

M É M O I R E

présenté au

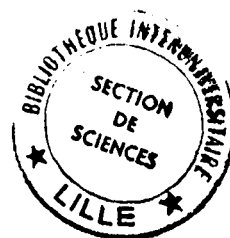
CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET MÉTIERS
CENTRE ASSOCIÉ DE LILLE

pour obtenir le titre
d'INGÉNIEUR C. N. A. M. mention ÉLECTRONIQUE

- *Sujet* -

ETUDE ET REALISATION D'UN GENERATEUR D'ULTRASONS gamme 50 à 100 Mégahertz

Membres du Jury : M. MORIAMEZ
M. LEBRUN
M. BOUTRY
M. FOURET
M. DUHEM
M. SEGUIER
M. BRUNO



Présenté à Lille, le

14 Mai

1966

par

BERNARD DELANNOY



A MES PARENTS

A MA FEMME.

A MES ENFANTS

Nous remercions Messieurs les Directeurs du Conservatoire National des Arts et Métiers qui nous ont donné la possibilité d'accéder à la Promotion Supérieure.

Nous avons commencé nos études au C.N.A.M. en NOVEMBRE 1959 et obtenu le D.E.S.T. du C.N.A.M. en JUILLET 1964. Nous avons bénéficié à partir de NOVEMBRE 1964 d'une bourse compensatrice de perte de salaire du C.N.A.M. pour une durée de douze mois, permettant ce travail à temps plein.

Nous remercions Monsieur le Professeur LEBRUN, Professeur Principal, responsable de l'Enseignement de l'Electronique au Conservatoire National des Arts et Métiers (Centre associé de LILLE), pour l'aide et les conseils qu'il nous a constamment apportés au cours de nos études.

Nous remercions vivement Monsieur MORIAMEZ, Maitre de Conférences à la Faculté des Sciences de LILLE, qui nous a permis de réaliser ce travail dans le Laboratoire de Physique des Ultrasons (Département de Physique de la Faculté des Sciences de LILLE) et nous a proposé un sujet de mémoire.

Nous exprimons toute notre gratitude à Messieurs les Professeurs, BOSSUT, FALLAS, SEGUIER, DUHEM, CORBISIER, pour l'enseignement qu'ils nous ont donné.

Nous remercions, nos camarades de laboratoire, en particulier Monsieur ROSSELS.

Nous remercions Monsieur BRUNO, Ingénieur aux Etablissements DUJARDIN à LILLE, pour son aimable participation au sein du Jury.

Nous examinons la tension aux bornes du quartz émetteur et la forme des impulsions ultrasonores obtenues à partir d'un quartz récepteur. Au chapitre VI., nous donnons un exemple d'utilisation des ultrasons produits.

Enfin, nous faisons un examen critique des résultats et nous concluons sur l'intérêt présenté par l'utilisation du procédé de modulation en fréquence.

· PREMIERE · PARTIE
-:-:-:-:-:-:-:-:-:-:-

PRODUCTION DE PUISSANCE

HAUTE FREQUENCE
· · · · ·
-:-:-:-:-:-:-:-:-:-:-

CHAPITRE - I -

CONCEPTION DU GENERATEUR D'ULTRASONS

I - 1 ENONCE DU PROBLEME

Il s'agit de concevoir et de réaliser un appareillage capable de fournir des ultrasons à puissance suffisante, à une fréquence déterminée dans la bande des 50 à 100 Mégahertz.

Les ultrasons produits seront, d'une part utilisés pour la mesure de la vitesse de propagation V , et de l'absorption (α) des ultrasons dans les matériaux solides et liquides ; d'autre part ils seront également employés pour des études sur la physique des semi-conducteurs et de la physique moléculaire.

I - 2 CAHIER DES CHARGES

Le générateur d'ultrasons doit répondre aux caractéristiques suivantes :

- 1 - Produire des ultrasons sur les fréquences harmoniques impaires d'un quartz piézoélectrique.

Soient les fréquences :

100 - 84 - 68 - et 52 Mégahertz

qui correspondent respectivement aux harmoniques d'ordre :

25 - 21 - 17 - et 13

d'un quartz de fondamental 4 MHz.

- 2 - Fournir des impulsions ultrasonores en excitant le quartz émetteur par des impulsions Haute Fréquence. (régime pulsé à Haute fréquence constante ou variable).
- 3 - Obtenir le maximum de puissance ultrasonore c'est-à-dire adapter au mieux l'impédance du quartz émetteur d'ultrasons au générateur Haute Fréquence.
- 4 - Evaluer l'énergie électrique effectivement transformée en énergie ultrasonore.

.../...

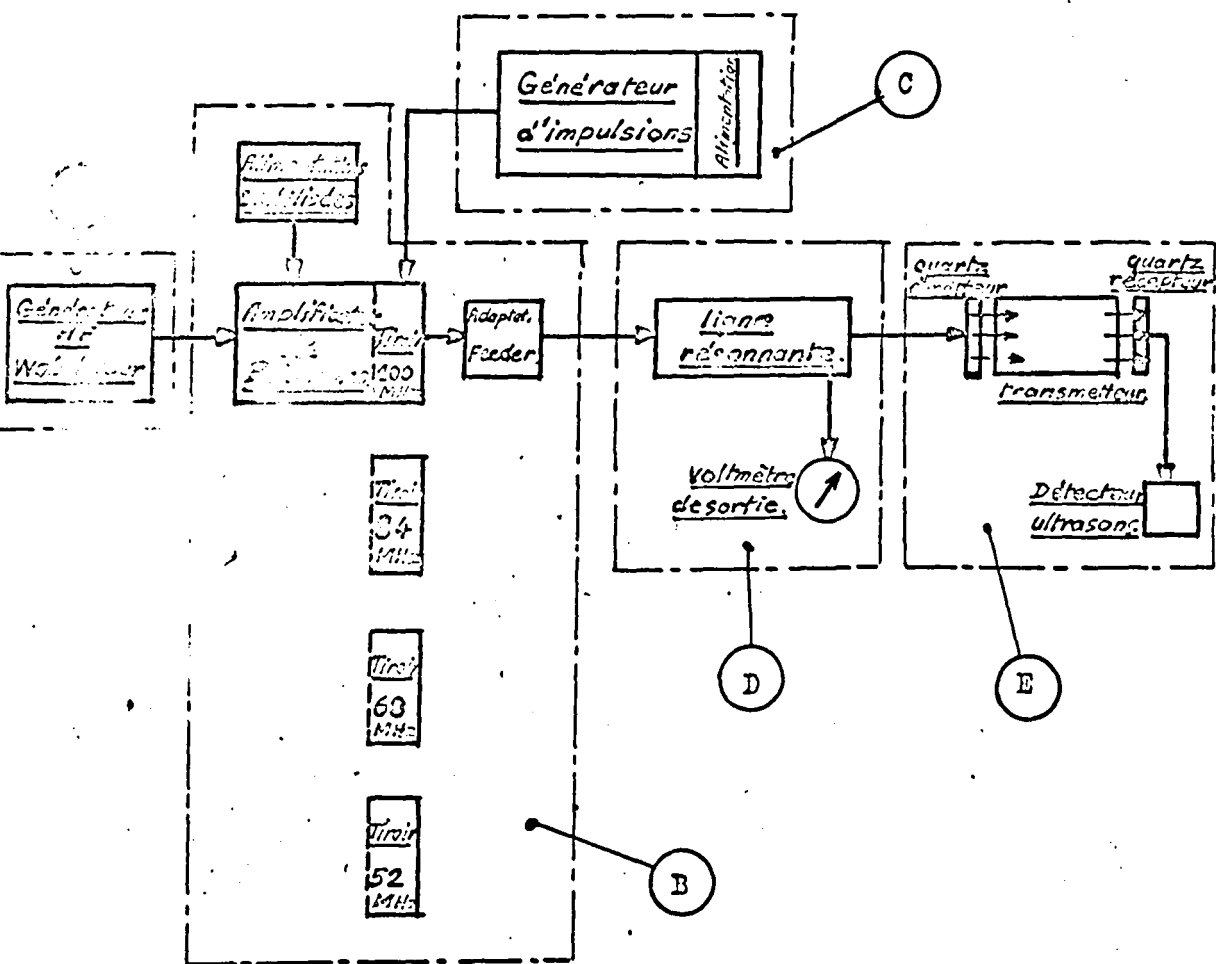


Fig. I-1

SYNOPSIS SYNOPSIS DU GÉNÉRATEUR

D'ULTRASONS

I - 3 SOLUTIONS PROPOSEES

La conception du générateur d'ultrasons est envisagée avec les fonctions suivantes :

- A. Générateur Haute Fréquence et wobulateur.
- B. Amplificateurs de puissance HF et ses alimentations.
- C. Générateur d'impulsions.
- D. Ligne résonnante "quart d'onde".
- E. Dispositif de production et de détection d'ultrasons.

La figure I-1 donne le schéma synoptique du générateur d'ultrasons projeté .

A - GENERATEUR HF ET WOBULATEUR -

Il faut disposer d'une onde Haute fréquence, soit à fréquence fixe et stable, soit à fréquence variable (modulée linéairement).

B - AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE HF

Il faut :

- obtenir à forte puissance (environ 70 watts) les signaux de fréquences respectives: 100- 84 - 68 et 52 MHz
- moduler l'amplificateur afin d'obtenir à la sortie des impulsions Haute Fréquence (fréquence constante ou fréquence variable).
- transporter cette énergie HF à une distance de quelques mètres imposée par les servitudes d'utilisation.

Remarques sur la puissance de l'amplificateur et sa modulation

1) A la fréquence de résonance série (résonance mécanique) et pour les harmoniques impairs, un quartz se comporte comme une capacité avec en parallèle une résistance. Cette résistance série augmente fortement avec le rang des harmoniques.

Ainsi pour un cristal de fondamental 4 MHz, non chargé et sur le 25ème harmonique (100 MHz) nous mesurons $R_0 \approx 13 \text{ K } \Omega$. Si ce cristal est chargé "convenablement" par une impédance acoustique, nous mesurons pour R des valeurs atteignant 30 K Ω . (voir deuxième partie).

C'est donc sur cette "résistance" qu'il faut transmettre le maximum d'énergie électrique.

Si nous nous imposons à priori une tension de 1000 volts efficaces aux bornes du quartz, cela correspond à une puissance active de 33 watts.

En estimant le rendement du dispositif de transmission et d'adaptation à 50% on voit qu'il nous faut à la sortie de l'amplificateur une puissance de l'ordre de 66 watts.

2) Pour amplifier une impulsion de largeur τ un amplificateur haute fréquence doit présenter une bande passante $B = \frac{2}{\tau}$ (Fig. I-2)

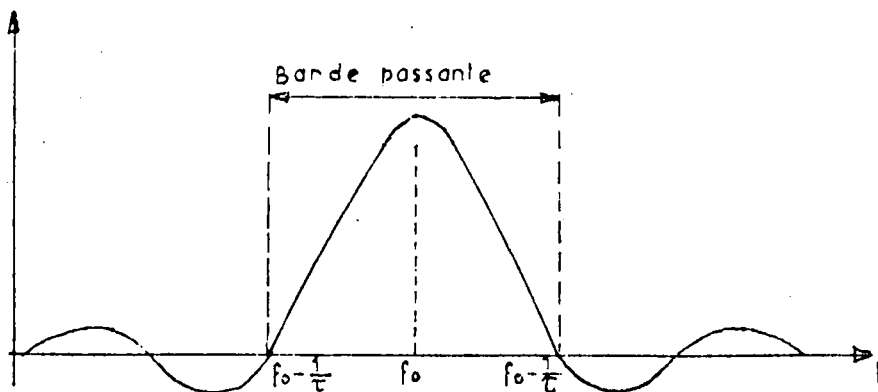


Fig. I-2

Pour transmettre correctement l'impulsion HF ($1 \mu s$) le dernier étage et ses circuits associés doivent avoir une bande passante globale de l'ordre de 2 MHz.

3) Un générateur HF fournit un signal d'amplitude constante (d'environ 1 volt) et de fréquence variable. La modulation est linéaire et se produit à une fréquence de répétition de 40 Hertz.

Ce signal sera appliqué à l'entrée de l'amplificateur.

C - GENERATEUR D'IMPULSIONS

Il faut produire des impulsions rectangulaires répondant aux conditions suivantes :

- largeur moyenne $1 \mu s$.
- temps de montée inférieur ou égal à $0,1 \mu s$.
- amplitude comprise entre 200 et 250 volts
- puissance environ: 5 watts.
- fréquences de répétition: 20 - 50 - 400 - 1000 Hz.

Ces impulsions moduleront par tout ou rien le dernier tube de puissance de l'amplificateur en agissant sur la grille écran. Le choix de ce procédé de modulation provient de la faible puissance de modulation requise et de la linéarité de la caractéristique de modulation.

D - LIGNE RESONNANTE EN "QUART D'ONDE"

Il faut partir de l'énergie HF disponible sous faible impédance (ligne ou "feeder" de $Z_0 = 50$ ohms), obtenir les 1000 volts efficaces pour exciter le quartz émetteur d'ultrasons.

Le transformateur d'impédance adopté est une ligne résonnante $\lambda/4$ (transformateur élévateur de tension).

Justification de l'utilisation d'une ligne

Aux fréquences de travail envisagées dans ce projet, une transformation d'impédance par des circuits à constantes localisées est difficile, voire impossible. Le quartz émetteur présente une capacité parallèle de quelques dizaines de picofarads. Pour constituer un résonateur parallèle contenant cette capacité et possédant un coefficient de qualité suffisant ($Q > 100$) il faut une self de l'ordre du dixième de microhenry.

Des selfs à constantes localisées, de cet ordre de valeur, sont irréalisables avec un Q élevé.

Des circuits à constantes réparties s'imposent donc, et la ligne utilisée en tant que résonateur convient parfaitement.

E - DISPOSITIF DE PRODUCTION ET DE DETECTION DES ULTRASONS

Il faut assurer :

- un couplage électrique : ligne résonnante - quartz émetteur d'ultrasons.
- un couplage mécanique à partir du quartz émetteur pour assurer la transmission des ultrasons à un autre milieu, avec le meilleur rendement possible.
- une détection des ultrasons produits, relativement facile à mettre en oeuvre. Cette détection n'étant que purement qualitative.

CHAPITRE - II -

REALISATIONS

La production d'ondes électromagnétiques HF de puissance comporte les fonctions :

- (A) Un générateur HF wobulé ou non.
- (B) Un "amplificateur de puissance" avec ses tiroirs interchangeables et ses alimentations stabilisées.
- (C) Un générateur d'impulsions ou modulateur.
- (D) Une ligne résonnante "quart d'onde".

La figure II-1 donne le schéma synoptique.

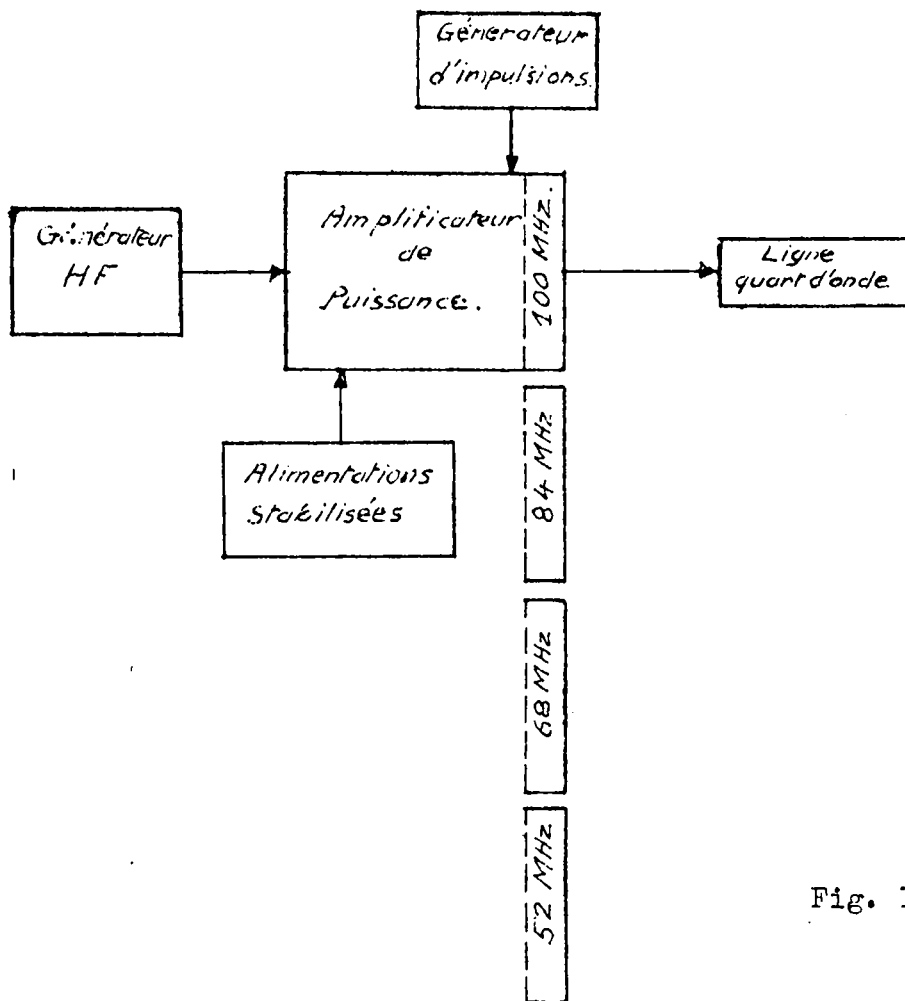


Fig. II-1

II - 1 GENERATEUR HF

Ce générateur HF est un appareil commercial. Il fournit un signal HF sinusoïdal d'amplitude réglable et constante (environ 1 volt) et de fréquence variable ou non. La modulation est linéaire et se produit à une fréquence de répétition de 40 Hertz.

Ce générateur couvre la bande des 0,4 MHz à 230 MHz en 10 gammes.

II - 2 AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE ET TIROIRS

Le schéma synoptique est donné fig. II-2

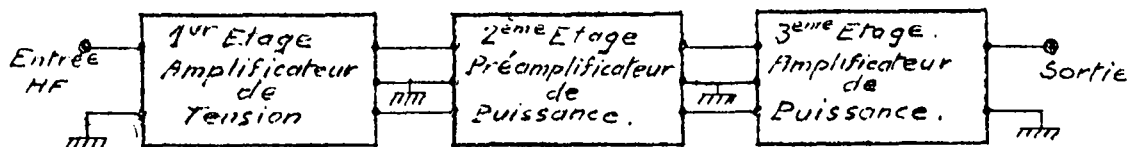


Fig. II-2

Le schéma de principe détaillé est donné fig. II-3
Cet amplificateur comporte 3 étages à tubes à vide.

1er étage - Un amplificateur de tension HF sélectif (classe A). [1]

Cet étage est équipé d'un tube penthode ; le circuit oscillant de sortie est pseudosymétrique, car, bien que symétrique en lui-même il

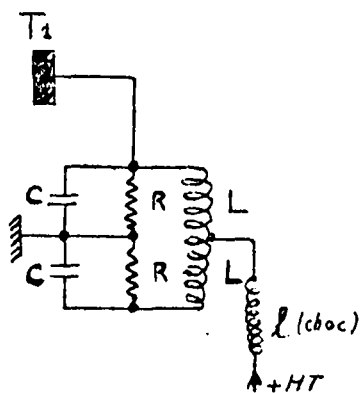


Fig. II-4

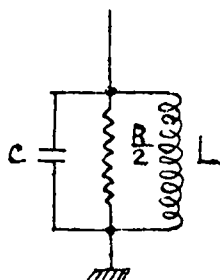


Fig. II-5

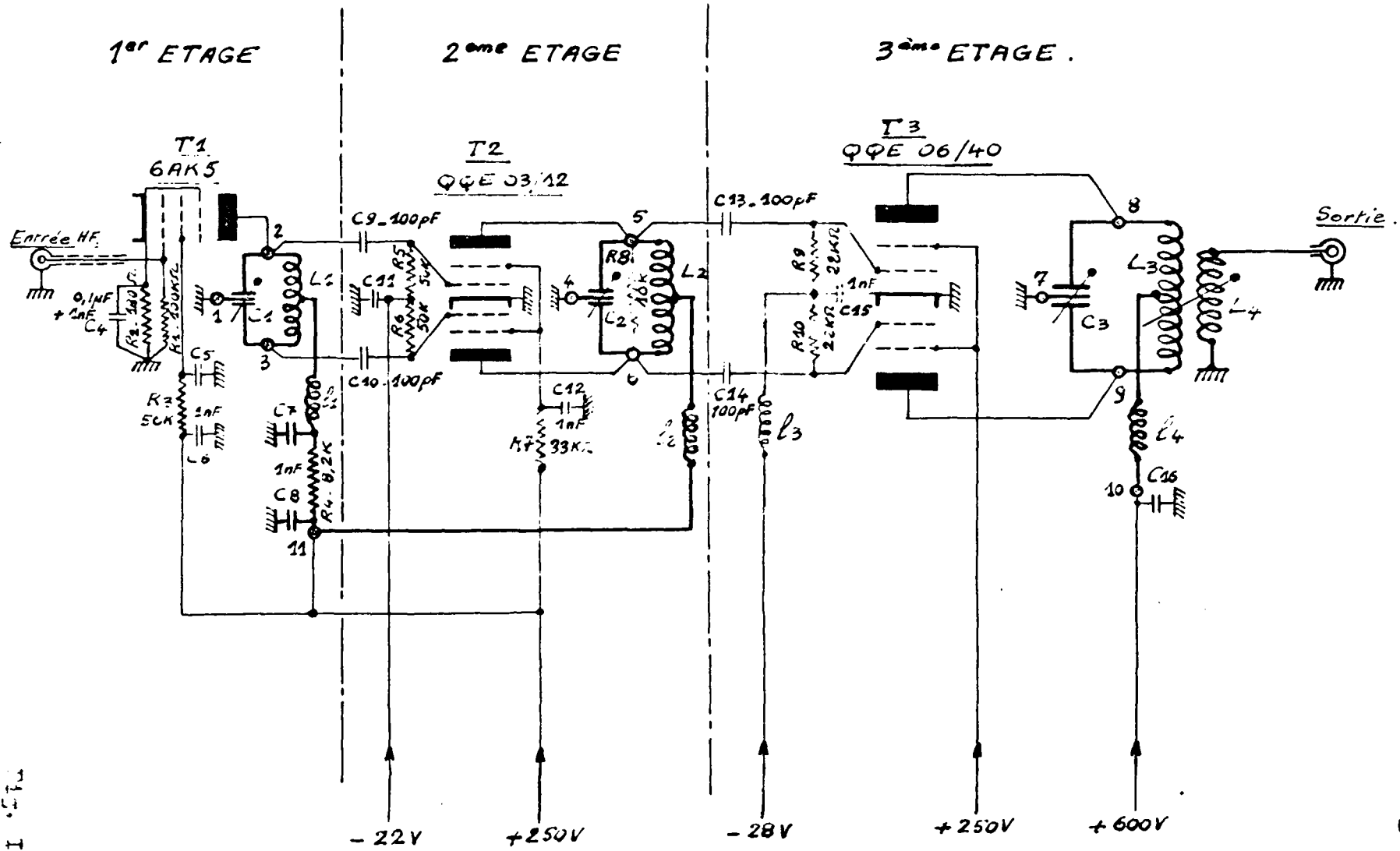
se trouve excité d'un seul côté (fig. II-4). Une tension à peu près symétrique est obtenue si le coefficient de qualité est suffisamment élevé. Pour le tube T₁, tout se passe comme s'il était chargé sur un circuit oscillant simple L.C. (fig. II-5), avec une résistance de charge égale à R/2 et

.../...

Schéma de principe d'un tube à 3 étages.

A. P. I. S. I. G. E. T. T. O. R. I. E. S. P. U. B. L. I. C. A. S. S. A. N. C. E.

Fig. II-8



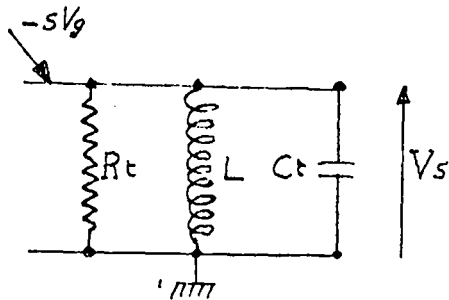


Fig. II-6

des réactances de circuit oscillant représentant la moitié de celles de chaque 1/2 circuit oscillant.

Le schéma équivalent d'un tel étage est donné fig. II-6.

Le gain en tension à la résonance à $(\omega_0^2 = \frac{1}{L C_t})$

$$\text{est: } A = \frac{V_s}{V_g} = \frac{s}{G_t} = -s R_t$$

avec les notations C_t : capacité totale et G_t conductance totale aux bornes du circuit oscillant.

La bande passante à 3 dB est : $2 \Delta f = \frac{1}{2 \pi R_t C_t}$

Le couplage à l'étage suivant est effectué par liaison Capacité-Résistance. La constante de temps $\Theta = C.R$ est beaucoup plus grande, que $100 T$ (T étant la plus grande période à transmettre), de plus on a :

$$\frac{1}{C_{10} \omega} \gg R_6$$

2ème étage - Un amplificateur HF sélectif de puissance [1] [2] [3]

Il est équipé d'un tube double tétrode (T2), neutrodyné intérieurement. Cet étage symétrique fonctionne en classe A B, sans courant grille. Le circuit oscillant de sortie est shunté par une résistance (R_8) (fig. II-3) ce qui diminue les risques d'oscillations parasites avec les autres étages. Les polarisations des grilles d'entrée sont obtenues à l'aide d'une tension négative de 22 volts, découplée par C_{11} , R_5 et R_6 ; ces éléments jouant le rôle de "choc" HF.

La liaison avec le troisième étage se fait également par liaison Capacité-Résistance ($C_{13} R_9$ et $C_{14} R_{10}$) comme pour l'étage précédent.

