INITIALISATION
C
   70 T=0.
      VCP1=0.
      VT=0.
      WB=0.
```

```
20110  BOUYSSOU  GAETCHER                          FORTRAN SOURCE LIST                          12/03/68
        ISN        SOURCE STATEMENT

         41        WT=0.
         42        IP=0.
         43        RB=30.E-3
         44        V1=0.
         45        J1=0.
            C
         46        I=1
            C
         47     80 CALL IRBWB
         50        T=T+H
         51        IF(T-(0.5*3.14159/W))80,80,90
            C
         52     90 I=2
            C
         53        WRITE(M,500)
         54    500 FORMAT(///40X,17HDEBUT  DU  PALIER,//)
         55        A=0.
         56    120 CALL IRBWB
         57        T=T+H
         60        IF(FL.GT.(-LB*IS))GO TO 99
         63        ~~GO~~ GO TO 30
         64     99 IF(VT-4000.)130,100,100
         65    100 IF(IP-250.)110,110,130
         66    110 IF(T-TF)120,120,130
            C
         67    130 I=3
            C
```

```
      C          BOITE  3
   70       NA=0
   71       TA=T
   72       AZZ=RB*IS/(2.*(LB+(FL/IS)))
   73       AZ1=(25000.-VT)/(K*LB)
   74       AZ=2.*AZZ
   75       A1=0.8*AZ1
   76       WRITE(M,510)AZ,A1
   77   510 FORMAT(///40X,13HFIN DU PALIER,10X,3HAO=,F8.3,10X,3HA1=,F8.0//)
  100       A=AZ
  101       AVT=VT
  102       AFL=FL
  103       AIP=IP
  104       AVCP=VCP
  105       AVT=VT
  106       AWT=WT
  107       AWB=WB
  110       AWS=WS
  111       ARB=RB
  112   530 CALL IRBWB
  113       T=T+H
  114       IF(IP)520,520,530
  115   520 IF(NA-1)540,55,540
      C
      C                    BOITE    4
      C
  116   540 NA=1
  117       A=A1

  120       T=TA
  121       FL=AFL
  122       IP=AIP
  123       WT=AWT
  124       WB=AWB
  125       WS=AWS
  126       RB=ARB
  127       VCP=AVCP
  130       VT=AVT
  131       GO TO 530
  132   150 STOP
  133       END
```

20110 BOUYSSOU GAETCHER FORTRAN SOURCE LIST 12/03/68

ISN SOURCE STATEMENT

```
  0 $IBFTC IRBWB   NODECK
  1       SUBROUTINE IRBWB
    C          BOITE  3
  2       REAL K,KB,L,LB,LS,LP,I1,IS,IP,NZ,J1,J
  3       COMMON RA,RB,RP,RS,CP,CZ,L,LB,LP,LS,I,IP,IS,V1,VCPO,VT,A,TMI,T,W,
         1  K,KB,H,I1,VZ,FL,VCP,WB,WS,WT,J1,NZ,J,TEB,M,VCP1,NN
  4       GO TO(10,20,30),I
  5    10 CALL CALRB
  6       TO=L/(RB+RS)
  7       I1=VZ*SQRT(CZ/L)
 10       IS=I1*EXP(-T/TO )*SIN(W*T)
 11       GO TO 40
 12    20 IS=IS
 13       GO TO 40
 14    30 IS=IS-A*H
 15    40 CALL CALRB
 16       WB=WB+RB*(IS**2)*H
 17       WS=WS+RS*(IS**2)*H
 20       FL=LS*IS-LP*IP
 21       IF(I-1)60,50,60
 22    50 WRITE(M,100)T,RB,IS,TEB,WB,FL
 23       GO TO 70
 24    60 VS=RB*IS-V1
 25       IP=TMI*VS*H+IP
 26       VCP1=(H*IP/CP)+VCP1
 27       VCP=VCPO-VCP1+A*LB*K
 30       VT=VCP-K*VS-RP*IP
 31       WT=WT+VT*IP*H
 32       WRITE(M,100)T,RB,IS,TEB,WB,FL,IP,VCP,VT,WT
 33   100 FORMAT(1X,F9.6,2X,1HI,F7.4,1X,1HI,1X,E11.4,1X,1HI,   F6.1,1X,1HI,
        1    2X,F8.1,2X,1HI,2X,F7.3,2X,1HI,2X,F6.2,2X,1HI,2X,F7.0,2X,1HI,
        2   2X,F8.0,2X,1HI,2X,F8.0)
 34    70 RETURN
 35       END
```

```
20110  BOUYSSOU  GAETCHER                          FORTRAN SOURCE LIST                          12/03/68
        ISN        SOURCE STATEMENT