3ème étage - Un amplificateur HF sélectif de puissance [1] [2] [3]

Equipé d'un tube double tétrode (T3), et neutrodyné intérieurement, cet étage symétrique fonctionne en classe C. (voir annexe 1 en

.../....

fin de mémoire pour la méthode de calcul).

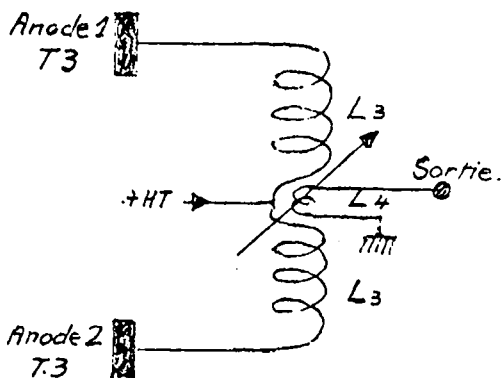
La polarisation des grilles d'entrée est mixte :

- une polarisation statique $-B$ égale à 28 volts et une tension de polarisation automatique due au courant moyen de grille \bar{I}_{g1}

donc :
$$-V_{go} = B + R_g \bar{I}_{g1}$$

$-B$ est tel qu'en l'absence de signal HF sur les grilles d'entrée ($\bar{I}_{g1} = 0$), le courant anodique débité par le tube garde une valeur dite de sécurité.

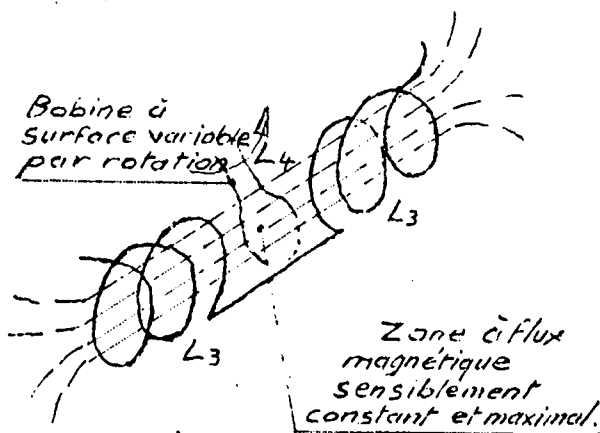
- la présence de la "cellule" de polarisation (C_{15} et $R_9 \cdot R_{10}$) est



telle que si V_{HF} augmente, V_{go} augmente aussi ; ce qui freine l'augmentation de \bar{I}_{g1} donc du potentiel positif maximal ($V_{go} + V_{HFmax}$).

Le dispositif $L_3 C_{15}$ fait "choc" pour la source $-B$ de polarisation.

La charge prévue est du type asymétrique : couplage magnétique. (bobine L_4 , dont une extrémité est à la masse).



Le couplage est ajustable entre L_3 et L_4 afin de ramener aux bornes du circuit oscillant de sortie la charge qu'il convient. Les calculs correspondant à l'adaptation figurent au paragraphe III-1 dans la suite du travail.

La fig. II-7 donne la disposition des bobines L_3 et L_4 .

Fig. II-7

On trouvera en annexe 2 les calculs relatifs au procédé de modulation par l'écran.

La figure II-8 donne à partir des fiches d'alimentation, les

.../...

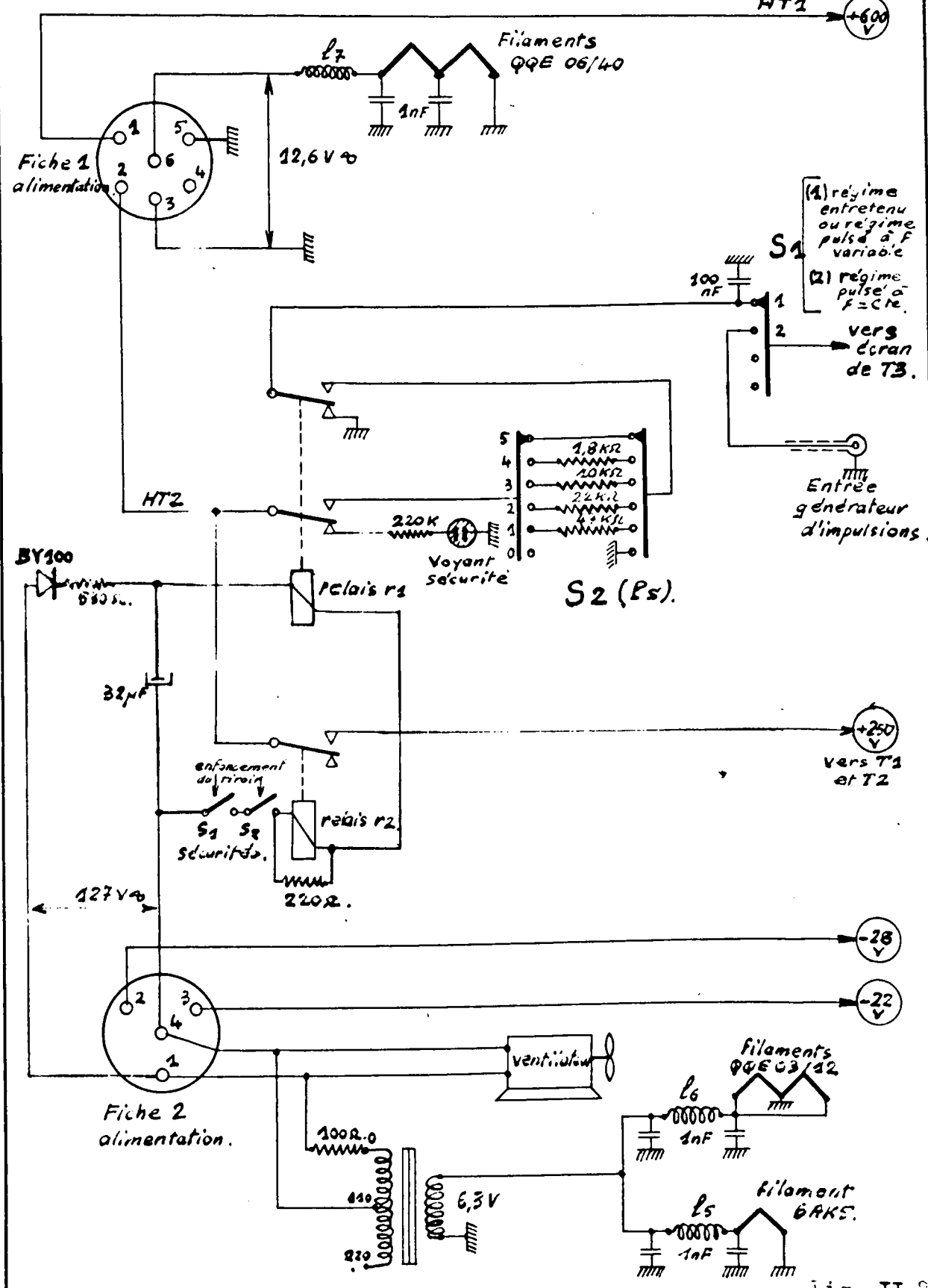


Fig. II-9

AMPLIFICATEUR EN PUISSANCE

Alimentations, Filaments et Sécurité.

liaisons effectuées : alimentation HF et filaments ; ventilation et sécurité. Le réglage de la puissance de sortie est réalisé par bonds, en réduisant la haute tension d'alimentation des écrans du tube T_3 (commutateur S2). Un ventilateur assure une aération forcée du tube T_3 . Un système de sécurité, lors du changement d'un tiroir, coupe la haute tension d'écran du tube final et les HT des 2 premiers étages. Un commutateur (S1) permet le fonctionnement en régime entretenu ou en régime pulsé. (alimentation en Haute tension de l'écran de T_3 : constante ou pulsé).

Tiroirs amovibles

Un tiroir amovible est prévu pour chaque fréquence centrale considérée (4 fréquences) ; chaque tiroir contient les éléments sélectifs propres à chaque fréquence (en traits épais sur la fig. II-3). Chacun de ces tiroirs s'enfiche sur une partie commune à toutes les fréquences (traits fins sur la fig. II-3).

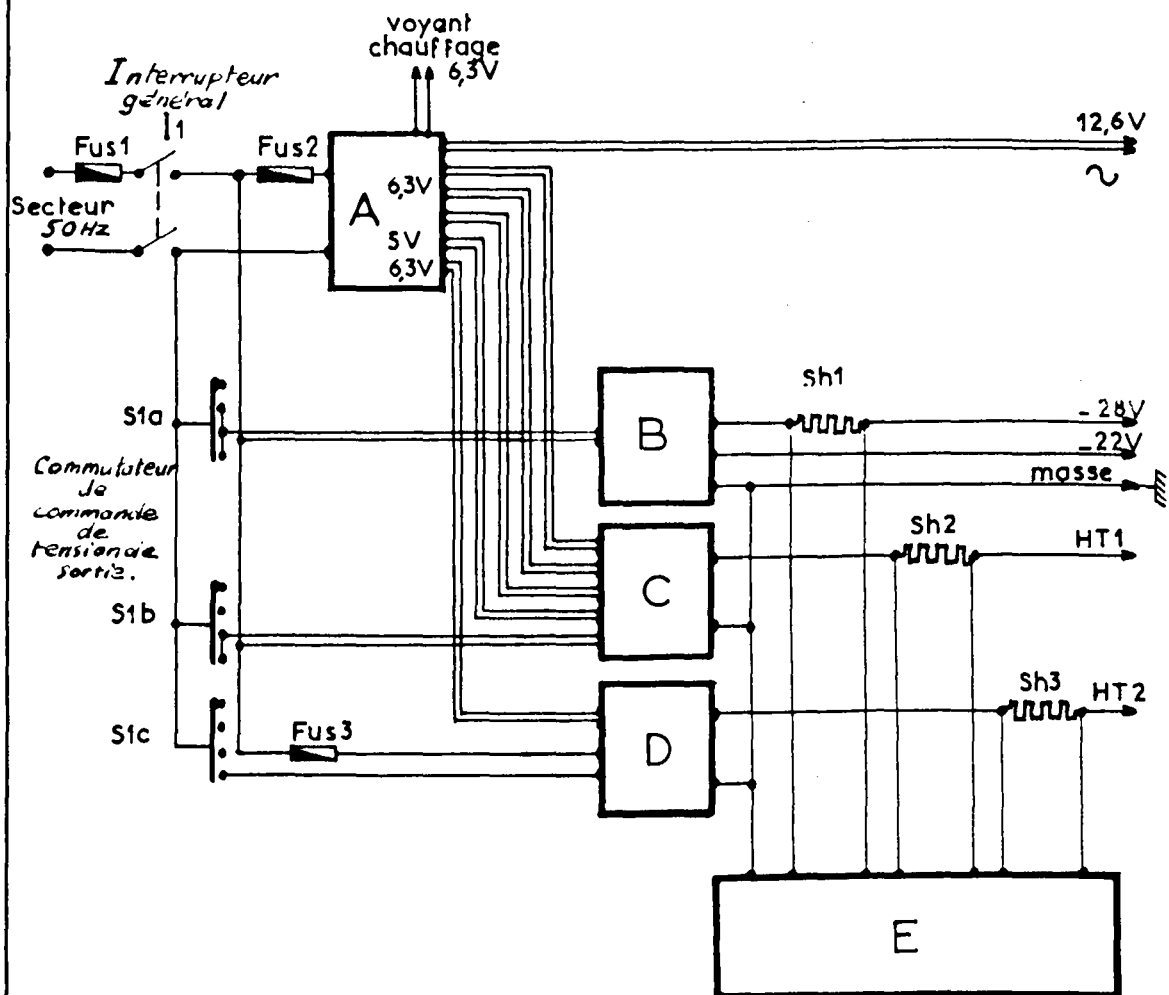
Alimentation stabilisées [4]

Les alimentations stabilisées fournissent les tensions continues nécessaires au fonctionnement de l'amplificateur de puissance HF. Le bloc "alimentation" comporte 5 parties : fig. II-9

- un bloc de chauffage (A.)
- un bloc Basse tension (B.)
- un bloc Haute tension 1 (C.)
- un bloc Haute tension 2 (D.)
- un circuit de mesure (E.)

Les tensions continues sont obtenues à partir du réseau par le processus habituel : redressement filtrage et stabilisation en fonction de la tension du secteur et du débit qu'on leur demande.

On trouvera en annexe 3 une étude fondamentale sur les alimentations stabilisées ainsi que les schémas détaillés.



Schémas
détaillés

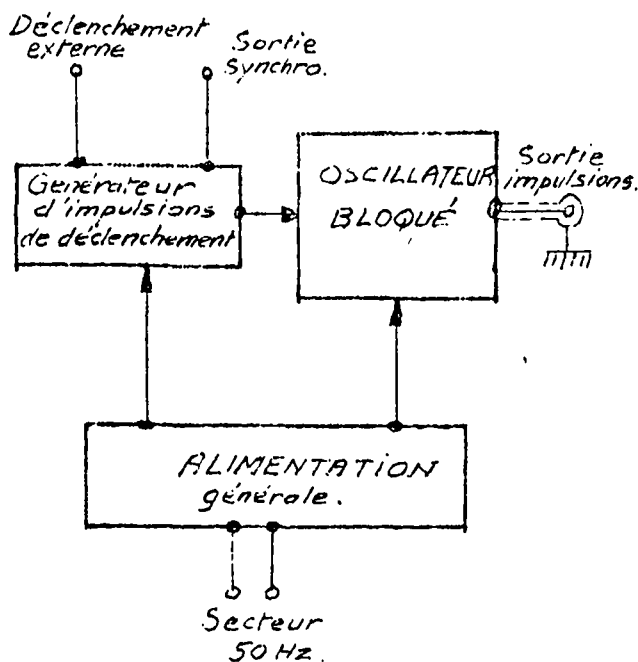
Blocs A et B	voir	Fig. A3-3
Blocs C et D	..	Fig. A3-4
Bloc E	"	Fig. A3-5

Fig. II-3

II - 3 GENERATEUR D'IMPULSIONS

Le générateur d'impulsions est constitué : (Fig. II-10)

- d'un "oscillateur bloqué". (A.) (Fig. II-11)
- d'un générateur d'impulsions de déclenchement (B.) (Fig. II-12)
- d'une alimentation générale (C.) (Fig. II-13)

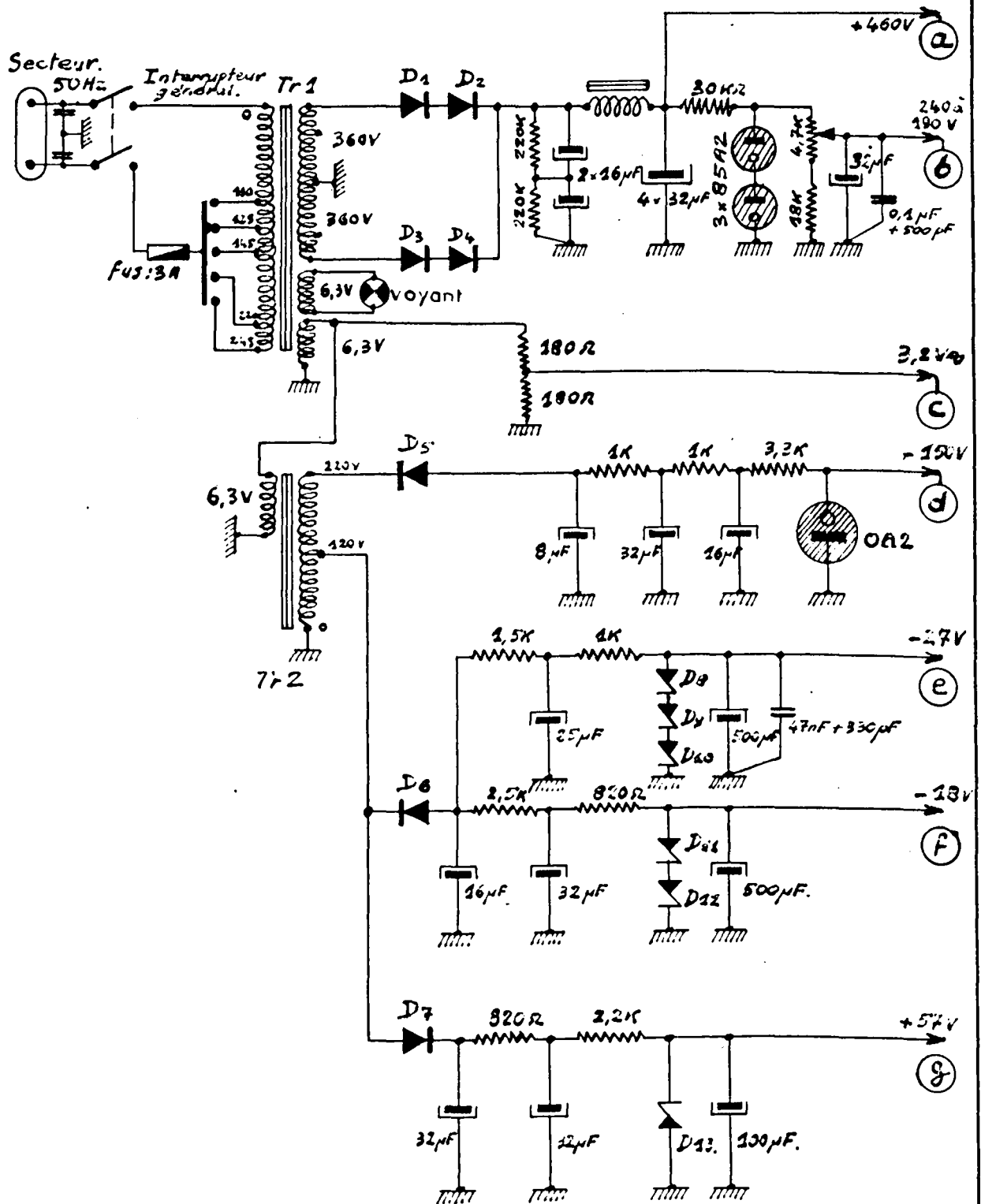


Ce générateur d'impulsions délivre des impulsions rectangulaires de 240 volts dans une impédance interne d'une centaine d'ohms. Ces impulsions débloquent la grille-écran du dernier tube de puissance T₃ de l'amplificateur HF. Les impulsions sont essentiellement obtenues à partir d'un oscillateur bloqué. Cet oscillateur bloqué est en fait déclenché par des impulsions, façonnées à partir de tensions sinusoïdales de différentes fréquences connues et fixes.

Fig. II-10

L'impulsion de sortie est améliorée par des circuits de correction pour obtenir un créneau quasi-idéal.

L'impulsion obtenue est donnée Fig. II-14.

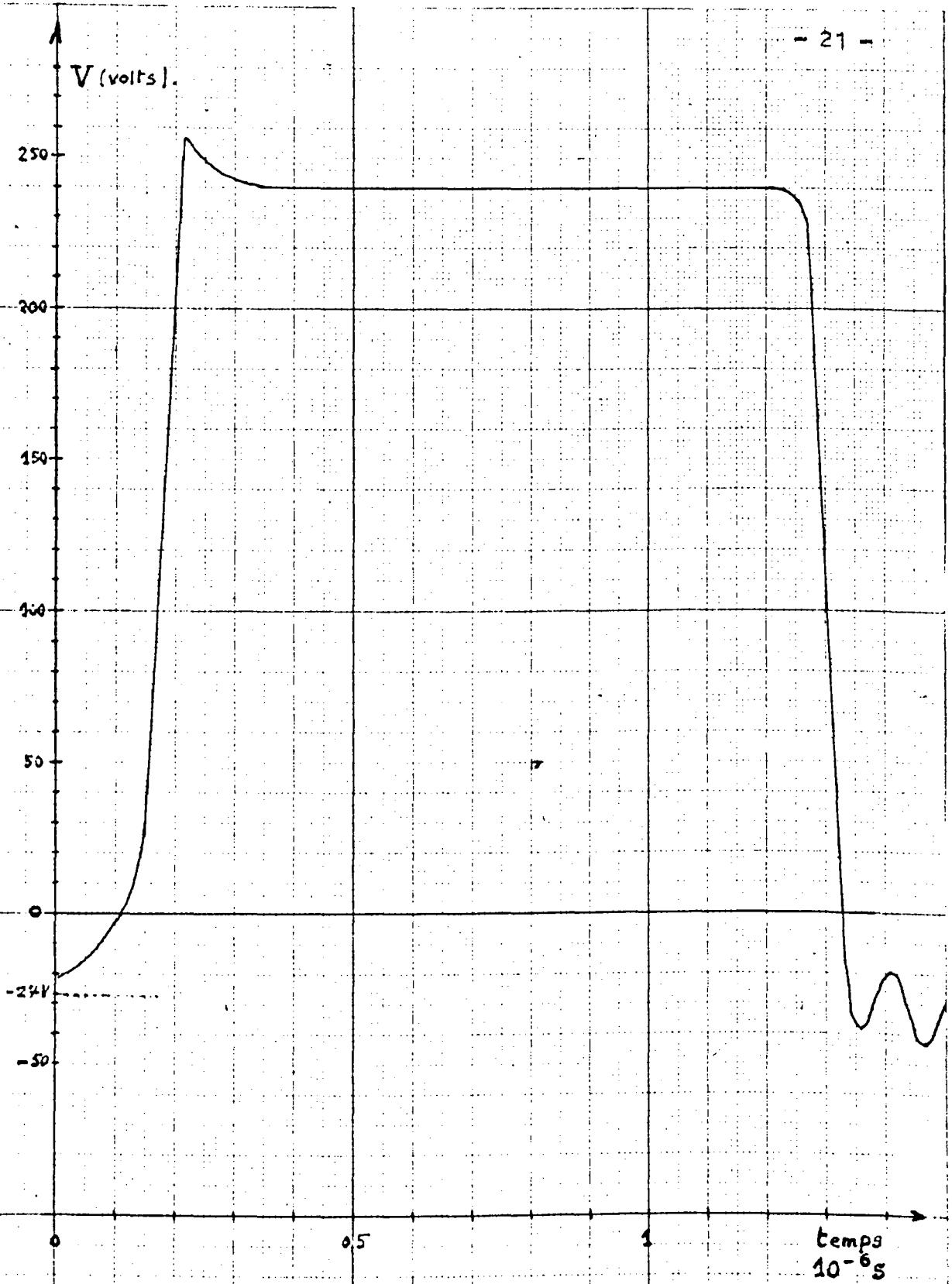


Diodes : D_1 à D_7 : BY100.
 D_8 : 16Z4
 D_9, D_{12} : 25Z4
 D_{10} : 21Z4 ; D_{11} : 13Z4 ; D_{13} : 4238.

Fig. II-10

G E N E R A T E U R D ' I M P U L S I O N S

Schéma de principe de l'alimentation



Impulsion de sortie.

Fig. II-11

II - 4 LIGNE RESONNANTE

Le résonateur est représenté Fig. II-15 et II-16 : c'est un tronçon de ligne coaxiale de longueur $AB = L$ variable. Il est terminé : en A par un piston de court-circuit que l'on peut déplacer d'une façon continue à l'aide d'une commande par vis et volant ; en B par l'impédance de charge considérée.

Un dispositif original permet la fixation de la charge et assure le blindage de l'extrémité de la ligne Fig. II-17.

Le conducteur central est un tube de cuivre rouge de 26-28 soigneusement poli sur sa face externe ; le conducteur extérieur est un tube de cuivre rouge de 60-70 également poli sur sa face interne.

- Constantes linéiques de la ligne [5]

self linéique "série" ℓ

$$\ell = 0,2 \times 10^{-6} \text{ Log } \frac{r_2}{r_1} \text{ H/m} \quad \text{donne} \quad \underline{\ell = 0,152 \times 10^{-6} \text{ H/m}}$$

capacité shunt c

$$c = \frac{2 \pi \epsilon}{\text{Log } r_2/r_1} \text{ F/m} \quad \text{donne} \quad \underline{c = 73,2 \times 10^{-12} \text{ F/m}}$$

résistance linéique série r

$$r = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\mu F}{\pi}} \left[\frac{1}{\sqrt{\sigma}} \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) \right] \quad \text{donne avec } \sigma \text{ cuivre} = 6,65 \times 10^7 \text{ } \Omega/\text{m}$$

$$\underline{r = 44 \times 10^{-4} \sqrt{F} \text{ (} \Omega/\text{m) avec F en MHz}}$$

conductance shunt g ; elle est ici parfaitement négligeable car l'isolant est de l'air sec $g \neq 0$

- Impédance caractéristique de la ligne

$$Z_c = 138 \text{ log } \frac{r_2}{r_1} \# \sqrt{\frac{\ell}{c}} \quad \text{donne} \quad \boxed{Z_c \neq 46 \text{ ohms}}$$

La puissance transportable dans cette ligne est grande (dans l'air) :

$$P_{\text{max}} = 7,5 \cdot 10^{10} \cdot r_1^2 \text{ Log } \frac{r_2}{r_1} = \underline{50 \cdot 10^6 \text{ watts}}$$

.../...

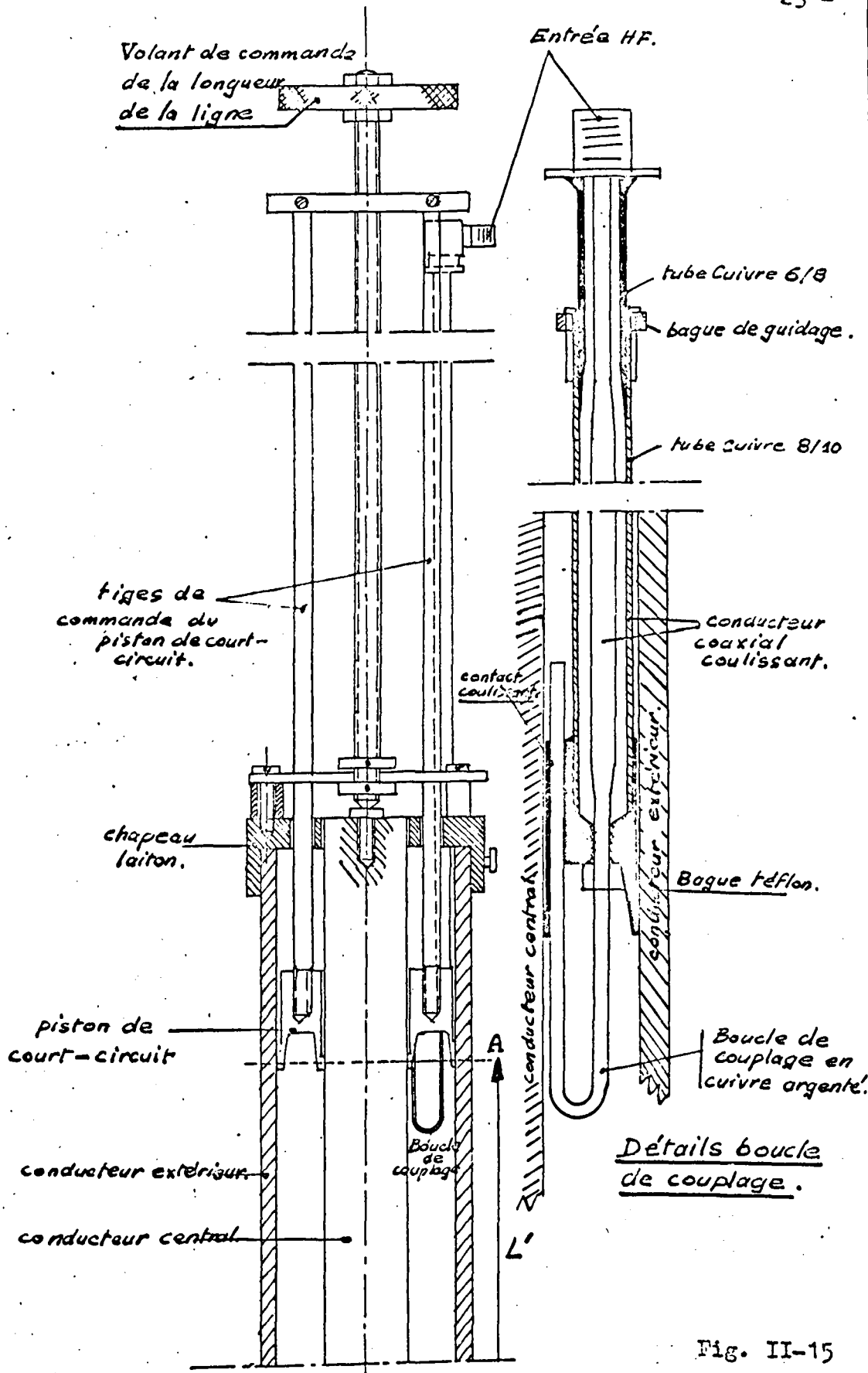
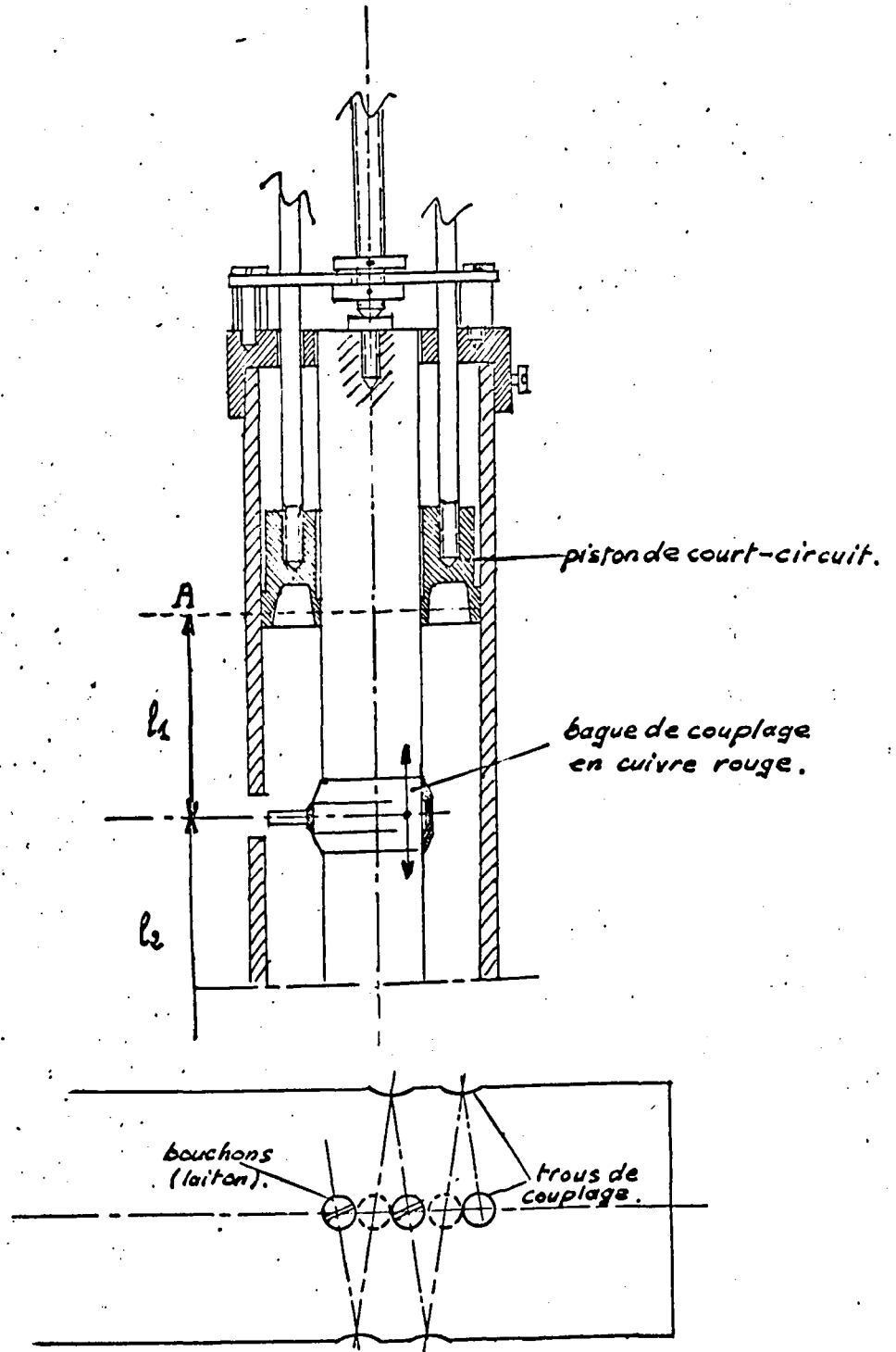


Fig. II-15

LIGNE RESONNANTE

Piston de court-circuit et boucle de couplage



Disposition en hélice des trous de couplages.

Fig. II-16

LIGNE RESONNANTE

Piston de court-circuit et prises de couplage

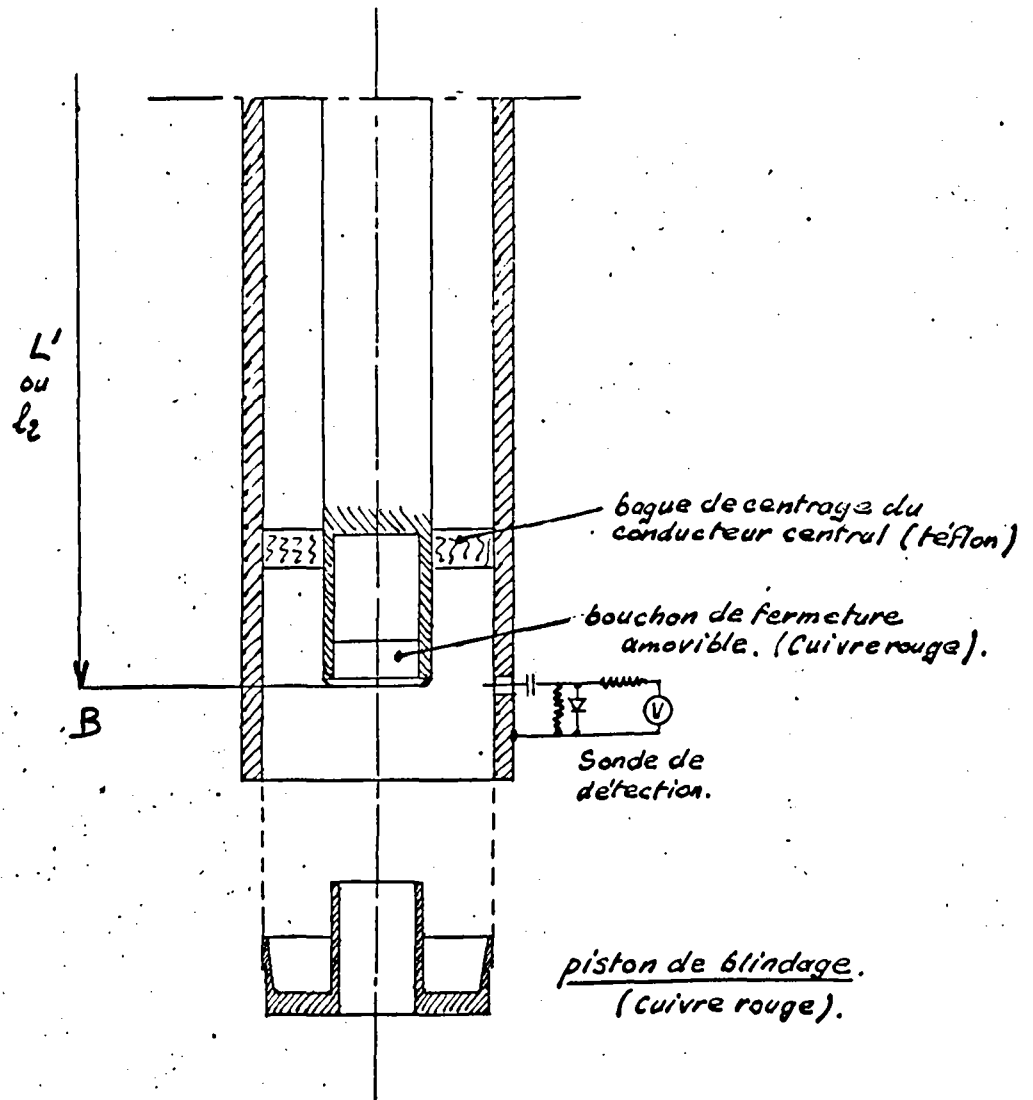


Fig. II-17

L I G N E R E S O N N A N T E

Extrémité de la ligne et piston de blindage.

- Modes d'excitation de la ligne

Nous avons réalisé successivement deux modes d'excitation :

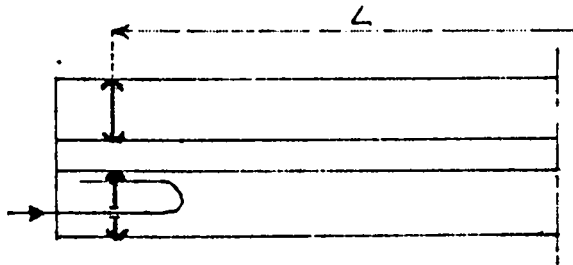


Fig. II-18

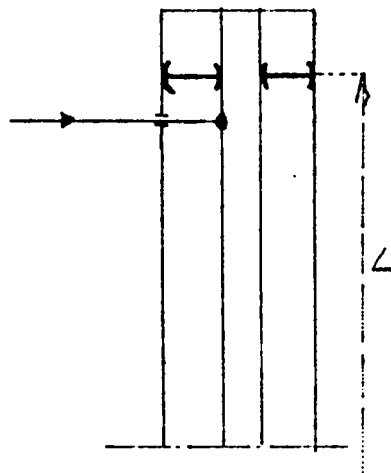


Fig. II - 19

- une excitation par boucle de longueur variable Fig. II-18, donc de surface variable.

C'est un couplage indirect feeder-ligne ; la fig. II-15 donne le schéma détaillé du dispositif.

Les conducteurs d'alimentation d'énergie HF, jusqu'à la boucle de couplage sont réalisés en évitant au maximum les ruptures d'impédances.

- une excitation par prise variable en position, Fig. II-19 c'est un couplage direct feeder ligne ; la fig. II-16 donne le schéma du dispositif. (détails) La bague formant prise sur le conducteur central possède une grande surface de contact, soigneusement polie.

- Longueur de la ligne résonnante

A la fréquence minimum de fonctionnement (52 MHz) la ligne à vide aurait une longueur de $L = \frac{\lambda}{4} = 1,44 \text{ m}$.

A la fréquence maximale, (100 MHz), $L = 0,75 \text{ m}$

En fait la présence d'un quartz en bout de ligne, amène une charge principalement capacitive ; ce qui diminue, pour une longueur donnée, la fréquence de résonance de cette ligne. Tout se passe comme si la ligne était allongée. Pour obtenir à nouveau l'accord, il faut alors diminuer la longueur réelle de cette ligne.

.../...

A partir de la fréquence de résonance désirée, donc de la longueur d'onde λ , et de la valeur de la capacité mise en bout de ligne, nous pouvons déterminer la longueur réelle à donner à la ligne.

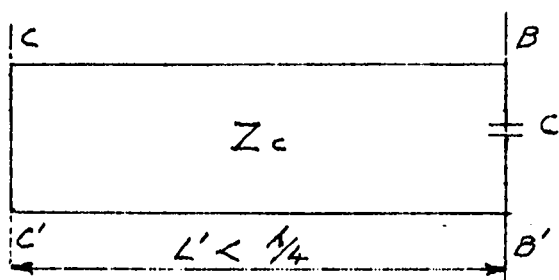


Fig. II-20

Cette nouvelle longueur peut être lue sur l'abaque de Smith, ou calculée comme ci-dessous (Fig. II-20) l'impédance en BB' s'écrit (en considérant les pertes en ligne nulles $\alpha = 0$, donc constante de propagation $\gamma = j\beta L$)

$$Z_{BB'} = \frac{jZ_c \operatorname{tg} \beta L' \cdot \frac{1}{j\omega C}}{jZ_c \operatorname{tg} \beta L' + \frac{1}{j\omega C}}$$

avec Z_c impédance caractéristique de la ligne et $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, soit

$$Z_{BB'} = \frac{jZ_c \operatorname{tg} \beta L'}{1 - Z_c \omega C \operatorname{tg} \beta L'}$$

Il y aura résonance lorsque :

$$1 - Z_c \omega C \operatorname{tg} \beta L' = 0$$

soit

$$\operatorname{tg} \beta L' = \frac{1}{\omega C Z_c} \quad \text{d'où } L'$$

Le tableau donne pour un quartz de fondamental 4MHz, avec $C = 24 \text{ pF}$ (valeur calculée), les longueurs géométriques de la ligne :

Ordre de l'harmonique	Fréquence de résonance de la ligne	Longueur réelle de la ligne L'
H 25	100 MHz	0,154 λ # 46 cm
H 21	84 MHz	0,166 λ # 59,5 cm
H 17	68 MHz	0,180 λ # 79 cm
H 13	52 MHz	0,190 λ # 110 cm

Nota : La capacité C n'est pas pure, une résistance en parallèle R lui est associée. Tant que $R \gg \frac{1}{\omega C}$ sa contribution sur la variation de la longueur de ligne est négligeable.

CHAPITRE - III -

CARACTERISTIQUES

Nous étudions le comportement de l'amplification de puissance HF, relié au "feeder" de transport d'énergie :

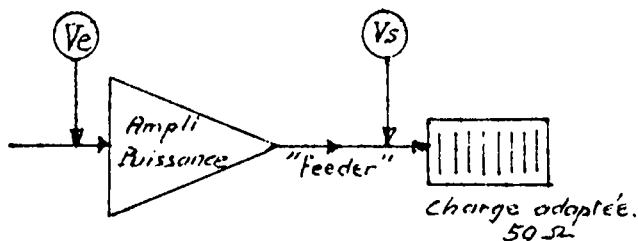


Fig. III-1

1°) le "feeder" est connecté sur la charge adaptée $Z_c = R_c = 50\text{ohms}$ (fig. III-1)

Les informations obtenues pour la puissance nous servent de "référence" pour d'autres charges connectées à l'extrémité du cable.

2°) Le "feeder" est connecté à la ligne résonnante, par l'intermédiaire:

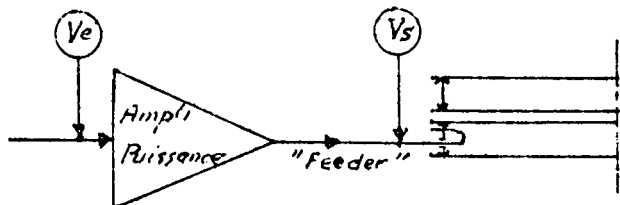


Fig. III-2 résonnante (Fig. III-3)

- d'une boucle de couplage (Fig. III-2)
- d'une prise directe sur le conducteur central de la ligne

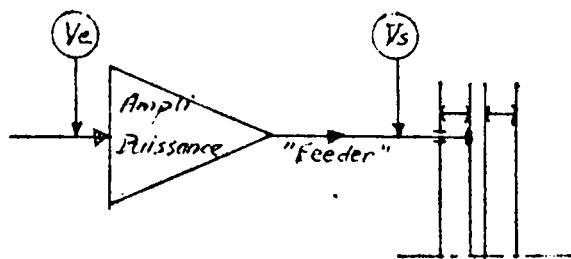


Fig. III-3

Nous avons effectué les mesures autour d'une seule fréquence : la fréquence maximale envisagée dans ce travail, soit 100 MHz.

III - 1. "FEEDER" FERME SUR SON IMPEDANCE CARACTERISTIQUE

Un cable coaxial de puissance (feeder) assure la liaison entre l'amplificateur et la charge.

Ce cable a une longueur d'environ 3 mètres et présente une impédance caractéristique : $Z_c = R_c = 50\text{ omhs}$.

.../...

Côté amplificateur, le cable est connecté à une bobine de couplage L_4 avec en série, une capacité C_4 d'accord.

A l'autre extrémité le cable est fermé sur une charge coaxiale de 50 ohms, pouvant dissiper 150 watts et possédant un T.O.S. 1,1 à 1000 MHz.

III - 1 - 1 Mise en équation - Adaptation [1] [5]

Le feeder étant fermé sur son impédance caractéristique : $Z_o = Z_c$, soit $R_e = R_c = 50$ ohms.

Le schéma électrique du montage est donné Fig. III-4

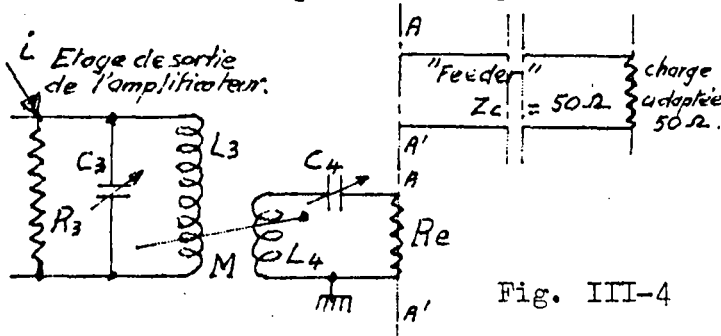


Fig. III-4

En appliquant le théorème de Thévenin au circuit primaire, nous obtenons successivement les circuits équivalents donnés Fig. III-5 et III-6.

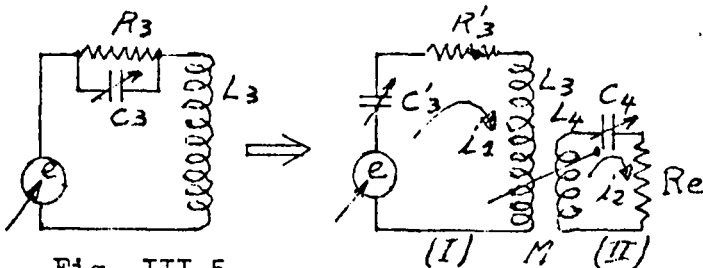


Fig. III-5

Fig. III-6

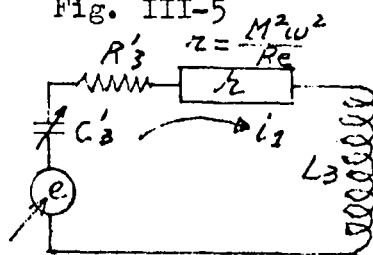


Fig. III-7

Pour les circuits couplés (I) et (II) nous avons :

$$\frac{e}{i_1} = R'_3 + \frac{M^2 \omega^2}{R_e + jX_4} + jX_3$$

En accordant les deux circuits $X_3 = X_4 = 0$

$$\frac{e}{i_1} = R'_3 + \frac{M^2 \omega^2}{R_e}$$

La résistance $r = \frac{M^2 \omega^2}{R_e}$ est ramenée en série dans le primaire (Fig. III-7). Tout se passe comme si du côté de la self L_3 il y avait en parallèle, la résistance R_p telle qu

$$R_p = \frac{r^2 + (\omega L_3)^2}{r} = \frac{\omega^2 M^2}{R_e} + \frac{L_3^2}{M^2} R_e \neq \frac{L_3^2}{M^2} R_e$$

Il y a transformation d'impédance telle que :

$$R_p = \frac{L_3^2}{M^2} R_e$$

Il faut réaliser la condition

$$M = L_3 \sqrt{\frac{R_e}{R_p}} \quad (A)$$

De plus, si nous voulons nous placer au couplage critique ou optimum

$$(M = M_0) \text{ soit } p = \frac{\omega M}{R'_3 R_e} = 1 \quad (p : \text{indice de couplage})$$

il faut réaliser la condition

$$M_0 = \frac{\sqrt{R'_3 R_e}}{\omega} \quad (B)$$

On obtient alors l'adaptation d'impédance parfaite, ou le maximum de transfert de puissance, avec un rendement de

$$\eta = \frac{W_4}{W_3 + W_4} = \frac{M^2 \omega^2 / R_e}{R'_3 + M^2 \omega^2 / R_e} = \frac{1}{2}$$

Pour la condition (A) la résistance R_p est déterminée par le calcul de l'amplificateur de puissance HF (voir annexe 1), donc a une valeur imposée.

Pour la condition (B) il suffit de rechercher M_0 en relevant la courbe V_S en fonction de M à $\omega = \text{Cte}$ et $X_3 = X_4 = 0$.

Remarque : nous pouvons connaître le rapport des selfs L_3 et L_4 :

$$(A) \text{ donne } M = L_3 \sqrt{\frac{R_e}{R_p}} = k \sqrt{L_3 L_4}$$

$$\text{soit } k^2 = \frac{L_3 R_e}{R_p L_3 L_4} = \frac{L_3 R_e}{L_4 R_p} \quad (A')$$

$$(B) \text{ donne } M = \frac{\sqrt{R'_3 R_e}}{\omega} = k \sqrt{L_3 L_4}$$

$$\text{soit } k^2 = \frac{R'_3 R_e}{\omega^2 L_3 L_4} = \frac{1}{Q_3 Q_4} \quad (B')$$

En égalent (A') et (B') on a :

$$\frac{L_4}{L_3} = \frac{R_e}{R_p} \left[Q_3 Q_4 \right] \quad (C)$$

relation qui donne le rapport des selfs L_3 et L_4 en fonction des résistances et des coefficients de qualités des 2 circuits.

III - 1 - 2 Mesures

Le montage utilisé pour les mesures est schématisé Fig. III-8

La fig. III-9 indique le branchement du wattmètre HF directionnel, utilisé également au cours des mesures.

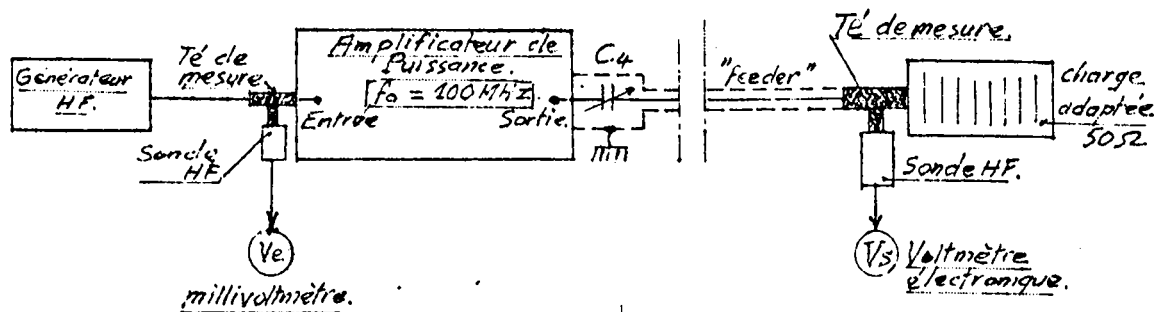


Fig. III-8

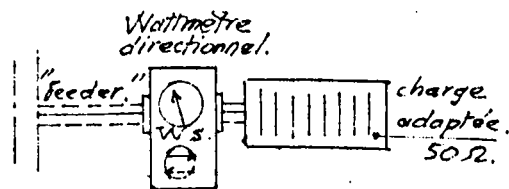


Fig. III-9

Recherche du couplage optimum

L'amplificateur est faiblement chargé : couplage $L_3 L_4$ au minimum, c'est-à-dire M faible et inférieur à M_0 (couplage optimum).

Nous accordons alors successivement les 3 étages de l'amplificateur puis le circuit de sortie $L_4 C_4$. Après accord parfait nous notons le premier couple de valeurs : V_s et M .

Nous donnons ensuite une autre valeur à M , plus grande que la précédente nous notons de nouveau V_s et M , et ainsi de suite (l'accord des circuits et la tension d'entrée ne sont pas modifiés).