         0 FIBFTC CALRB   NODECK
         1        SUBROUTINE CALRB
            C                                   BOITE 5 DE L ORGANIGRAMME
         2        REAL K,KB,L,LB,LS,LP,I1,IS,IP,NZ,J1,J
         3        COMMON RA,RB,RP,RS,CP,CZ,L,LB,LP,LS,I,IP,IS,V1,VCPO,VT,A,TMI,T,W,
                 1  K,KB,H,I1,VZ,FL,VCP,WB,WS,WT,J1,NZ,J,TEB,M,VCP1,NN
         4        J1=J1+KB*IS**2*H*1.E-4
         5        J=2.54  -J1
         6        TEB=-6.5*(J**3)+64.5*J**2-251.*J+400.
         7        RB=RA*((0.683*TEB-33.3)*1.E-2)/
        10        RETURN                                  1.684
        11        END
```

BIBLIOGRAPHIE

1 S. ASKENAZY - A. SANTOUIL - J. CISCHOCZ

Champ magnétique pulsé de 500 kGs à décroissance lente.
Compte-Rendu à l'Académie des Sciences, 6 Mars 1967, t. 264, pp 807-810.

2 S. ASKENAZY

Magnétorésistance du Ga As dégénéré de type n en champ magnétique intense.
Thèse de Docteur ès Sciences, Toulouse, mars 1970.

3 CHAMPION

Proc. Phys. 4, 1949, p. 369

4 Technique de l'Ingénieur, Généralités, tome 1

5 G. JUANOLE

Etude de filtres dynamiques destinés à la régulation d'impulsions de courant de très forte puissance.
Thèse de Doctorat de 3ème cycle, Toulouse, 1968.

6 J. SOLE

Rapport C.E.A. R-3515

7 J. SOLE

Rapport C.E.A. R-3243

8 C. RIOUX

Etude et réalisation d'une dynamo unipolaire à régime impulsionnel ne comportant pas de matériaux ferro-magnétique.
Thèse, Faculté des Sciences d'Orsay, 1964.

9 R. PRAJOUX - J.P. GAECHTER - S. ASKENAZY

Générateur régulé de champ magnétique pulsé de très forte intensité
Conférence on high magnetic fields and their applications.
University of Nattingham, Septembre 1969.

10 Brevet C.N.R.S. n° 70-13-996 du 17-04-1970.

11 J.P. GAECHTER

Cours d'Electrotechnique 4°A I.N.S.A. Département de Mécanique.

12 DURAND E.

Electrostatique, Electromagnétisme
Masson Ed.

13 J.C. MARTIN

Contribution à l'étude de l'amplification des faibles signaux électriques.
Thèse de Doctorat ès Sciences Physiques, Faculté des Sciences de Toulouse, 1966.

14 H.M.F. TAVARES

Contribution à l'étude de la stabilité absolue des systèmes de commande automatique nonlinéaires.
Thèse de Doctorat de 3ème Cycle, Faculté des Sciences de Toulouse, 16 Juillet 1968.

15 R. PRAJOUX - G. JUANOLE

Etude d'un filtre actif à transistor associé à un redresseur polyphasé de grande puissance fonctionnant en régime d'impulsion.
Revue de Physique Appliquée (à paraître).

16 C. MIRA

Classification des systèmes de commande automatique.
Revue Automatisme, tome 12, n° 4, Avril 1967, pp. 161-165.

17 C. CHICOIX

Contribution à la commande numérique d'une synchromachine
Thèse de Docteur Ingénieur, Faculté des Sciences de Toulouse, 1er Juillet 1969

18 Y. SEVELY

Systèmes à données échantillonnées
Cours Maîtrise EEA, Dunod Ed.

19 R. PRAJOUX

Etude des composants semi-conducteurs utilisables comme source de référence ou de détecteur d'écart préamplificateur à faible niveau.
Thèse de Docteur Ingénieur, Faculté des Sciences de Toulouse, 5 Avril 1965.

20 F GOUIFFES

Etude et réalisation d'un multiplieur de fonction utilisant des amplificateurs à réponse logarithmique
Thèse de 3ème Cycle, Toulouse 1969.

21 Les champs magnétiques intenses et leurs applications
Colloque International, Grenoble, Septembre 1966

22 KAPITZA

Proc. Roy. Soc. A, Vol. 105, 691 (1924)
Vol. 115, 658 (1927)

23 G.M. STROKHOVSKI - M.V. KRAVTSOV
Soviet Phys. Uspekhi, vol. 3, n° 2, 260 (1960).

24 L.W. ROELAND - F.A. MULLER - R. GERSDORF
High magnetic fields at the University of Amsterdam
Nottingham, Septembre 1969.

25 REFOUVELET
Commutateur pyrotechnique
Thèse en préparation à l'Arsenal de Tarbes).