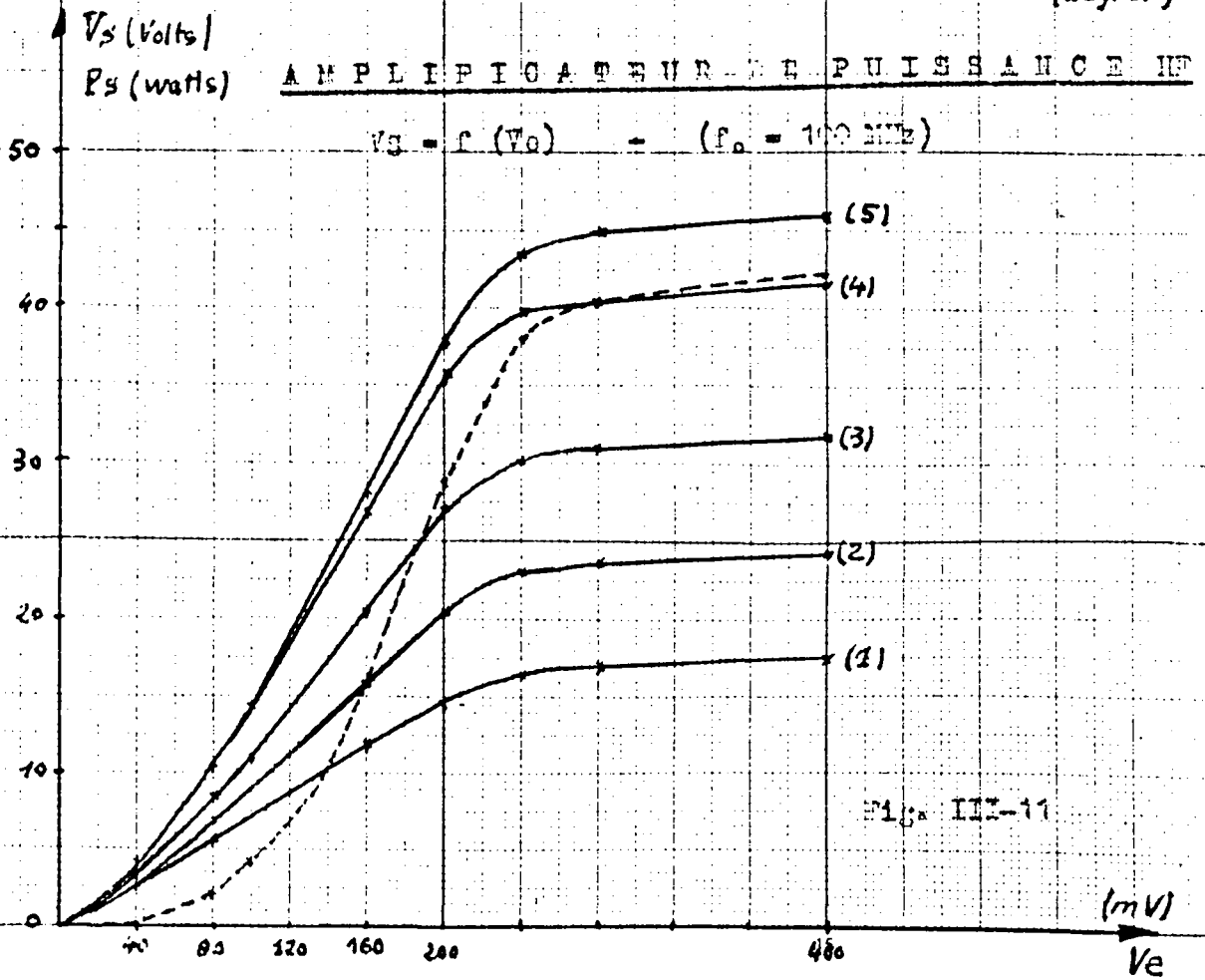
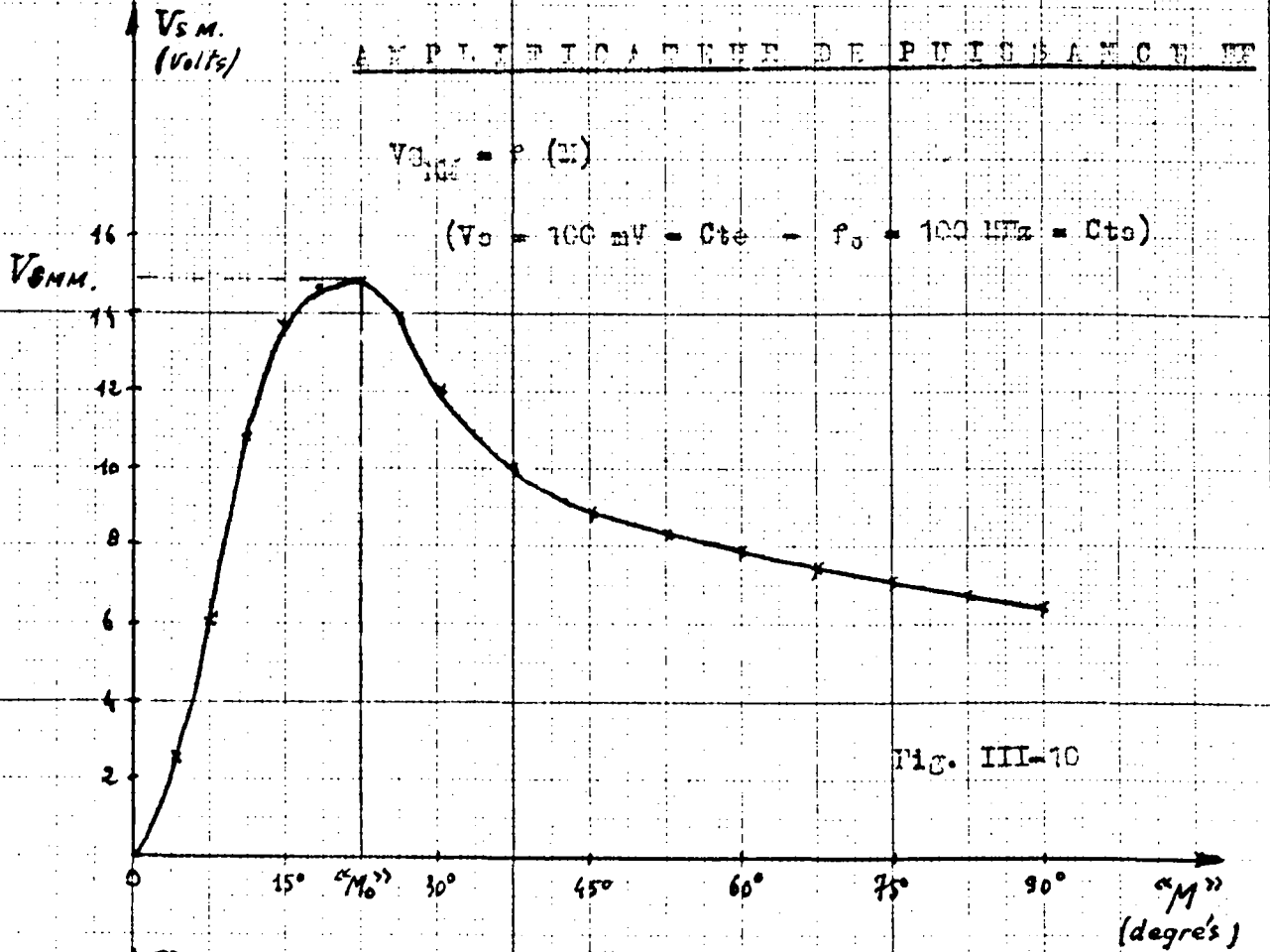
Nous obtenons la courbe classique de variation de V_s en fonction de M (Fig. III-10). L'angle de rotation de la boucle L_4 correspondant au couplage critique M_0 est de 20 degrés.

$$\text{Alors } M_0 = \frac{\sqrt{R_3 R_e}}{\omega}$$

Ce couplage M_0 (20°) est conservé pour toute la suite des essais.

Courbe de réponse en tension

La connaissance de la courbe des variations de la tension V_s



aux bornes de la charge adaptée, en fonction de la tension V_e d'entrée de l'amplificateur est notre courbe de "référence" pour la suite des mesures.

Nous avons relevé point par point les courbes $V_s = f(V_e)$ à fréquence constante, et pour les 5 positions possibles du commutateur de réglage de puissance de sortie. (voir chapitre précédent - "Réalisations").

La figure III-11 donne ces courbes.

Du réseau de courbes précédent nous déduisons et traçons la courbe de variation de P_s en fonction de V_e , soit : $P_s = \frac{V_s^2}{R_e} = \frac{V_s^2}{50} = f(V_e)$

dans le cas particulier de la position (5) du commutateur de puissance. C'est cette courbe qui, en fait nous servira de référence dans la suite de ce travail.

Nous remarquons que pour $V_e > 200$ mV l'amplificateur se sature et n'est plus linéaire.

Bande passante

Nous avons relevé les courbes de réponse de l'amplificateur en fonction de la fréquence de la tension d'excitation. Elles sont données Fig. III-12. Quatre courbes sont tracées à $V_e = Cte$ et pour la position (5) du commutateur de puissance.

Nous notons les bandes passantes :

Tension d'entrée de l'amplificateur	Bande passante à 3 dB
$V_e = 100$ mV = Cte	b \neq 460 KHz
$V_e = 200$ mV = "	b \neq 560 KHz
$V_e = 300$ mV = "	b \neq 680 KHz
$V_e = 400$ mV = "	b \neq 880 KHz

La bande passante de l'amplificateur reste relativement faible, même en régime de saturation ($V_e > 200$ mV).

Cette bande passante, est la résultante des bandes passantes des 3 étages, mais c'est principalement l'étage d'entrée qui détermine la sélectivité de l'amplificateur.

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE HF

Courbe de réponse : $V_g = f(f)$

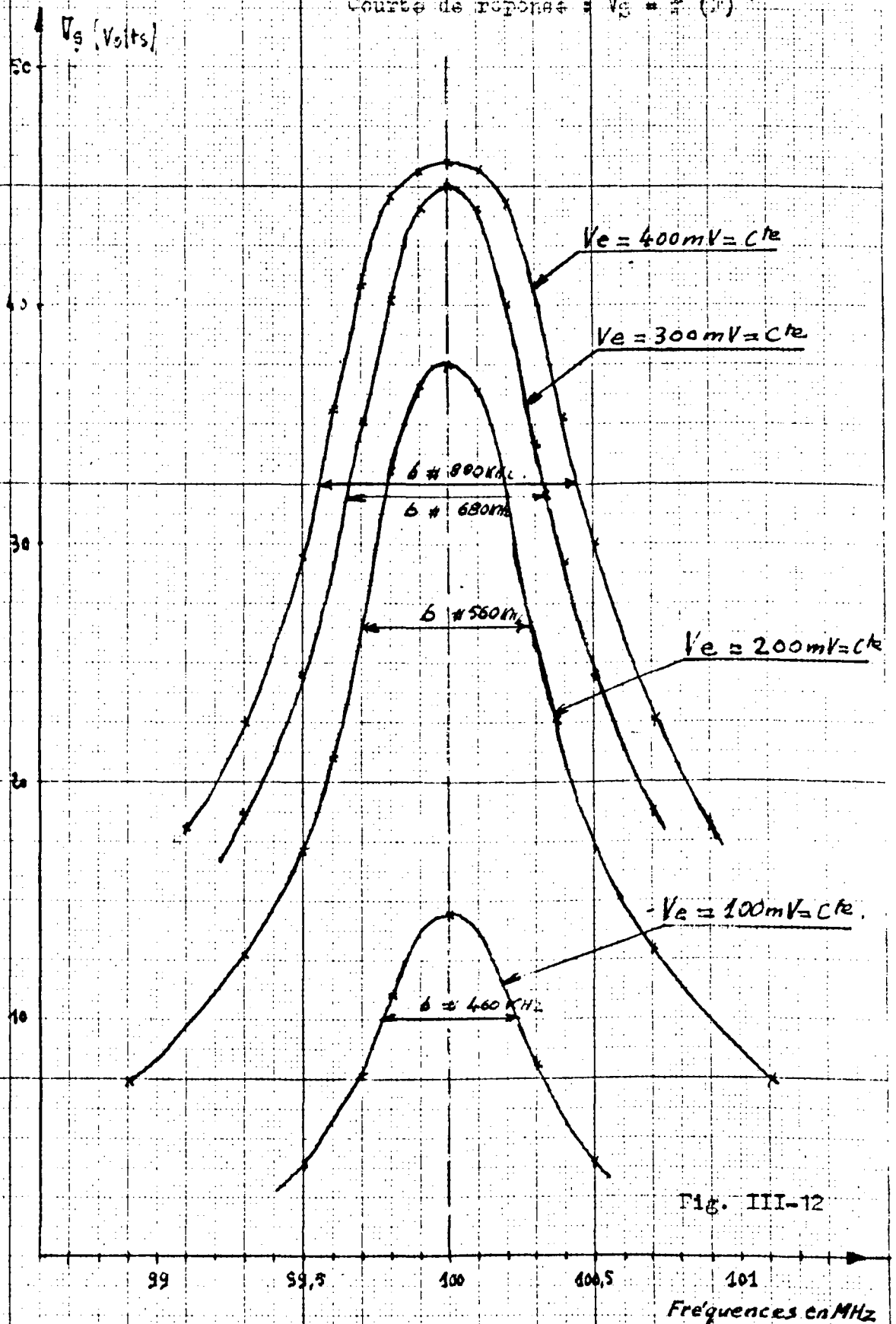


Fig. III-12

Puissance de sortie

Nous déduisons des courbes (Fig. III-11) pour $V_e = 400 \text{ mV} = Cte$ les puissances de sortie :

Position du commutateur de puissance	Puissance de sortie
(1)	P # 6 watts
(2)	P # 12 watts
(3)	P # 20,5 watts
(4)	P # 34,5 watts
(5)	P # 42 watts

La puissance HF de sortie est inférieure à la puissance prévue. La cause principale est la faible valeur du coefficient de couplage M_0 .

D'autres causes contribuent aussi à cette diminution de puissance : le rendement du tube final, les pertes du système de circuits enfichables, les pertes dans le feeder de transport d'énergie.

Remarque : le rendement du circuit couplé de sortie, est de 50 % au couplage critique, (théorie des circuits couplés). La relation donnant le rendement est :

$$\eta = \frac{M^2 \omega^2 / P_e}{R_3 + M^2 \omega^2 / P_e}$$

Elle nous montre que pour augmenter ce rendement, il suffit de donner de plus fortes valeurs à M . Toutefois nous devons conserver des valeurs raisonnables du coefficient de couplage pour éviter des distorsions importantes.

Rendement global de l'amplificateur

Ce rendement est défini par : $n = \frac{P \text{ utile dans la charge}}{P \text{ totale absorbée}}$

à 100 MHz, au couplage optimum M_0

à $V_e = 400 \text{ mV}$ la puissance utile vaut 42 watts.

La puissance absorbée est :

- puissances de chauffage et de ventilation 27,6 watts
- puissance d'alimentation hautes tensions 76 watts

soit: $n = \frac{42}{94} = 0,44$

$n = 44 \%$

III - 1 3 Puissance obtenue en régime impulsif

- fonctionnement en régime pulsé (fréquence constante) [6] [7]

Le dernier tube de puissance HF est "ouvert" par une impulsion rectangulaire appliquée sur sa grille écran. Comme ce tube est constamment alimenté en HF, le circuit oscillant de sortie sera excité par des impulsions de courant qui dureront le temps de l'impulsion haute tension. Nous représentons, Fig. III-13 l'allure des impulsions de courant effectivement appliquées au circuit oscillant symétrique de sortie.

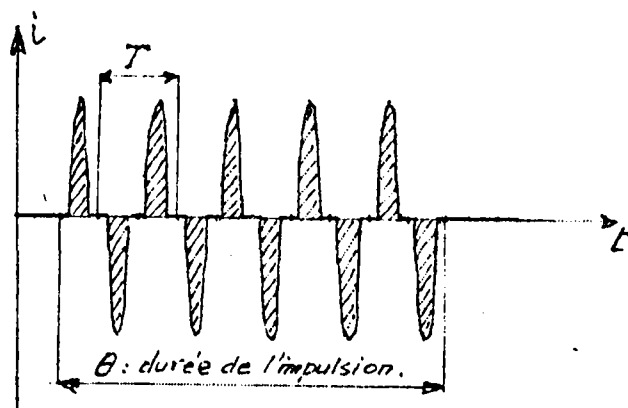


Fig. III-13

L'étude de la réponse du circuit couplé de sortie, excité par un tel signal est assez complexe (calcul opérationnel).

Considérons le circuit primaire alimenté par une tension ayant la forme d'une impulsion ou d'une discontinuité haute fréquence ; saut de 0 à $E \cos \omega t$.

(Fig. III-14)

Autrement dit, cherchons la réponse d'un filtre passe bande lorsque nous lui envoyons une discontinuité haute fréquence.

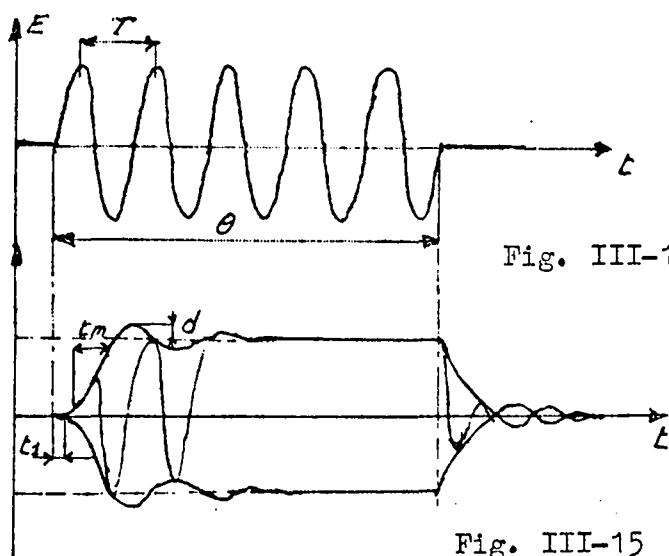


Fig. III-14

Nous trouvons alors un retard t_1 , une durée de montée t_m (inversement proportionnelle à la largeur de bande) et un dépassement "d", d'autant plus marqué que la courbe de régime permanent aura plus d'ondulations (Fig. III-15).

Les valeurs de ces divers paramètres sont déterminées ci-dessous.

Fig. III-15

Nous rappelons ici la loi de croissance ou d'extinction des oscillations libres dans le cas de circuits couplés accordés sur la même fréquence et d'amortissements égaux $\theta_1 = \theta_2 = \frac{2L}{R}$.

L'enveloppe des oscillations libres s'écrit, avec $p = \frac{\omega M}{\sqrt{R_1 R_2}}$ (indice de couplage) :

$$e_2(t) = 1 - e^{-t/\theta} \left(\frac{\sin pt/\theta}{p} + \cos \frac{pt}{\theta} \right)$$

Elle est représentée pour diverses valeurs de p par les courbes Fig. III-16 ci-contre.

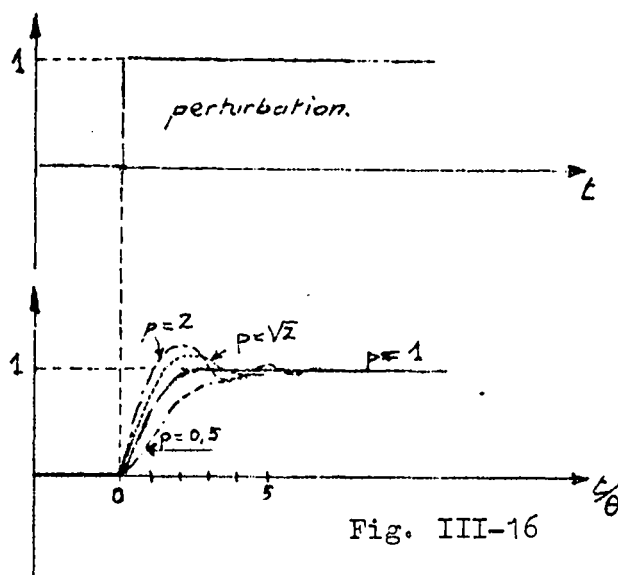


Fig. III-16

L'augmentation du couplage abrège la montée, mais ceci au prix d'un dépassement de plus en plus notable.

Dans notre cas, nous avons choisi $p = 1$ pour éviter ces dépassements. La fig. III-17 donne la forme du signal obtenu aux bornes de la charge adaptée de 50 ohms.

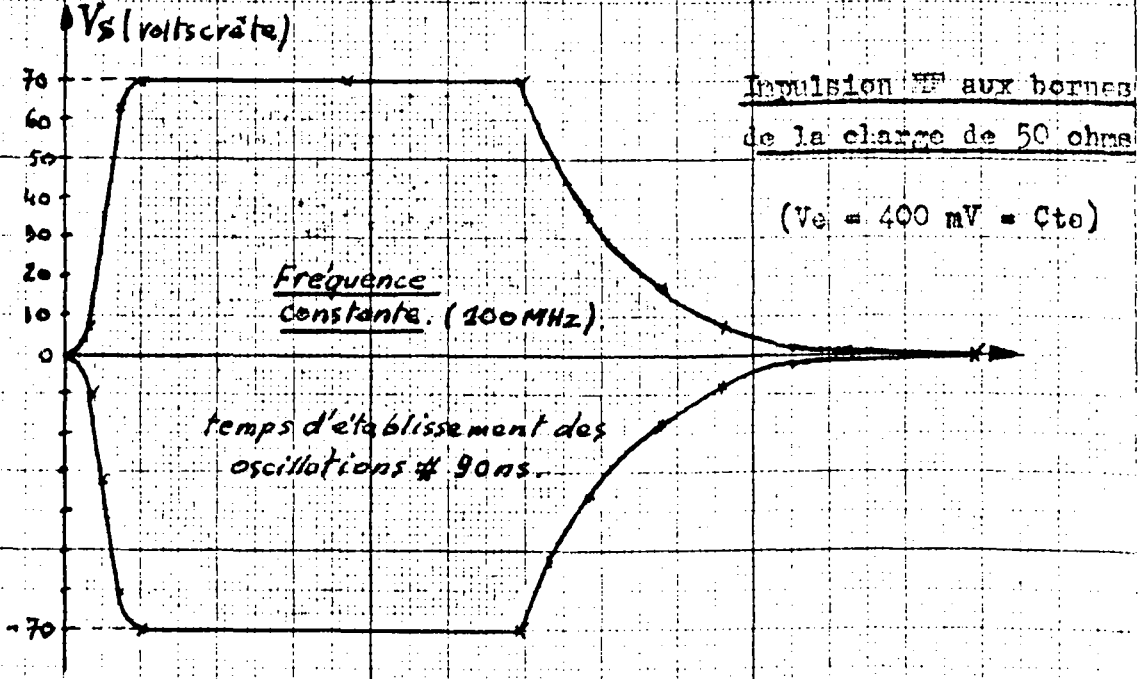
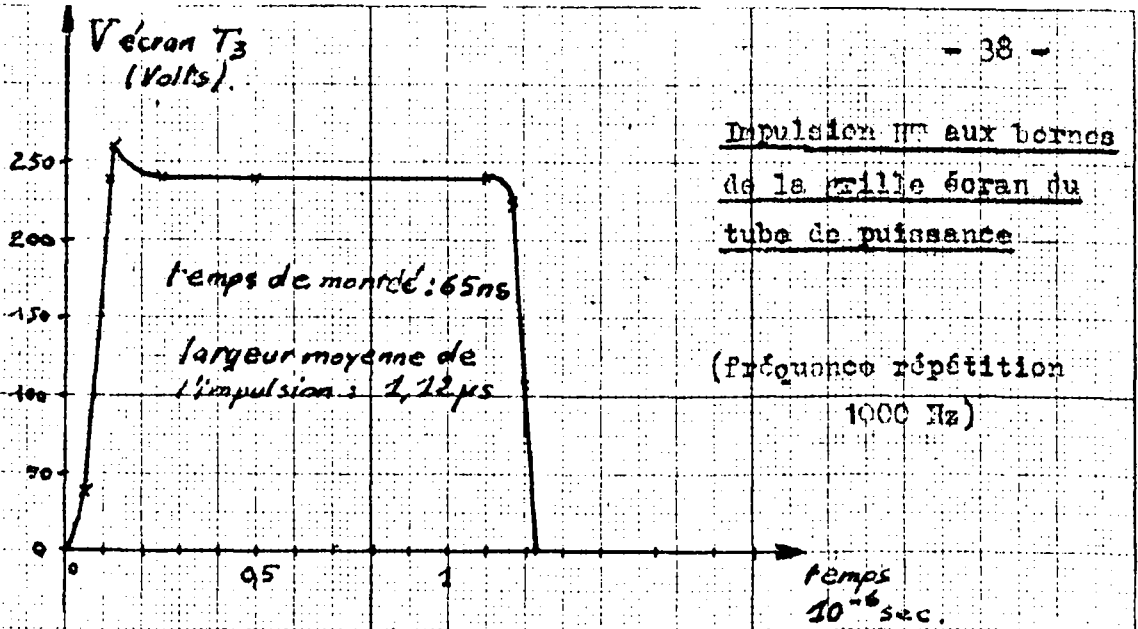
Nous ne relevons aucun dépassement, un temps de montée de 90 ns pour une impulsion de durée moyenne de 1,12 μ s.

- fonctionnement en régime pulsé (fréquence variable) [6]

Nous appliquons à l'entrée de l'amplificateur un signal Haute Fréquence d'amplitude constante et de fréquence variable. La variation de fréquence est linéaire comme le représente la fig. III-18

Le calcul des régimes transitoires avec ce mode de modulation est plus difficile. ..

On retrouve en général sensiblement les mêmes résultats qu'en modulation d'amplitude : retard, allongement et dépassement. Nous mentionnons le cas très particulier où un système sélectif est soumis à l'action d'une f.e.m. de fréquence variable avec le temps, variation linéaire et relativement lente par rapport à la variation sinusoïdale habituelle, c'est-à-dire : $e = E \cos (\omega t + 2\pi vt^2)$; ...
v étant la vitesse de variation de la fréquence, en Hz par seconde.



AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

FONCTIONNEMENT EN IMPULSIONS

L'action de cette f.e.m. dans un système sélectif de bande passante $b = f_2 - f_1$, n'introduira pas de perturbations, tant que la vitesse de variation sera petite par rapport à la vitesse, avec laquelle les oscillations peuvent s'établir ou disparaître dans le système.

Autrement dit, si la "durée de montée" (qui vaut sensiblement $t = \frac{1}{b}$) est beaucoup plus petite que la durée $\frac{b}{v}$ pendant laquelle la fréquence instantanée reste à l'intérieur de la bande passante (donc $v < b^2$), il est alors probable que le régime atteint, sera voisin du régime permanent.

Au contraire, si t est de l'ordre de $\frac{b}{v}$, la fréquence glissante passe dans la bande b en un temps de l'ordre de la durée du régime transitoire, l'amplitude atteinte et la sélectivité seront alors inférieures à celles du régime permanent.

Dans le cas présent nous avons : $v = 3 \cdot 10^9$ Hz/s

et si on prend $b = 500$ KHz

on voit que : $t = \frac{1}{b} = 2 \cdot 10^{-2} \ll \frac{b}{v} = 1,7$

La figure III-19 donne la forme du signal aux bornes de la charge adaptée de 50 ohms.

Puissance fournie à la charge adaptée

- en régime sinusoïdal

- la puissance utile (efficace) $P = \frac{V^2_{\text{eff}}}{R} = \frac{V^2_{\text{max}}}{2R}$

- en régime pulsé

- la puissance de crête : $P_c = \frac{V^2_{\text{max}}}{2R}$ durant l'impulsion

- la puissance moyenne est alors : $P_m = P_c \cdot \frac{\tau}{T}$ avec τ durée moyenne de l'impulsion

et T période de récurrence de l'impulsion.

- données numériques pour le fonctionnement pulsé à fréquence constante

$$P_c = \frac{70^2}{2 \cdot 50} = 49 \text{ watts} \quad \text{durant l'impulsion}$$

$$\text{et } P_m = 49 \cdot \frac{1,12 \cdot 10^{-6}}{10^{-3}} = 55 \text{ mW}$$

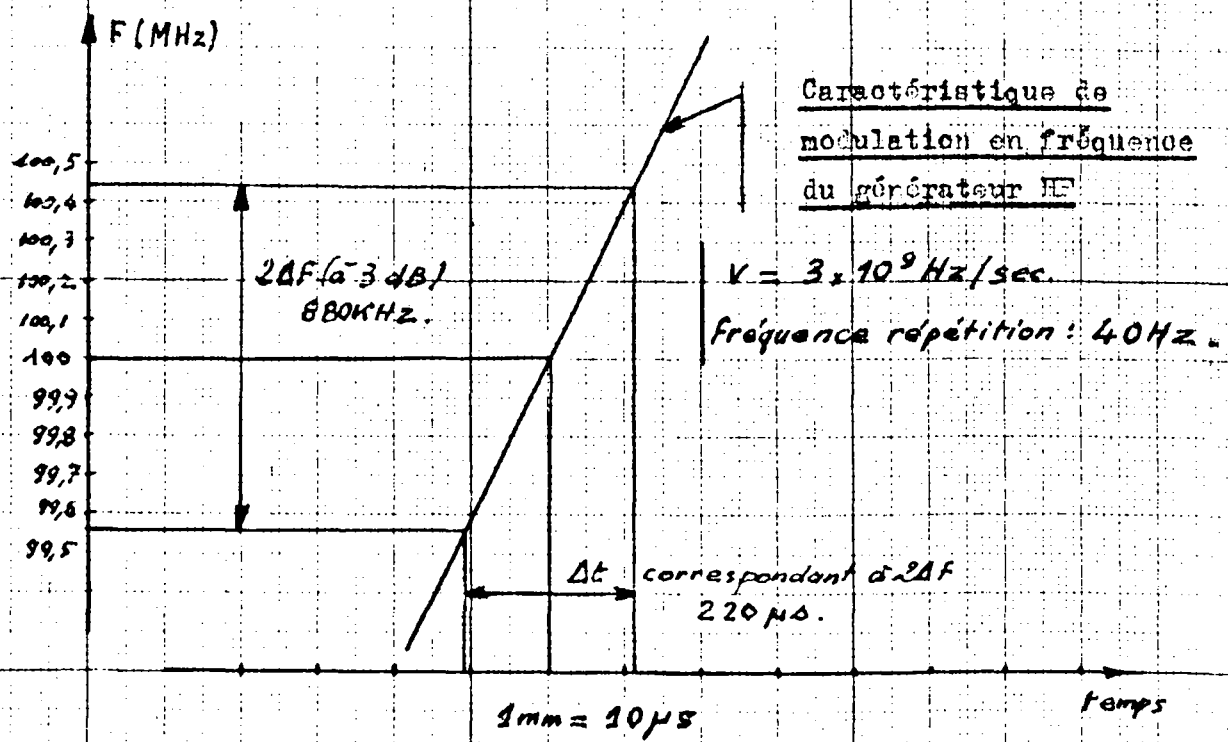


Fig. III-18

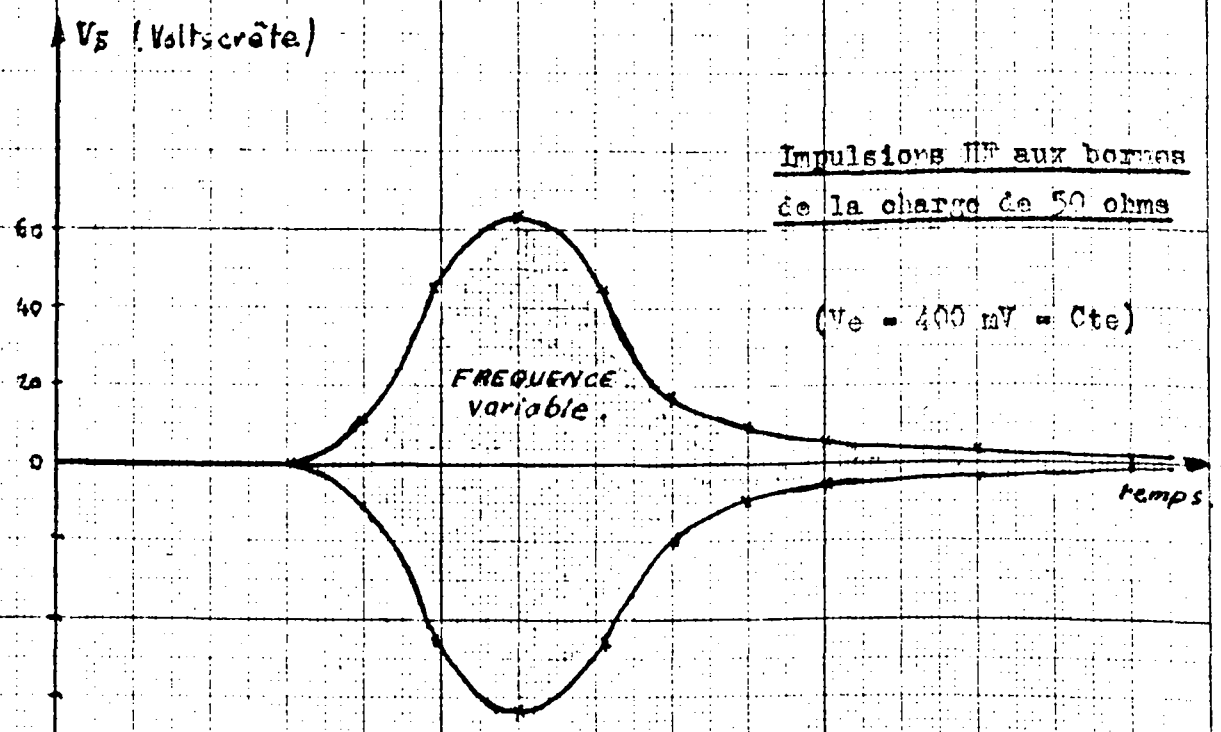


Fig. III-19

- Pour le fonctionnement pulsé à fréquence variable

$$P_c = \frac{63^2}{2 \cdot 50} \neq \underline{40 \text{ watts}} \quad \text{durant l'impulsion}$$

$$\text{et } P_m = 40 \cdot \frac{300 \cdot 10^{-6}}{25 \cdot 10^{-3}} = \underline{480 \text{ mW}}$$

III - 2 ETUDE DU "FEEDER" COUPLE A LA LIGNE RESONNANTE

III - 2 - 1 Nature de la charge à l'extrémité de la ligne

La charge prévue à l'extrémité de la ligne résonnante est un quartz piezoélectrique, émetteur d'ultrasons. Ce quartz est équivalent à la résonance mécanique à un dipole C.R. parallèle.

Afin d'étudier le comportement de la ligne et les possibilités d'adaptation de l'entrée de la ligne au feeder d'amenée d'énergie HF, nous avons simulé le quartz par un dipole R.C parallèle, monté en bout de ligne.

La figure III-20 donne le dessin de montage de ces éléments. La capacité C est constituée d'une tige cylindrique en cuivre rouge, entourée sur une partie de sa longueur d'une bague de téflon. Cette capacité est réglable de 5 à 35 picofarads environ.

La résistance R est constituée de 4 résistances de 22 K Ω à couche métallique, groupées en parallèle. Ces résistances conservent leur valeur à $\pm 3\%$, à la fréquence de 100 MHz et peuvent dissiper 1 watt chacune. Des valeurs de R plus élevées que 5,5 K Ω , pouvant d'une part conserver leur valeur en HF et d'autre part dissiper quelques watts sont difficiles à obtenir ou à construire.

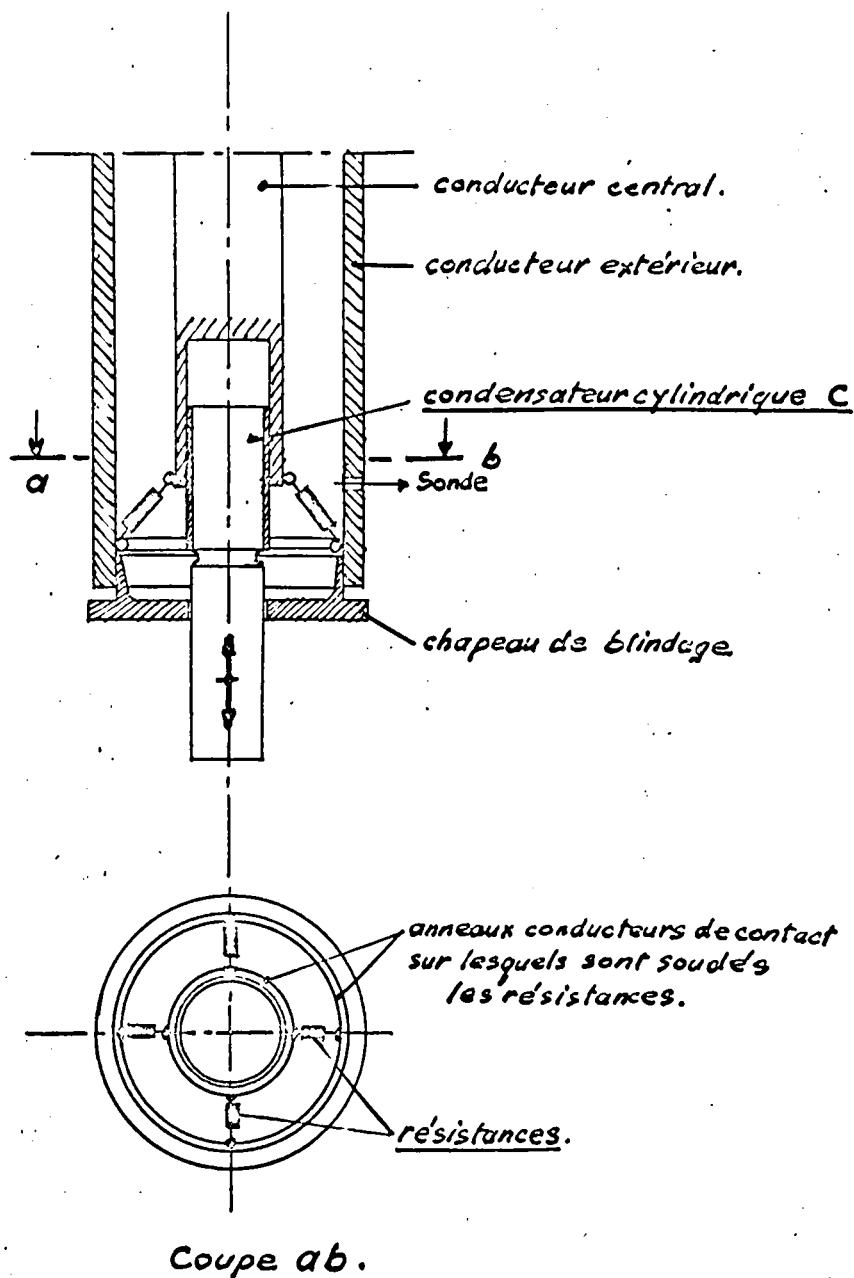
Nous nous sommes donc limités à R maximum = 5 500 ohms.

III - 2 - 2 Etalonnage d'une sonde de mesure de la tension en bout de ligne

La connaissance de la tension V_B à l'extrémité de la ligne, ou plus précisément aux bornes de la charge est très importante, elle permet de calculer la puissance dissipée dans la charge.

A cet effet, une sonde sensible au champ électrique est montée en permanence, sensiblement dans le plan de la charge (extrémité du conducteur central).

La connaissance exacte de la tension exige un étalonnage préalable de cette sonde. Nous avons effectué cet étalonnage à l'aide d'un voltmètre électronique dont la sonde de détection était en contact direct avec le conducteur central: ce montage est possible jusqu'à $V_B = 300$ volts efficaces. Au delà de 300 volts et jusqu'à 1 450 volts



Fig; III-20

Montage des éléments R et C à l'extrémité de la ligne résonnante.

efficaces, nous avons utilisé un diviseur capacitif de rapport de division connu.

La fig. III-21 donne le schéma électrique de la sonde détectrice qui est un détecteur parallèle.

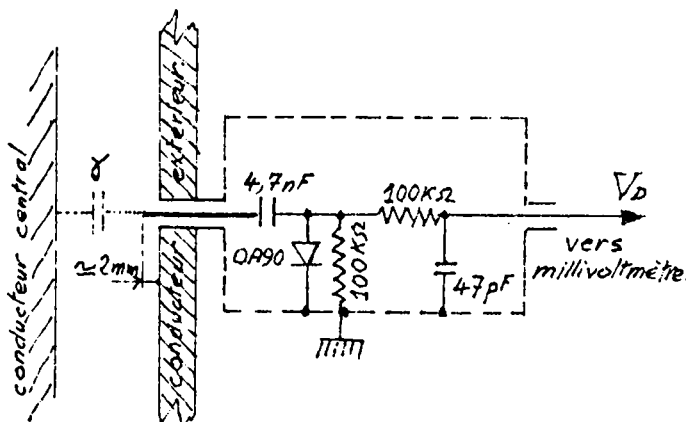


Fig. III-21

Le conducteur formant antenne pénètre dans la ligne d'environ 2 mm. La "capacité γ " de couplage est faible, donc les perturbations que la sonde peut amener en cours de fonctionnement sont parfaitement négligeables.

La figure III-22 donne la courbe d'étalonnage obtenue : V détecté en mV en fonction de la tension V_B en volts efficaces existant réellement à l'extrémité de la ligne.

III - 2 - 3 Mises en équations

a) Remarques préliminaires

Nous avons donné les grandeurs caractéristiques de la ligne résonnante : constantes linéiques, impédance caractéristique, longueur à vide et en charge pour les différentes fréquences envisagées, page 27

Ici, nous examinons le cas du couplage indirect feeder-ligne par une boucle d'excitation. Nous cherchons le schéma équivalent à constantes localisées de l'ensemble. Nous écrivons les conditions d'adaptation optimum et nous montrons que dans notre cas de réalisation, le transfert maximum d'énergie du primaire au secondaire ne semble pas possible.

Nous examinons ensuite le cas du couplage direct feeder-ligne, nous écrivons les équations correspondantes et déterminons les conditions d'adaptation, qui dans notre cas de réalisation semble possible.

Dans le but de simplifier les calculs, et les résultats, nous négligeons les pertes en lignes : ($\alpha = 0$) et $\gamma = j\beta$

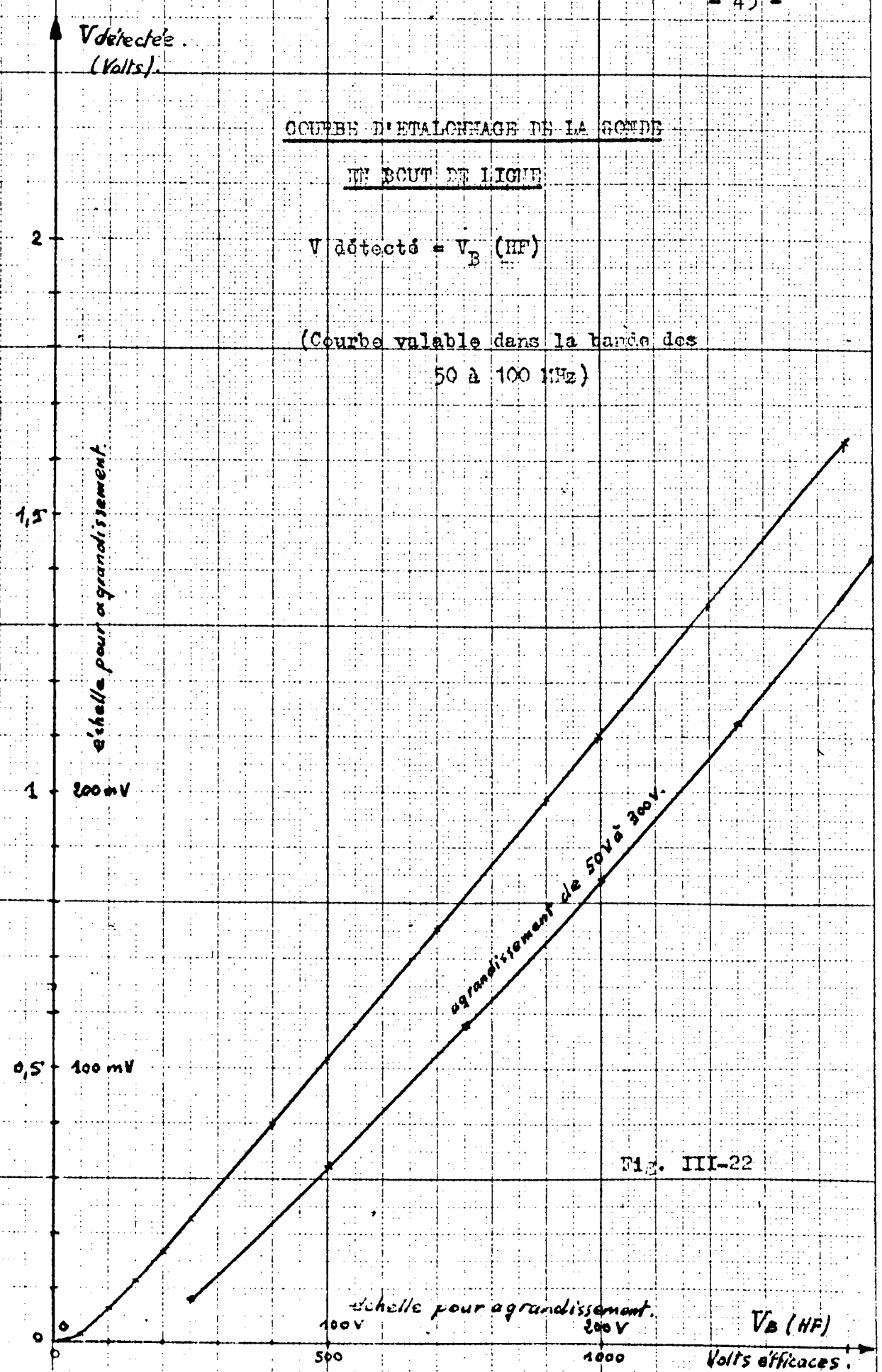


Fig. III-22

longueur de la ligne inférieure à λ) ; nous négligeons également l'impédance parasite due au piston de court-circuit, ainsi que celle due au détecteur en bout de ligne. L'exposé que nous donnons a pour but une première description des phénomènes.

b) Couplage par boucle. [5]

Nous pouvons au voisinage de la résonance, représenter la ligne résonnante (à vide ou chargée) dans un plan déterminé, par des éléments localisés. Le système de couplage "feeder-ligne" peut être représenté entre les plans AA' et CC', par un transformateur.

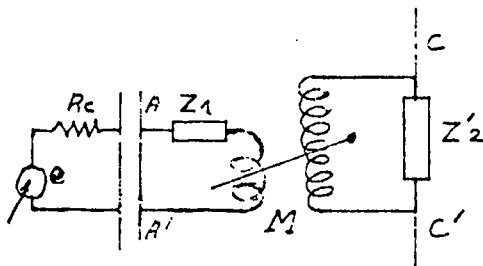
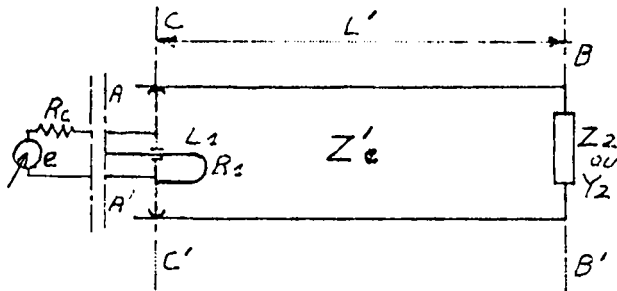


Fig. III-23

La longueur de la boucle reste faible devant la longueur d'onde nous pouvons alors admettre que le plan de cette boucle se confond avec le plan de court-circuit CC'.

Le schéma équivalent du transformateur, est donné figure III-23, avec :

$Z_1 = R_1 + jX_1$ impédance propre de la boucle et

$Z'_2 = R'_2 + jX'_2$, impédance ramenée de la charge (Z_2), dans le plan CC' par la ligne de longueur L' .

- Condition de résonance du secondaire

Le schéma équivalent du secondaire, est donné Fig. III-24 avec :

$Z'_1 = R'_1 + jX'_1$, impédance ramenée du primaire par le couplage et $Z'_2 = R'_2 + jX'_2$.

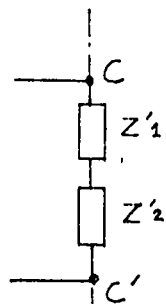


Fig. III-24

L'impédance totale au secondaire est donc : $Z'_1 + Z'_2$.

La condition de résonance du secondaire est réalisée pour :

$$X'_1 + X'_2 = 0$$

- L'impédance Z'_2 s'écrit : $Z'_2 = Z_c \text{th} [u_2 + j(v_2 + \beta L')]$ =

$$Z_c \frac{\text{sh } 2u_2}{1 + \cos 2(v_2 + \beta L')} + jZ_c \frac{\sin 2(v_2 + \beta L')}{1 + \cos 2(v_2 + \beta L')}$$

avec u_2 et v_2 , composantes circulaires de z_2 .

(z_2 est l'impédance réduite de la charge Z_2 par rapport à Z_c , impédance caractéristique de ligne résonnante).

$$z_2 = \text{th } \theta_2 = \text{th} (u_2 + jv_2)$$

Dans le cas présent v_2 reste faible alors : $\text{sh } 2u_2 = 2u_2$ et $\text{ch } 2u_2 = 1$

Il vient : $Z'_2 = Z_c \frac{2u_2}{1 + \cos 2(v_2 + \beta L')} + jZ_c \frac{\sin 2(v_2 + \beta L')}{1 + \cos 2(v_2 + \beta L')}$

$$= R'_2 + jX'_2$$

- L'impédance Z'_1 s'écrit :

$$Z'_1 = \frac{M^2 \omega^2}{Z_1} = \frac{M^2 \omega^2}{R_1 + jX_1} = \frac{M^2 \omega^2 R_1}{R_1^2 + X_1^2} - j \frac{M^2 \omega^2 X_1}{R_1^2 + X_1^2} = R'_1 + jX'_1$$

La condition de résonance s'écrit donc avec $Z_c = R_c$

$$X'_2 + X'_1 = R_c \frac{\sin 2(v_2 + \beta L')}{1 + \cos 2(v_2 + \beta L')} - \frac{M^2 \omega^2 X_1}{R_1^2 + X_1^2} = 0$$

En négligeant le terme X'_1 qui reste faible devant X'_2 , nous avons :

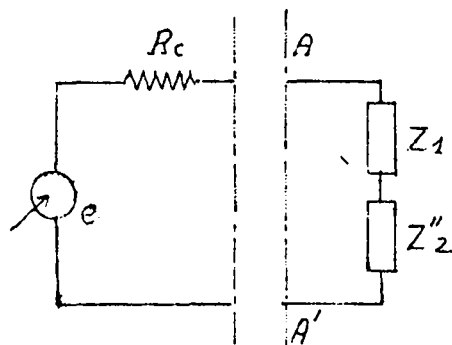
$$X'_2 = 0 = \sin 2(v_2 + \beta L') R_c$$

$$\text{soit } L' = \frac{\lambda}{2} - \frac{v_2}{2\pi} \lambda$$

relation donnant la longueur effective de la ligne résonnante.

- Condition d'adaptation

Le schéma équivalent au primaire est donné fig. III-25 avec $Z_1 = R_1 + jX_1$ et Z''_2 impédance ramenée du secondaire par le couplage :



$$Z''_2 = \frac{M^2 \cdot \omega^2}{Z'_2}$$

Pour qu'il y ait adaptation, il faut que l'impédance sur laquelle est fermé le "feeder" en AA' soit égale à l'impédance caractéristique de ce dernier.

Dans le plan AA' nous avons :

$$Z_{AA'} = Z_1 + Z''_2 = Z'_1 + \frac{M^2 \cdot \omega^2}{Z'_2}$$

à la résonance on a : $X_1 + X''_2 = 0$ et $Z_{AA'} = R_1 + \frac{M^2 \cdot \omega^2}{R'_2}$

Il faut donc que

$$R_1 + \frac{M^2 \cdot \omega^2}{R'_2} = R_c$$

Bien que R_1 soit faible, les valeurs de M nécessaires pour obtenir l'adaptation, ne sont pas réalisables avec la disposition de boucle adoptée : M reste inférieur à M_0 .

c) Couplage direct par prises [5]

Le schéma de principe est donné fig. III-26.

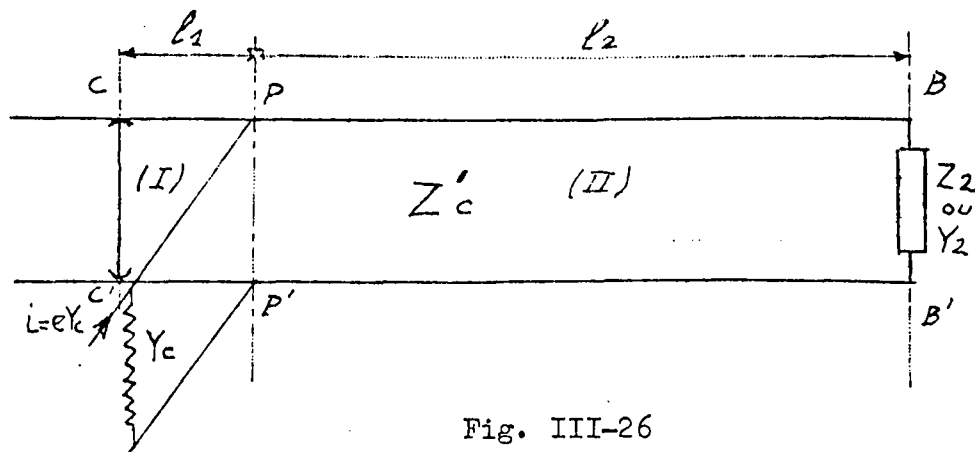


Fig. III-26

Dans un tel montage, les longueurs l_1 et l_2 des tronçons (I) et (II) doivent être telles que la somme des admittances ramenées dans le plan PP' soit égale à Y_c du feeder d'alimentation.

Dans le plan PP' on a : $Y_{PP'} = Y'(I) + Y'(II) + Y'(III)$
(avec $Y'(III)$ admittance due à l'excitation).

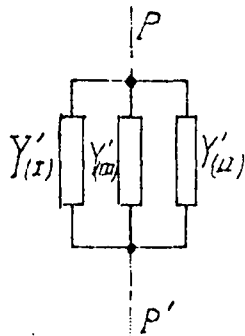


Fig. III-27

Le schéma équivalent dans le plan PP' est donné Fig. III-27.

A la résonance :

$$B'_I + B'_{II} + B'_{III} = 0 \quad \text{et il y aura}$$

adaptation si :

$$G_c = G'_I + G'_{II} + G'_{III}$$

Comme dans le calcul précédent, on pose :

$$y_2 = \frac{Y_2}{Y'_c} = \text{cth } \theta_2 = \text{cth } (u_2 + jv_2) = \text{th } \left[u_2 + j \left(v_2 + \frac{\pi}{2} \right) \right]$$

- L'admittance ramenée de la charge, dans le plan PP' est pour le tronçon (II) (origine plan BB') et u_2 faible :

$$Y'_{II} = Y'_c \text{coth } \theta_2 = Y'_c \frac{2u_2}{1 - \cos 2(u_2 + \beta l_2)} + jY'_c \frac{\sin 2(v_2 + \beta l_2)}{1 - \cos 2(u_2 + \beta l_2)} = \frac{G'_{II} + jB'_{II}}{1 - \cos 2(u_2 + \beta l_2)}$$

- L'admittance ramenée du court circuit dans le plan PP' est pour le tronçon (I) (origine plan CC')

$$Y'(I) = Y'_c \text{coth } \gamma l_1 = Y'_c \text{coth } j\beta l_1 = -jY'_c \cot \beta l_1 = -jB'(I)$$

- Nous négligeons l'admittance Y'_{III} ramenée par l'excitation.

Nous pouvons maintenant écrire la condition d'adaptation qui donnera les longueurs l_1 et l_2 des tronçons (I) et (II) de la ligne résonnante.

- La longueur l_2 du tronçon (II) doit être telle que l'on ramène en PP' :

$$G'(\text{II}) = Gc = Y'c \frac{2u_2}{1 - \cos 2(v_2 + \beta l_2)}$$

$$\text{soit : } \cos 2(v_2 + \beta l_2) = 1 - \frac{2u_2 Y'c}{Gc}$$

$$\text{en posant : } \cos \varphi = 1 - \frac{2u_2 Y'c}{Gc}$$

$$2(v_2 + \beta l_2) = \varphi \pm 2\kappa\pi$$

pour $\kappa = 1$

$$l_2 = \frac{\varphi}{4\pi} \lambda + \frac{\lambda}{2} + \frac{v_2}{2\pi} \lambda$$

- La longueur l_1 du tronçon (I) doit être telle que la somme des trois susceptances ramenées dans le plan PP' soient nulles :

$$B'_I + B'_{II} + B'_{III} = 0 ; \text{ en négligeant } B'_{III} \text{ on a : } B'_I + B'_{II} = 0 \text{ soit :}$$

$$\text{tg } \beta l_1 = \frac{1 - \cos 2(v_2 + \beta l_2)}{\sin 2(v_2 + \beta l_2)} = \frac{2u_2 \frac{Y'c}{Gc}}{\sin 2(v_2 + \beta l_2)}$$

après transformation nous écrivons :

$$\text{tg } \beta l_1 = \left[\frac{u_2 Gc}{Gc - Y'c u_2} \right]^{1/2}$$

et

$$l_1 = \frac{\lambda}{2\pi} \text{ Arc tg } \left[\frac{u_2 Gc}{Gc - Y'c u_2} \right]^{1/2}$$

III - 2 - 4. Résultats des mesures à fréquence fixe

L'amplificateur est toujours aligné sur la fréquence centrale de $f_0 = 100$ MHz, et la tension d'excitation reste constante pour toutes les mesures : $V_0 = 100$ mV = Cte

La ligne résonnante est terminée par le dipôle R.C. parallèle cité plus haut.

a) couplage par boucle

Le "feeder" d'alimentation en énergie HF est connecté sur la boucle variable de couplage par l'intermédiaire d'un "conducteur coaxial coulissant". (voir Fig. II-15 Chapitre II).

Pour la charge Z_2 considérée en bout de ligne :

$C_2 = 24$ pF et $R_2 = 5\ 500$ ohms en parallèle, le calcul donne

$$z_2 = 175 \cdot 10^{-4} - j\ 1,45 \quad \text{ou}$$

$$z_2 = \text{th} (u_2 + jv_2) = \text{th} (56 \cdot 10^{-4} + j\ 0,694\pi)$$

et $L' = 0,154 \lambda = 46,2$ cm pour la fréquence f_0 de 100 MHz.

Charge en place, nous réglons la ligne à la longueur L' calculée. Nous couplons faiblement par enfoncement de la boucle et nous accordons la ligne par variation de C_2 , à la fréquence de résonance f_0 .

Nous avons relevé par variation unique de M , la courbe de V détecté en bout de ligne, c'est-à-dire à une constante près la tension (V_B) aux bornes de la charge, en fonction de M . (M étant supposé proportionnel à la profondeur d'enfoncement de la boucle).

La courbe obtenue est donnée fig. III-28.

Nous constatons un maximum de V_D donc de V_B pour une valeur donnée de M .

- La tension maximum atteinte est $V_{B\text{max}} = 90$ volts efficaces, ce qui fait une puissance active dissipée dans la charge d'environ 1,5 watts.

Un wattmètre directionnel placé en série entre le feeder et le "conducteur coaxial coulissant", nous indiquait successivement les puissances absorbées et réfléchies par la charge.

V_d détecté en bout
de ligne résonnante

$$V_D = f(M)$$

(V_e amplificateur = 100mV = cte.)

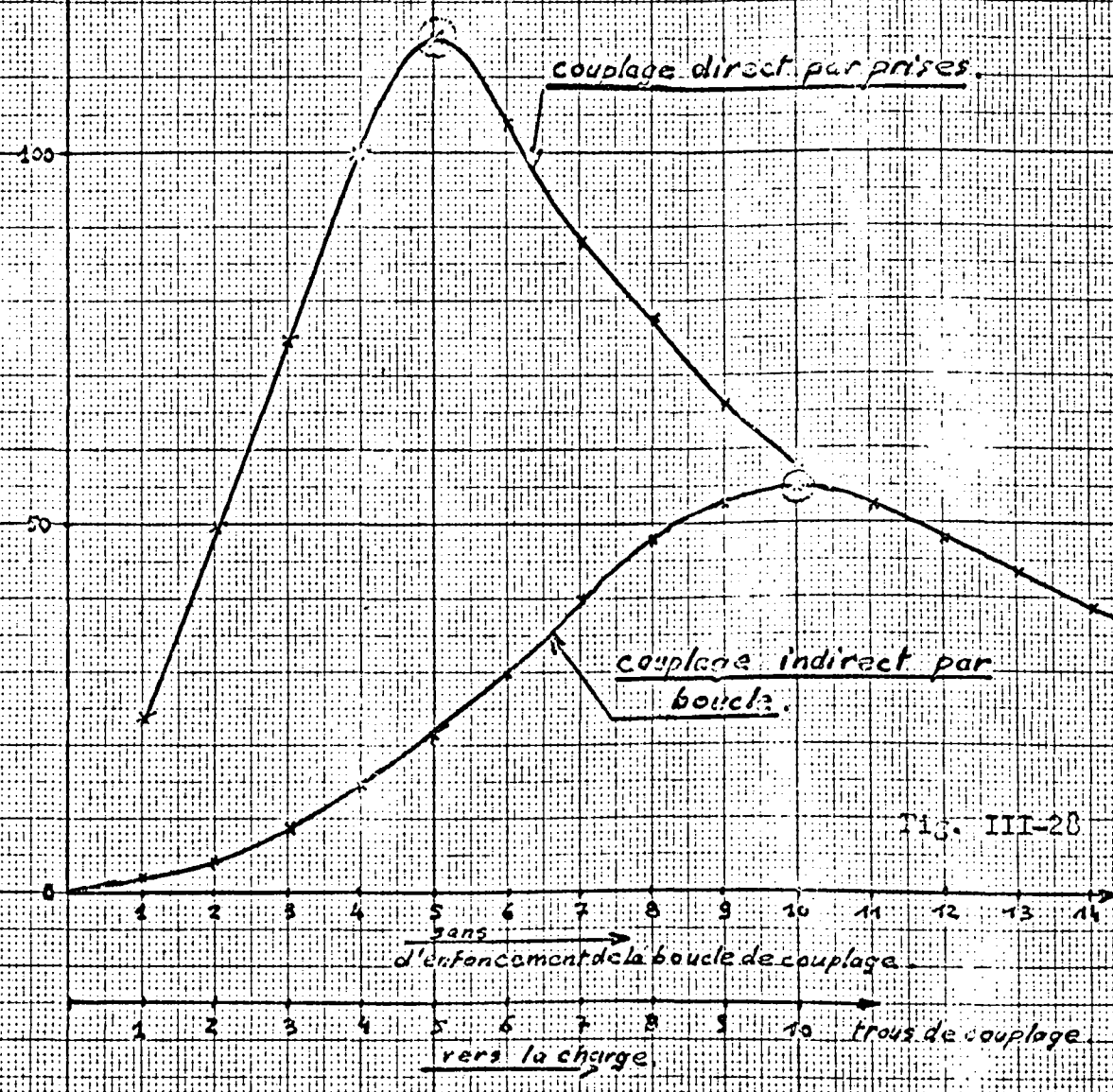


Fig. III-28

Nous avons constaté, comme le prévoit le calcul, que peu de puissance était absorbée par la ligne, et une partie importante était réfléchi.

Nous avons constaté également qu'en faisant varier la puissance de l'amplificateur par le "commutateur de puissance", la tension V_B ne suivait pas la même variation que V_S aux bornes de R_c dans le cas où le feeder était fermé sur son impédance caractéristique.

Ces constatations nous ont prouvé que l'adaptation feeder-entrée-ligne ne semblait pas possible, dans notre cas de réalisation. En conséquence, nous avons abandonné le système de couplage, d'une part pour les raisons précitées, d'autre part pour le manque de stabilité qu'il présente : instabilité électrique, (conducteur coaxial coulissant et contacts de la boucle de couplage également coulissant) et instabilités mécaniques.

b) Couplage direct

Le feeder est connecté à la ligne avec en série une capacité C (fig. III-29). Le rôle de la capacité C variable, est de parfaire l'accord

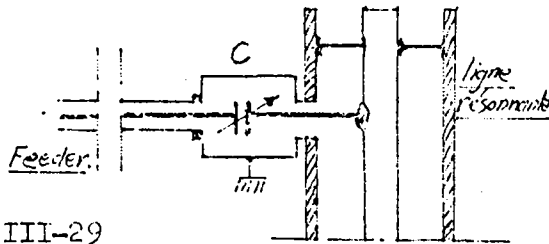


Fig. III-29

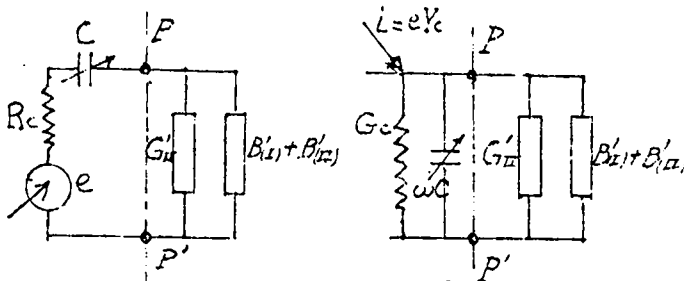


Fig. III-30

cord (maximum du courant d'excitation) c'est-à-dire, d'annuler toutes les susceptances dans le plan PP' (voir les calculs et fig. III-30). Ceci est en effet nécessaire car la variation des prises de couplage se fait par bonds. La valeur de cette capacité "série" peut varier de quelques pF à quelques dizaines de pF.

Toujours avec la même charge en bout de ligne, (R_2-C_2) le calcul donne les longueurs : $l_1 = 3,6$ cm
 $l_2 = 49,3$ cm

Charge en place, nous réglons la ligne à la longueur $l_1 + l_2$ calculée. Nous couplons faiblement l_1 minimum (prise de couplage près du court circuit) et nous accordons la ligne à $f_0 = 100$ MHz par variation de C_2 et C .

Nous avons relevé, par variation unique du couplage (par l_1) la courbe V détectée en bout de ligne donc la tension aux bornes de la charge, en fonction du couplage.

La courbe obtenue est donnée fig. III-28

La tension maximum atteinte est $V_{BM} = 150$ volts efficaces, ce qui fait une puissance active dissipée dans la charge d'environ 4,1 watts, valeur voisine de la puissance de référence qui était de 4,2 watts, pour $V_e = 100$ mV, le feeder étant fermé sur R_c (courbe de référence Fig. III-11)

Un wattmètre directionnel placé en série entre le feeder et la ligne, avant la capacité C , nous indique dans le sens "absorbé" 4,2 w. et dans le sens "réfléchi" sensiblement 0.

Cette fois avec variation de la puissance de l'amplificateur, (par le commutateur de puissance) la tension V_B suivait sensiblement la même variation que V aux bornes de R_c lorsque le feeder était fermé sur son impédance caractéristique.

Ces mesures nous montrent que l'adaptation-feeder-entrée ligne est pratiquement réalisée. Ce mode de couplage assure un transfert de puissance maximum, donc une tension maximum maximum aux bornes de la charge, et surtout une excellente stabilité mécanique.

La bande passante relevée charge en place est de $2\Delta f = 500$ KHz pour la charge et la puissance donnée.

Le rendement global ampli-charge est voisin de 40 %.

Remarques

Nous n'avons pas envisagé le problème de l'adaptation de la charge à la ligne.

Cependant, vu les valeurs relativement élevées des impédances de charge appliquées à l'extrémité de la ligne, nous sommes assez voisin de l'adaptation idéale, d'autant plus que la loi de l'adaptation n'est pas critique.

Nous pourrions en effet, tracer la courbe de variation de l'impédance de la ligne en fonction de sa longueur et chercher l'emplacement adéquat de la charge.

III - 2 - 5 Fonctionnement en régime pulsé

Les mesures ne concernent que le cas du couplage direct.

Régime pulsé (fréquence constante)

Nous excitons la ligne résonnante avec une onde approximativement rectangulaire de largeur moyenne $t_0 \approx 1 \mu s$ contenant de la HF pure de période $\frac{2\pi}{\omega_0} = 10^{-8} s.$ (fig. III-31)

Le spectre de fréquence d'un tel signal est principalement contenu dans une bande de fréquence:

$$\frac{2\pi}{t_0} \approx 6 \text{ MHz (Fig. III-32)}$$

[6]

La ligne possède, en charge, une bande passante $\approx 500 \text{ KHz}$, ce qui nous indique que notre signal sera déformé et n'atteindra pas son amplitude maximale.

Autrement dit, la constante de temps de la ligne en charge (constante de temps du circuit oscillant équivalent) est :

$$\theta = \frac{2Q}{\omega_0} = \frac{1}{\pi 2\Delta f} = 0,64 \mu s ;$$

nous constatons que $\theta \approx \frac{2}{3} t_0$, alors qu'il faudrait que $\theta \ll t_0$, pour que l'impulsion ne soit pas déformée.

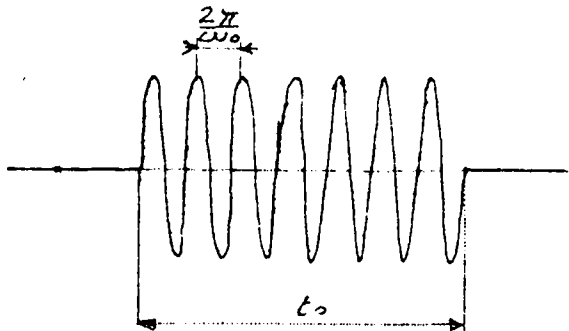


Fig. III-31

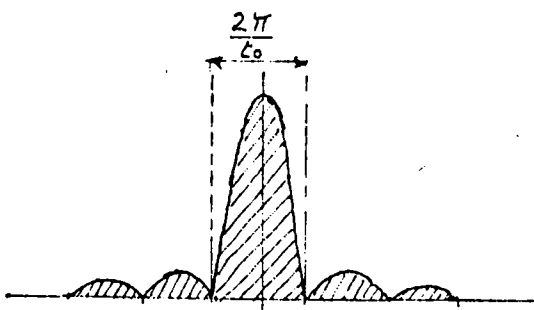


Fig. III-32

L'amplitude du signal obtenu en fonction du temps est donné fig. III-33 nous constatons bien que le régime permanent n'est pas atteint.

Nous relevons $V_B = 170$ volts crête aux bornes de la charge. Nous en déduisons une puissance de crête de $\frac{V_{max}^2}{2R} = 2,6$ watts durant l'impulsion.

Régime pulsé (fréquence variable) [6] [7] [3]

Nous excitons la ligne résonnante avec des impulsions ayant approximativement une forme en "cloche", de largeur B à 3 dB. Elles contiennent une onde modulée en fréquence (fig. III-34)

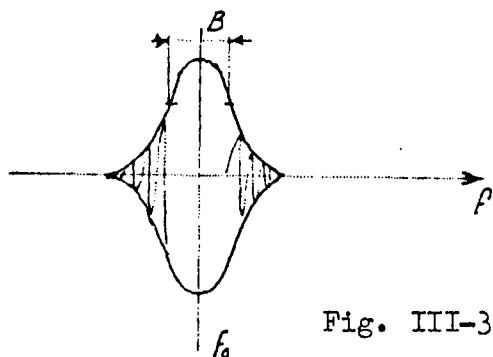


Fig. III-34

La ligne résonnante ayant une largeur de bande inférieure à B, aux bornes de la charge nous retrouverons sensiblement la même forme de courbe mais de largeur de bande à 3 dB inférieure à B.

La figure III-35 donne l'allure du signal obtenu en fonction du temps.

Nous relevons $V_B = 210$ volts crête, aux bornes de la charge.

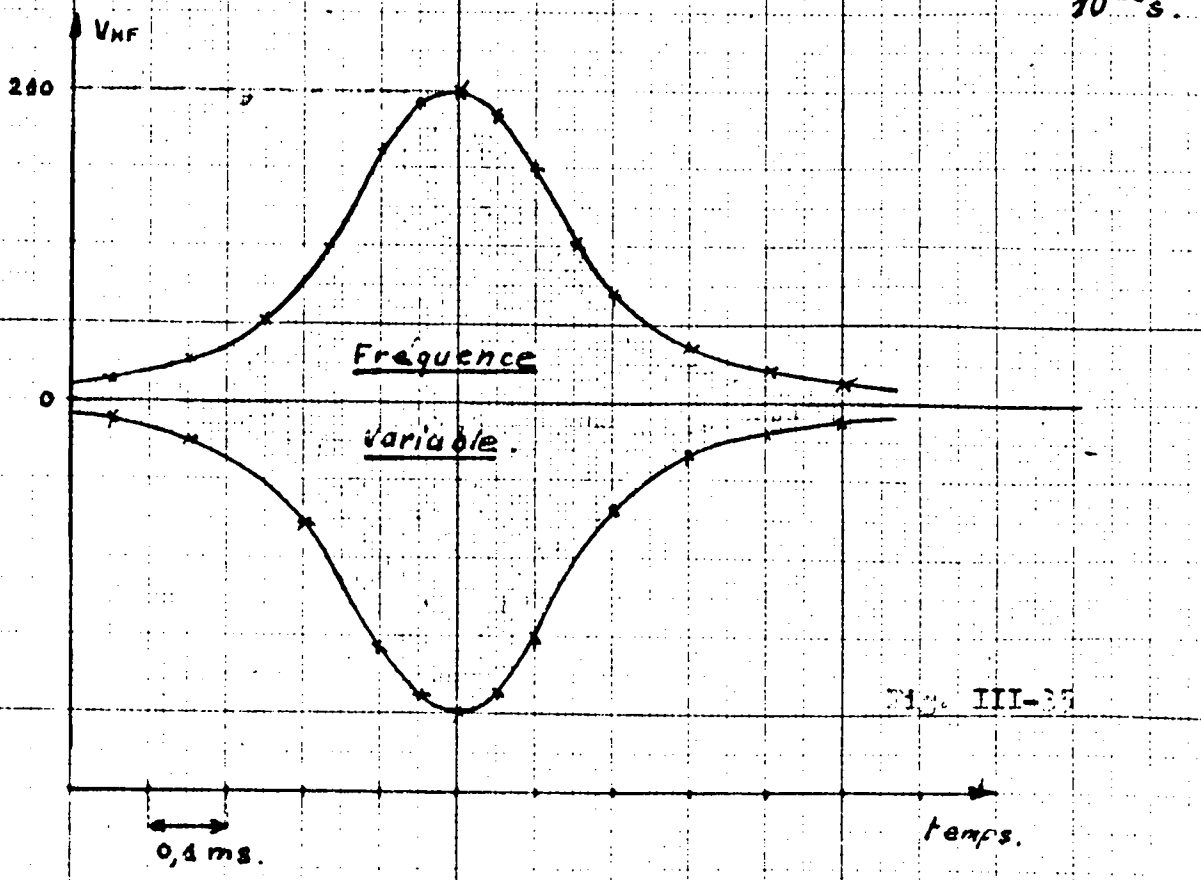
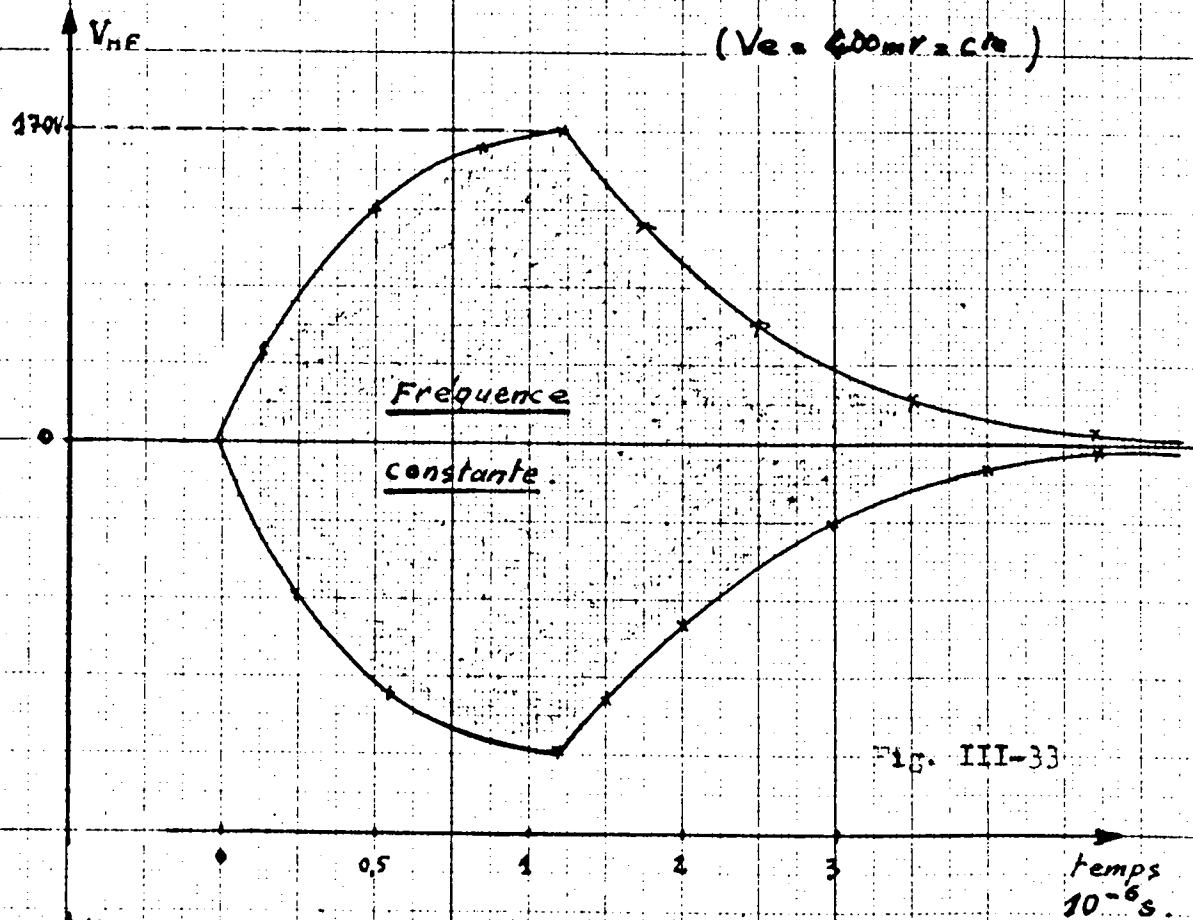
Nous en déduisons une puissance de crête de :

$$\frac{V_{\text{max.}}^2}{2R} = 4 \text{ watts durant l'impulsion.}$$

Remarque

Pour le régime pulsé, il faut que $t_0 \gg \theta$ pour atteindre un régime permanent. Il faut donc modifier le générateur d'impulsion, ce qui sera fait ultérieurement.

IMPULSIONS AUX BORNES DE LA CHARGE



DEUXIEME PARTIE

PRODUCTION D'ULTRASONS

CHAPITRE - IV -

GENERALITES

IV - 1 QUARTZ EMETTEUR D'ULTRASONS

Nous avons par évaporation d'argent sous le vide, recouvert les deux faces principales de chaque disque de quartz utilisé dans ce travail. Le dispositif original de fixation du quartz émetteur est représenté fig. IV-1. La face "non active" du quartz vient s'appuyer sur une pièce de cuivre, soigneusement polie sur ses deux faces parallèles. Ce cylindre de cuivre est introduit sous serrage fort dans le conducteur central de la ligne résonnante : le contact électrique sur cette face est ainsi établi.

La "face active" du quartz se trouve en contact avec le conducteur extérieur (masse) par l'intermédiaire d'un piston de court-circuit. Le contact électrique sur cette face est donc assuré, de plus le piston et la métallisation assurent un blindage total de l'extrémité de la ligne.

Le quartz est serré par un système de trois vis et ressorts qui permet un positionnement du cristal facile et reproductible après démontage.

Une bague en téflon maintient le quartz en translation au cours du démontage et remontage de celui-ci.

Remarques

1) Il est nécessaire d'appliquer le champ électrique exciteur perpendiculairement aux faces du quartz. Autrement dit, il faut soigner la répartition des lignes de champ électrique. Ces lignes de champ doivent dans la mesure du possible, traverser le quartz perpendiculairement à ses faces, avant de se refermer à la masse.

Nous avons donc fermé le conducteur central par un cylindre en cuivre et métallisé le quartz sur ses deux faces principales.

2) Du point de vue ultrasons, la face "non active" du quartz émetteur doit être montée de façon telle qu'il y ait réflexion totale des ondes ultrasonores sur cette face.

Autrement dit, il faut que l'impédance acoustique offerte par le milieu de couplage soit le plus faible possible (réflexion totale). L'air présente une impédance acoustique faible : $\rho v \approx 440 \text{ kg m}^{-2} \text{ s}^{-1}$, alors qu'un métal tel que l'acier a un ρv environ 10^5 fois plus élevé.

Nous savons d'autre part que si le quartz est chargé par une couche d'air d'épaisseur $e > \lambda$ la réflexion est assurée et il n'y a pas de perturbations ($\lambda = \frac{v. \text{ultrasons}}{\text{fréquence}}$). [9]

A 100 MHz, nous devons avoir $e > 3,4$ microns. Nous pensons

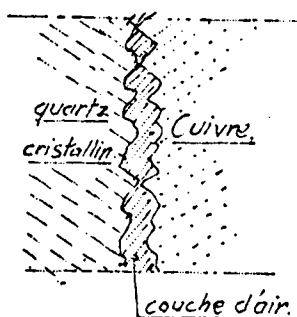


Fig. IV-2

que cette condition est satisfaisante. Examinons le dessin fig. IV-2 qui représente l'allure d'un agrandissement des surfaces de quartz et de cuivre en présence. Les faces bien que polies (vrai pour le cuivre) présentent des aspérités suffisantes pour qu'une couche d'air de $3,4 \mu$ et plus, existe.

IV - 2 TRANSMETTEUR D'ULTRASONS

Le matériau capable de transporter l'énergie ultrasonore à une distance déjà appréciable (jusqu'à 0,30 m dans notre cas à 100 MHz) sans pertes trop importantes, est le quartz de silice fondu.

Nous avons donc utilisé des barreaux de quartz fondu comme transmetteur.

Couplage mécanique quartz émetteur-transmetteur

Le problème important est l'étude de l'adaptation de l'impé-

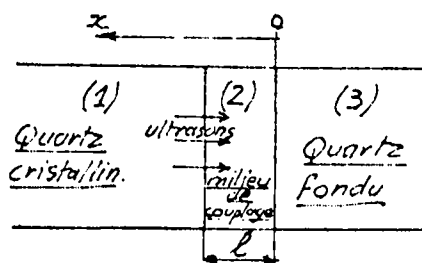


Fig. IV-3

dance acoustique de couplage quartz-charge. Nous avons le montage schématisé Fig. IV-3. [9]

Nous pouvons déterminer la longueur l , pour qu'il n'y ait pas de réflexion dans le milieu (1) ou encore pour que toute l'énergie soit transmise au milieu (3).

L'impédance du milieu (3) vue par le milieu (2) est

$$Z(x) = Z_2 \frac{Z_3/Z_2 + j \operatorname{tg} kx}{1 + j Z_3/Z_2 \operatorname{tg} kx}$$

Pour qu'il y ait adaptation, il faut que $Z(1) = Z(1)$ soit

$$Z_1 = Z_2 \frac{Z_3/Z_2 + j \operatorname{tg} kl}{1 + j Z_3/Z_2 \operatorname{tg} kl}$$

$$Z_1 + j \frac{Z_1 Z_3}{Z_2} \operatorname{tg} kl = Z_3 + j Z_2 \operatorname{tg} kl$$

$$Z_1 - Z_3 = j \operatorname{tg} kl \left(Z_2 - \frac{Z_1 Z_3}{Z_2} \right)$$

comme Z_1 cristallin = $14,82 \cdot 10^{-6}$

Z_3 fondu ~~14,84~~ $14,84 \cdot 10^{-6}$

Nous avons $Z_1 - Z_3 \neq 0$

et il y aura adaptation si

$\operatorname{tg} kl = 0$ soit

$$1 = \frac{\lambda}{2}$$

Nous remarquons que l'adaptation est alors indépendante de la nature du milieu (2) de liaison.

Dans notre cas il nous est difficile de contrôler l'épaisseur du milieu interposé (vaselino)

IV - 3 DETECTEUR OU CAPTEUR D'ULTRASONS

Le quartz fondu transmet la vibration ultrasonore à un quartz récepteur qui possède la même fréquence de résonance mécanique que le quartz émetteur.

Le problème du couplage mécanique : quartz fondu transmetteur-quartz récepteur, est identique au précédent.

Il est également nécessaire d'assurer un parallélisme quasi parfait entre toutes les faces en regard des éléments émetteur, transmetteur et récepteur.

La figure IV-1 donne le dessin de réalisation et de montage de ce détecteur ; ce dernier est complètement blindé.

La vibration ultrasonore excite le quartz récepteur qui va transformer cette énergie en énergie électrique. La tension électrique

HF apparaissant est détectée électriquement avant d'être observée.

Ce détecteur est un détecteur "série". Son schéma est donné Fig. IV-4.

Nous précisons bien, que la tension électrique détectée (V) est une "image" de la vibration du quartz émetteur, après propagation à travers le quartz récepteur et le transmetteur.

(L'information obtenue n'est donc qualitative.

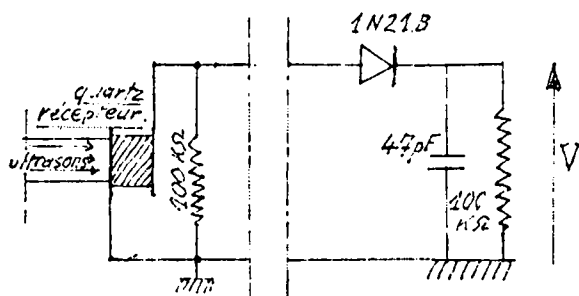


Fig. IV-4

CHAPITRE - V -

V - 1 Notions

La ligne résonnante est chargée par le quartz émetteur. La figure V-1 donne le schéma correspondant.

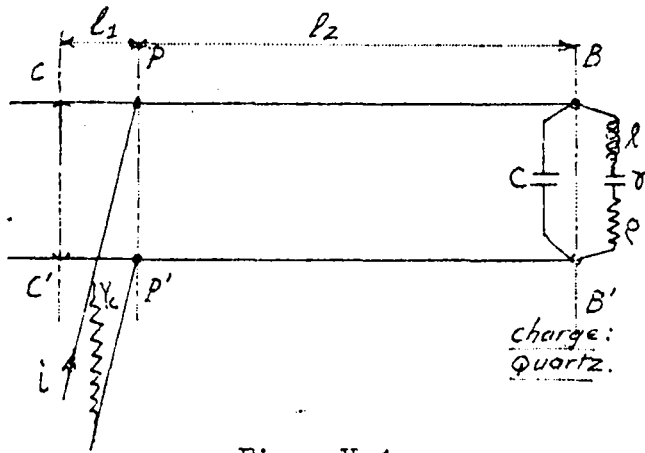


Fig. V-1

Afin de ne pas détériorer le cristal, le fonctionnement en régime impulsionnel est obligatoire (puissance moyenne faible).

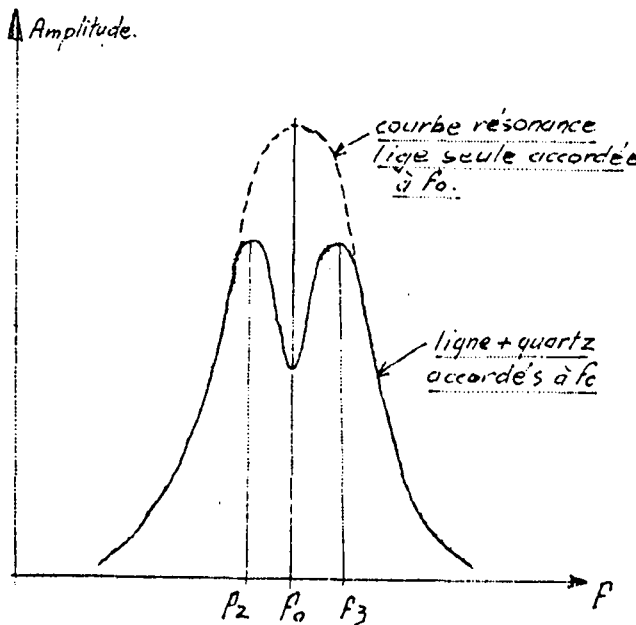
Nous sommes en présence de deux résonateurs couplés (ligne et quartz). Pour obtenir le maximum de tension à f_0 ($f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 Y}}$ résonance mécanique du cristal)

le résonateur "ligne" est accordé à la même fréquence f_0 .

La courbe de la tension aux bornes du cristal (extrémité de la ligne) en fonction de la fréquence, prend un aspect symétrique fig. V-2. [10]

Cette courbe est caractérisée par une "crevasse" dont le minimum correspond à f_0 et les deux maxima de tension à f_2 et f_3 .

La somme des impédances ou des admittances, ramenées dans le plan BB' ou dans le plan PP' varie beaucoup autour de la fréquence f_0 . L'étude théorique de cette variation n'est pas effectuée ici.



Comment est obtenue cette courbe ?

Fig. V-2

A la fréquence f_0 , le schéma devient celui de la figure V-3. Nous retrouvons le problème de la ligne résonnante chargée par un dipole Capacité-Résistance "parallèle". (Chapitre III.)

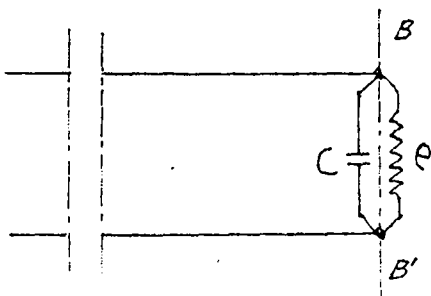


Fig. V-3

Nous pouvons apprécier la valeur de la résistance, R_p équivalente au quartz à partir des essais de la ligne chargée par des résistances R pures.

Nous devons adapter au mieux pour la valeur de tension minimale correspondant à la fréquence f_0 .

En régime pulsé (fréquence constante) l'adaptation est réalisée pendant le temps que dure l'impulsion.

En régime pulsé (fréquence variable) l'adaptation est réalisée au mieux pendant le temps correspondant au passage sur la fréquence f_0 contenue dans l'impulsion.

V - 2 Mesure de la résistance équivalente au quartz émetteur à la résonance mécanique [10]

Nous avons effectué les mesures de la résistance équivalente d'un quartz émetteur, à la résonance, sur le 25ème harmonique (fondamental 4 MHz) dans deux cas :

- le quartz à vide
- le quartz couplé à un barreau de quartz fondu (milieu de couplage : vaseline)

Pour cela, nous avons excité la ligne à tension constante, à fréquence variable, et sous faible puissance.

Nous faisons coïncider la fréquence de résonance de la ligne (réglage par sa longueur) et la fréquence de résonance mécanique du cristal. La courbe obtenue a un aspect symétrique et comporte une "crevasse"

Nous notons alors la tension minimum, ou, sur l'oscilloscope, la hauteur h correspondant sensiblement à la résistance ρ .

Nous remplaçons le cristal de quartz par un dipole parallèle tel que :

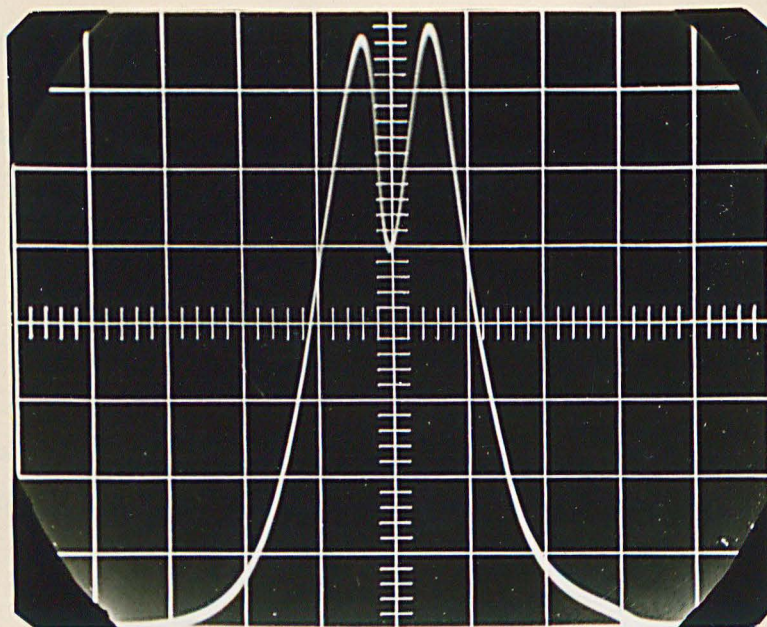
C nous donne l'accord à la même fréquence f_0 .

R nous donne une hauteur de courbe de résonance égale à la hauteur h précédente. Nous avons alors $R \approx \rho$.

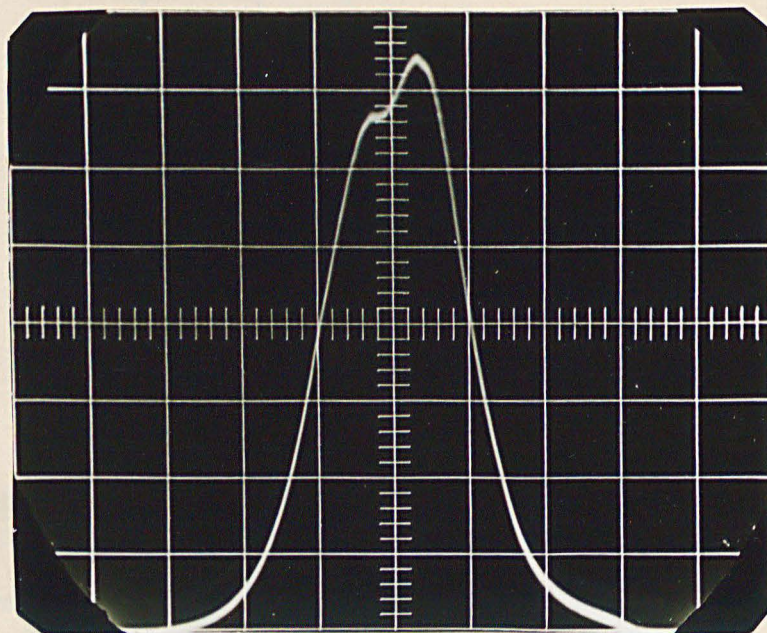
Les valeurs numériques obtenues pour un des quartz utilisés dans ce travail sont par exemple :

- quartz à vide ; $\rho = 13 \text{ K}\Omega \pm 5 \%$
- quartz chargé (au mieux) $\rho = 28 \text{ K}\Omega \pm 5 \%$ (semble être une valeur maximum)

Nous trouvons à la page suivante une reproduction des photographies donnant l'allure de la tension à vide et en charge aux bornes du quartz émetteur.



Tension détectée aux bornes du quartz émetteur à vide.



Tension détectée aux bornes du quartz émetteur chargé.

Avec les réserves, précédentes sur ρ , R_a , R_e , la puissance de crête dans R_a peut s'écrire :

$$P_c (R_a) = \frac{V_M^2 R_a}{2 (\rho + R_a)^2}$$

Nous négligerons les pertes en ligne résonnante car le coefficient de qualité de la ligne à vide est grand. La puissance ainsi calculée est proportionnelle à V_M^2 et à R_a ; de plus, elle est d'autant plus importante que ρ est faible devant R_a . (crevasse profonde du quartz à vide).

Données numériques

à $f_0 = 100,8$ MHz pour la puissance maximale de l'amplificateur et pour $\rho = 13$ K Ω et $R_a = 15$ K Ω nous avons relevé :

- en régime pulsé (fréquence variable) :

$$V_M \simeq 1200 \text{ volts crête}$$

donc $P_c (R_a) \simeq 13,7$ watts

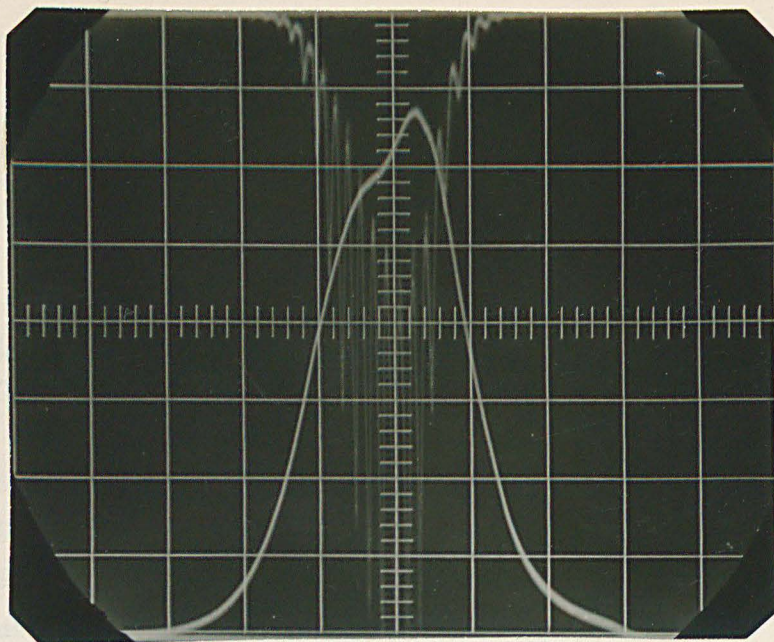
- en régime pulsé (fréquence constante) :

$$V_M \simeq 200 \text{ volts crête}$$

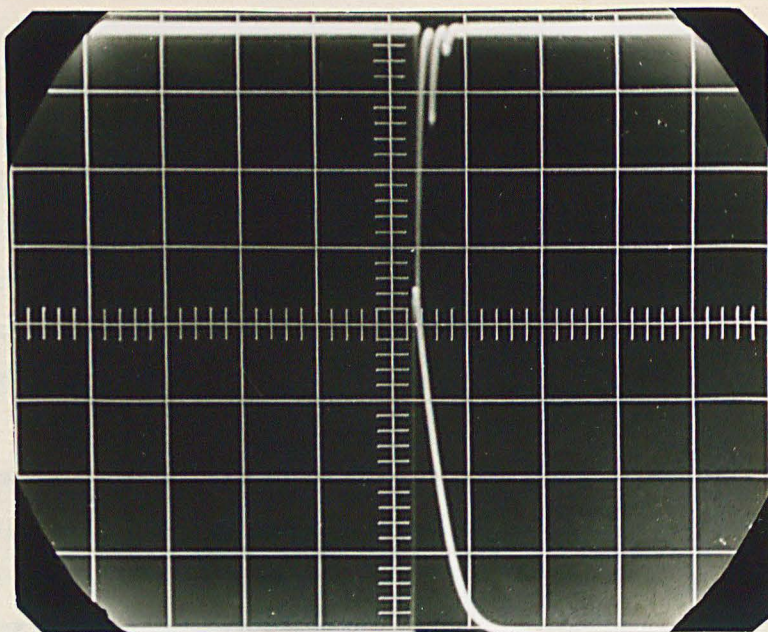
$$P_c (R_a) \ll 1 \text{ watt}$$

V - 5 Impulsions électriques détectées aux bornes du quartz émetteur.

Nous trouvons à la page suivante une reproduction des photographies donnant l'allure des impulsions détectées aux bornes des quartz émetteur et récepteur.



Régime pulsé (fréquence variable) : en bas, impulsion détectée aux bornes du quartz émetteur, en haut, impulsion détectée aux bornes du quartz récepteur.



Régime pulsé (fréquence constante) : en bas, impulsion détectée aux bornes du quartz émetteur, en haut, impulsion détectée aux bornes du quartz récepteur.

CHAPITRE VI

EXEMPLE D'APPLICATION DES ULTRASONS PRODUITS

Dans une première application, nous avons effectué des essais à basse température afin d'étudier la variation de l'atténuation des ultrasons qui se propagent dans un barreau de quartz fondu.

Nous avons réalisé différents montages. La figure VI-1 donne le schéma de principe du montage, effectué lors d'un premier essai. Nous refroidissons l'extrémité du barreau de quartz transmetteur ainsi que le cristal de quartz récepteur.

Le principal effet enregistré lors de la variation de la température est le décalage de la fréquence de résonance mécanique f_0 du quartz émetteur. Nous avons noté une diminution de f_0 d'environ 300 KHz, par rapport à celle de la température ambiante. D'autres phénomènes assez complexes se produisent ; le but recherché dans cette application étant de connaître la variation de l'amplitude des ultrasons transmis, nous avons essayé un second montage. La figure VI-2 en donne le schéma.

Nous refroidissons le barreau de quartz transmetteur d'ultrasons, sur une partie de sa longueur. Les quartz émetteur et récepteur ainsi que les milieux de couplage quartz cristallin-quartz fondu se maintiennent sensiblement à la même température, plus élevée que le tronçon de la tige transmettrice refroidie.

L'absorption d'une onde ultrasonore dans le quartz de silice fondu est connue pour différentes températures et différentes fréquences de l'onde. Ainsi une onde ultrasonore à 100 MHz, subit, lors de son passage dans un barreau de quartz fondu, à la température ambiante, une atténuation d'environ 15 dB par centimètre de longueur de tige transmettrice. Cette atténuation

n'est plus que d'environ 1 dB par centimètre à 35° K (- 238° C) ; 0,1 dB/cm à 20° K (- 253° C) et 0,01 dB/cm à 10° K (- 263° C). [11]

Notre barreau transmetteur étant porté sur environ le tiers de sa longueur (10 cm), à la température de $\approx - 190^{\circ}$ C (83° K), nous pouvons espérer un gain de l'ordre de 50 dB, alors que l'atténuation totale à la température ambiante était de ≈ 150 dB. C'est ce gain que nous voulons effectivement évaluer.

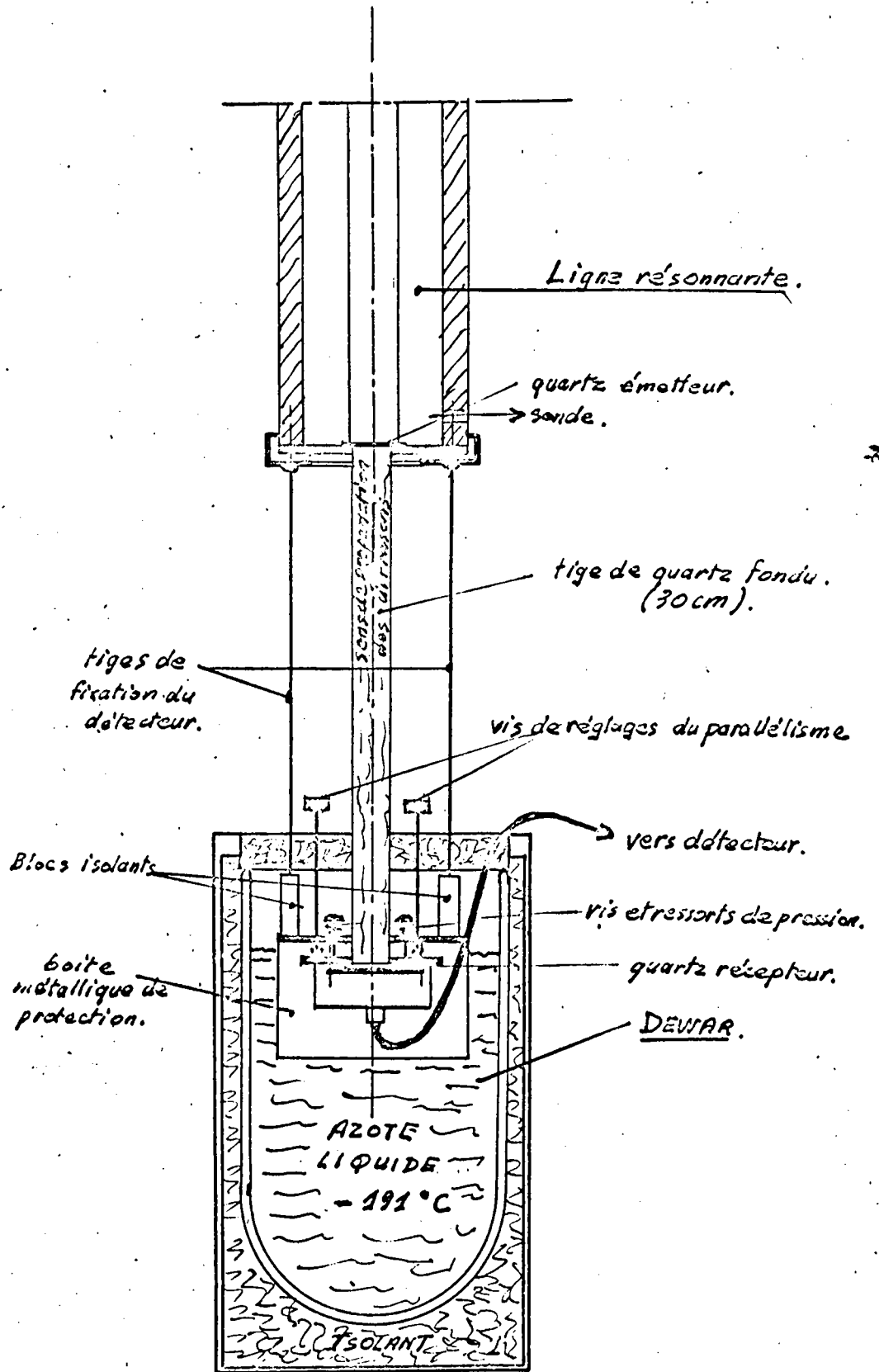


Fig. VI-1

Schéma de montage de l'extrémité "détecteur" dans l'azote liquide.

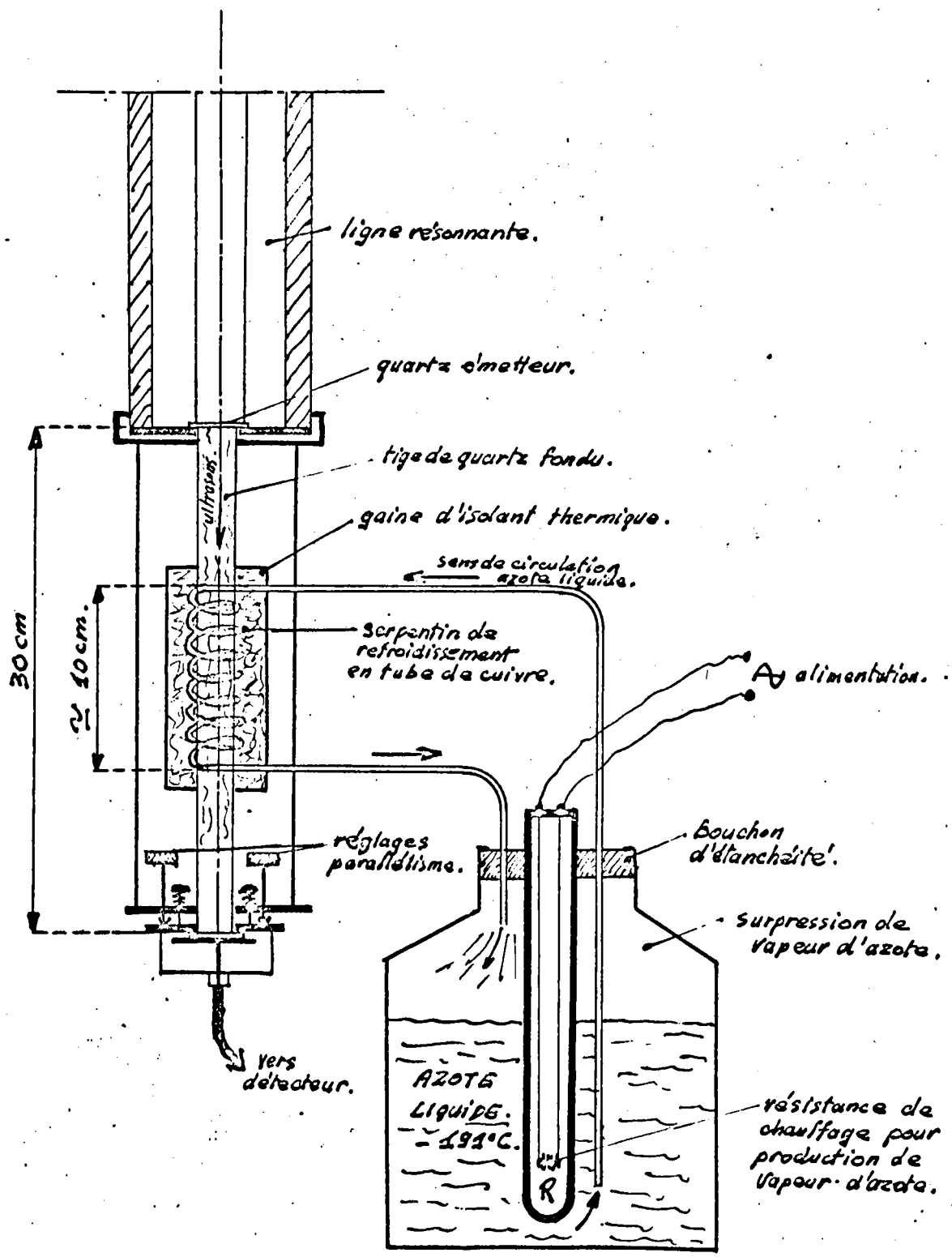


FIG. VI-2

Schéma de montage du dispositif de refroidissement d'une partie de la tige transmettrice d'ultrasons.

EXAMEN CRITIQUE ET CONCLUSION

Amplificateurs de Puissance

Les principales critiques que nous faisons au sujet de l'amplificateur de puissance sont successivement : une largeur de bande trop faible. Il existe des difficultés de réglages de la fréquence centrale f_0 de fonctionnement de cet amplificateur qui doit rester voisine de la fréquence de résonance mécanique du quartz émetteur.

Après essais, la solution des racks interchangeable ne semble pas être la méthode idéale de passage d'une fréquence de fonctionnement à une autre. L'utilisation de tubes à vide.

Améliorations possibles

1°) Il semble préférable à l'avenir, d'utiliser pour les deux premiers étages un amplificateur à circuits décalés, l'étape de puissance (3ème étage) étant à large bande (Q en charge faible).

2°) Le remplacement des racks interchangeable semble maintenant possible par bloc de commutation.

3°) La diminution de volume serait sensible en transistorisant le montage. Cette solution, envisagée lors du commencement de ce travail, fut écartée momentanément ; le prix de revient étant trop élevé.

Ligne résonnante

La stabilité mécanique atteinte est satisfaisante. (ligne à prises directes d'excitation). Pour assurer une stabilité électrique et une fiabilité dans le temps de ce système il serait nécessaire de rectifier puis de chromer le conducteur central ainsi que les pièces coulissant sur ce dernier (piston, bague de couplage).

Quartz émetteur

Le système de fixation et d'excitation du quartz émetteur est toujours susceptible d'améliorations, tant du point de vue excitation que du point de vue utilisation.

Couplages mécaniques quartz émetteur-transmetteur.

La réalisation de ce couplage est un des problèmes les plus importants (rendement mécanique de la liaison). L'interposition d'un liquide (vaseline, glycérine, propanédiol, ...) sont des solutions "provisoires". Des études et des essais de couplage par collage avec interposition d'un milieu solide sont en cours.

Adaptation et rendement

L'adaptation du quartz émetteur non chargé semble possible. Lorsque ce dernier est chargé elle semble plus difficile (la "charge" n'est pas parfaitement constante).

Le rendement de l'amplificateur couplé à la ligne résonnante est de l'ordre de 40 pour 100. Le rendement du quartz émetteur :

$$\frac{\text{"Énergie ultrasonore produite"}}{\text{Énergie électrique d'excitation}}$$

est de l'ordre de 30 pour 100. Nous pouvons donc admettre un rendement global d'environ 12 pour 100.

Une évaluation plus précise de ce rendement serait intéressante par la mesure directe de la puissance ultrasonore disponible au niveau du quartz émetteur ou mieux à l'extrémité d'un barreau transmetteur (par exemple : mesure de l'amplitude de vibration).

CONCLUSION

Les fonctionnements en régime pulsé présentent chacun des avantages.

L'impulsion à fréquence HF constante reste utilisable pour la mesure précise des vitesses de propagation dans différents matériaux (détermination des constantes élastiques à l'état solide).

L'impulsion à HF variable ne permet pas ces mesures avec précision mais par contre, fait entre-voir d'autres possibilités. Nous envisageons dans les mois qui suivent et dans le cadre d'un travail ultérieur une application du procédé à "modulation de fréquence" (spectrométrie ultrasonore).

A N N E X E S
-:-:-:-:-:-:-:-:-:-

METHODES DE CALCUL D'UN ETAGE AMPLIFICATEUR HAUTE FREQUENCE DE PUISSANCEI - Rappel sommaire sur le fonctionnement des amplificateurs HF de puissance classe B et classe C.

Le tube à vide peut être unétriode, une tétrode ou une pentode. La fig. A1-1 se rapporte à un amplificateur à lampe tétrode.

En classe B, la polarisation continue de grille de commande ($-V_{g_0}$) est ajustée à la naissance du courant anodique pour la tension d'alimentation d'anode choisie soit $V_{g_0} \neq V_g \text{ cutoff}$

en classe C, cette polarisation est ajustée au delà du point de classe B soit $V_{g_0} > V_g \text{ cutoff}$

Un circuit antirésonnant, accordé sur la fréquence de travail f_c , est inséré dans la connexion d'anode. C'est aux bornes de ce circuit que se développe la tension Haute Fréquence. La résistance R_p figure la charge à laquelle est fournie la puissance créée.

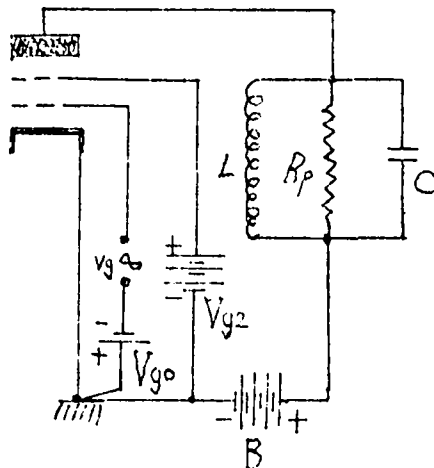


Fig. A1-1

Cette résistance représente la résistance ramenée par la charge au moyen d'un circuit de couplage.

Le courant d'anode passera pendant un temps égal à une demi-période $\frac{T}{2}$ pour la classe B et inférieur à une demi-période pour la classe C.

L'angle 2θ correspondant au temps de passage du courant anodique est appelé "Angle d'ouverture".

.../...

Le circuit oscillant d'anode L.C. (en abrégé C.O) excité par des impulsions de courant, développe à ses bornes une tension alternative, quasi sinusoïdale.

Le principe de fonctionnement dans le réseau $I_a - V_a$ d'une pentode est donné Fig. A1-2

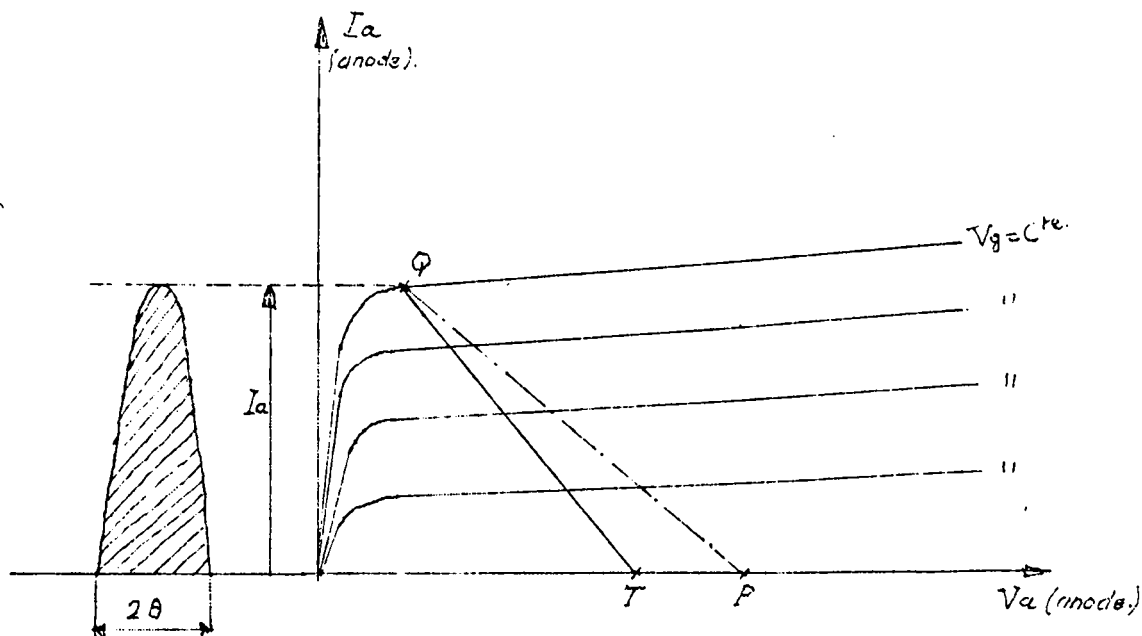


Fig. A1-2

\overline{QT} : droite de charge en classe C.

\overline{QP} : droite de charge en classe B.

Nous avons donc essentiellement une amplification sélective de puissance, de bande passante $2 \Delta f$ autour de f_0 .

II - Equations fondamentales pour des caractéristiques linéaires.

[1] [2] La représentation détaillée d'une période T des phénomènes est donnée Fig. A1-3

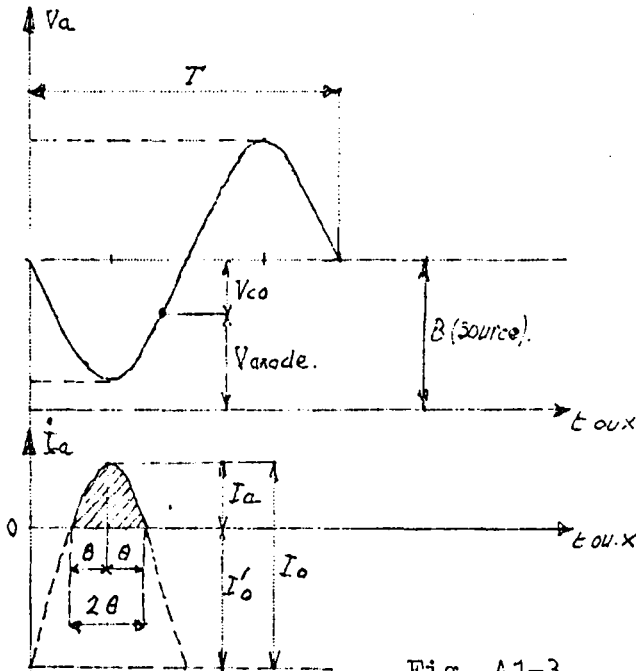


Fig. A1-3

La tension aux bornes du C.O s'écrit :

$$v_{co} = V_a \sin \omega t = V_a \sin x \quad (1)$$

En appelant 2θ l'angle correspondant au passage du courant et I_a la crête de courant effectivement débitée, nous avons :

$$i_a = I_o \sin x - I'o$$

or

$$I'o = I_o \sin \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) = I_o \cos \theta$$

donc

$$i_a = I_o (\sin x - \cos \theta)$$

d'autre part,

$$I_a = I_o - I'o = I_o (1 - \cos \theta)$$

et

$$i_a = \frac{I_a (\sin x - \cos \theta)}{(1 - \cos \theta)} \quad (2)$$

A partir des expressions (1) et (2) nous déduisons les grandeurs suivantes :

- Puissance utile : P_u

moyenne de l'énergie instantanée fournie au C.O

$$P_u = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-\theta}^{\pi/2} v_{co} i_a dx.$$

calculs faits :

$$P_u = \frac{V_a I_a}{4} \cdot \frac{2 (\theta - \sin \theta \cos \theta)}{\pi (1 - \cos \theta)} \quad (3)$$

- Terme fondamental du courant d'anode : I_{a_1}

$$I_{a_1} = I_a \cdot \frac{(\theta - \sin \theta \cos \theta)}{\pi (1 - \cos \theta)} \quad (4)$$

- Terme moyen du courant d'anode : \bar{I}_a

$$\bar{I}_a = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-\theta}^{\pi/2} i_a dx ;$$

$$\bar{I}_a = \frac{I_a}{\pi} \cdot \frac{(\sin \theta - \theta \cos \theta)}{(1 - \cos \theta)} \quad (5)$$

- Puissance appliquée : P_a

c'est la puissance débitée sous forme continue par la source B

$$P_a = B \cdot \bar{I}_a$$

$$P_a = \frac{B \bar{I}_a}{\pi} \cdot \frac{(\sin \theta - \theta \cos \theta)}{(1 - \cos \theta)} \quad (6)$$

- Rendement

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_a}{B} \cdot \frac{2(\theta - \sin \theta \cos \theta)}{\pi(\sin \theta - \theta \cos \theta)} \quad (7)$$

- Puissance dissipée sur l'anode : P_d

$$P_d = P_a - P_u \quad (8)$$

- Résistance d'anode : R_p

R_p exprime la résistance mise en parallèle sur le C.O d'anode en fonction des données du tube.

$$R_p = \frac{V_a}{I_{a1}} = \frac{2 V_a}{I_a} \cdot \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{2(\theta - \sin \theta \cos \theta)} \quad (9)$$

Les développements précédents, permettent d'effectuer le calcul d'un amplificateur de puissance classe C ou classe B ($\theta = \frac{\pi}{2}$).

Ainsi les conditions d'excitation de grille étant imposées, le choix arbitraire de la tension de C.O détermine le courant de crête et de l'angle d'ouverture, d'où l'on peut déduire la résistance R_p .

.../...

Si au contraire, on se fixe a priori R_p , on doit chercher les valeurs de V_a et 2θ par approximations successives.

Les résultats obtenus sont approximatifs, car le calcul suppose l'utilisation de caractéristiques parfaitement linéaires.

III - Résolution graphique à partir des caractéristiques réelles non linéaires. [1] [2] [3]

La résolution n'est rendue possible que par la présence du C.O d'anode, qui rend V_a sinusoïdale.

La tension d'excitation de grille v_g est supposée sinusoïdale également. La résolution graphique peut se faire à l'aide des caractéristiques $I_a = f(V_a)$ à $V_{g_1} = \text{constante}$, ou à l'aide des caractéristiques $V_g = f(V_a)$ à I_a et $I_{g_1} = \text{constantes}$ (Fig. A1-4)

V_a et V_g sont alors liés linéairement quand $\omega t = x$ varie :

$$\text{on peut poser : } v_g = V_{g_0} + V_g \cos \omega t \quad (10)$$

$$v_a = B - (B - V_d) \cos \omega t \quad (11)$$

avec V_d tension de déchet

et $(B - V_d) = V_a$

ce qui donne :

$$\cos \omega t = \frac{v_g - V_{g_0}}{V_g} = \frac{B - v_a}{B - V_d} \quad (12)$$

ou

$$v_g = - \frac{V_g}{V_a} v_a + \frac{V_g - B}{V_a} + V_{g_0} \quad (13)$$

La relation (13) donne l'équation de la droite de charge (D) dans le réseau $V_g = f(V_a)$ à courant I_a et I_{g_1} constant. (voir Fig. A1-4)

Le point de fonctionnement ($V_a - V_g$) décrit la droite D.

$$\text{- Rendement : } \eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (16)$$

$$\text{- Résistance d'anode : } R_p = \frac{V_a}{I_{a_1}} = \frac{B - V_d}{I_{a_1}} \quad (17)$$

La puissance HF à fournir à l'entrée est :

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T v_{g_1} i_{g_1} dt = \frac{V_g I_{g_1}}{2} \quad (18)$$

P_1 se répartie d'une part dans la source de polarisation à qui elle fournit la puissance $V_{g_0} \overline{I_{g_1}}$ et d'autre part sur la grille où elle se dissipe en chaleur.

Remarques

1) Il faut de toute façon procéder par tâtonnements. Par exemple on se fixe : V_{g_0} , V_g , B et V_{g_2} , on déduit pour différentes valeurs de V_a , les puissances utiles correspondantes. On trace la courbe $P_u = f(V_a)$ et les paraboles $P_u = \frac{V_a^2}{2 R_p}$.

Les intersections de ces paraboles avec les courbes $P_u = f(V_a)$ donnent les points d'équilibre correspondants à chaque valeur de résistance R_p .

2) Dans le cas d'une tétrode ou d'une pentode, il faut veiller à ce que $\overline{I_{g_2}}$ ne dépasse pas les valeurs maximales prescrites par le constructeur du tube.

IV - Tracés et résultats des calculs du dernier étage de l'amplificateur réalisé dans ce travail.

Les calculs sont effectués pour :

$$B = 600 \text{ volts}$$

$$V_{g_0} = - 80 \text{ volts}$$

$$V_{g_2} = 250 \text{ volts}$$

$$V_a = 495 \text{ volts}$$

$$V_d = 105 \text{ volts}$$

.../...

Remarque

Ce calcul est fait pour un tube, alors que le montage réel est symétrique, alors les puissances utiles s'additionnent et le couplage de la charge, doit ramener la double résistance R_p trouvée.

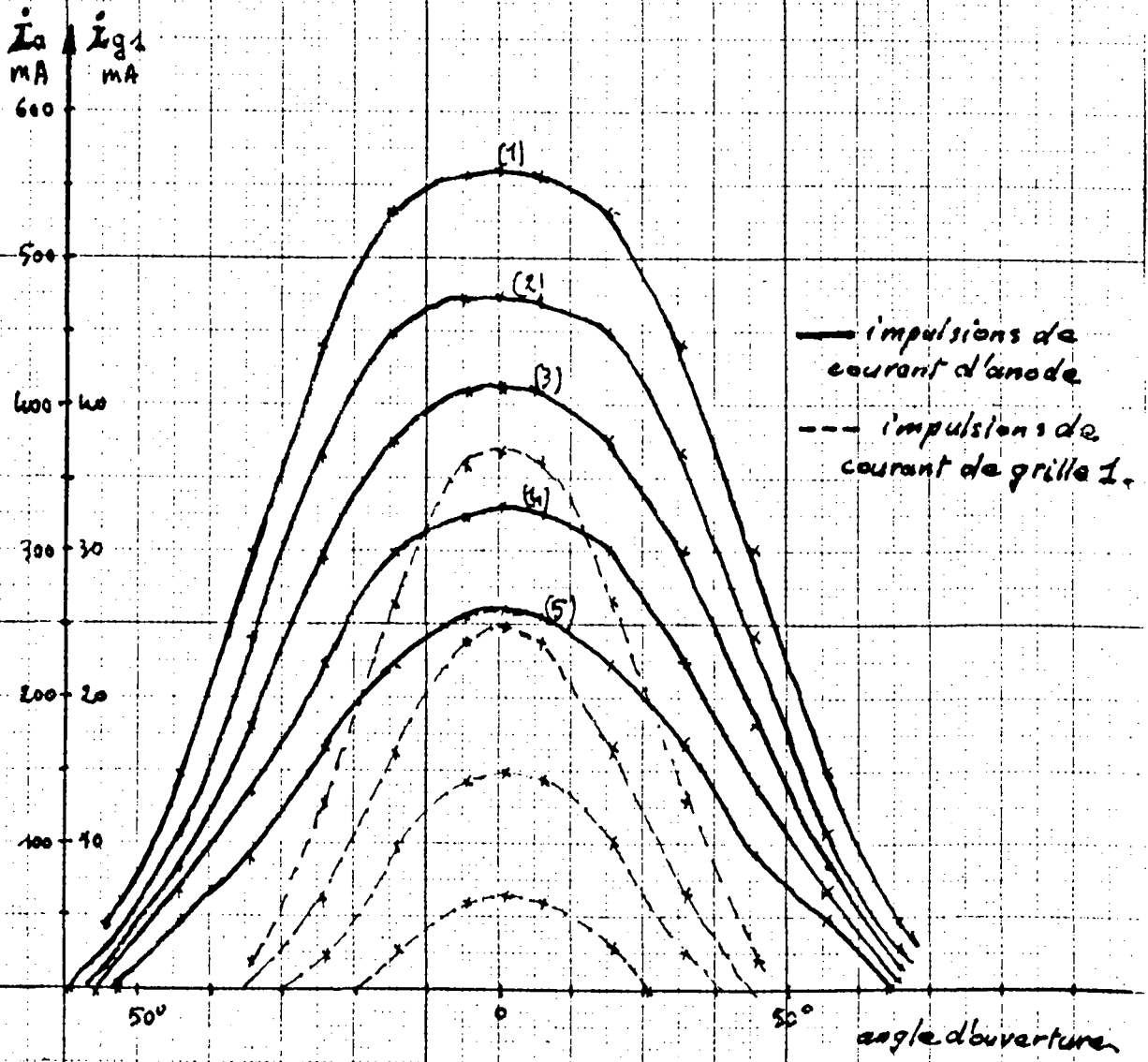
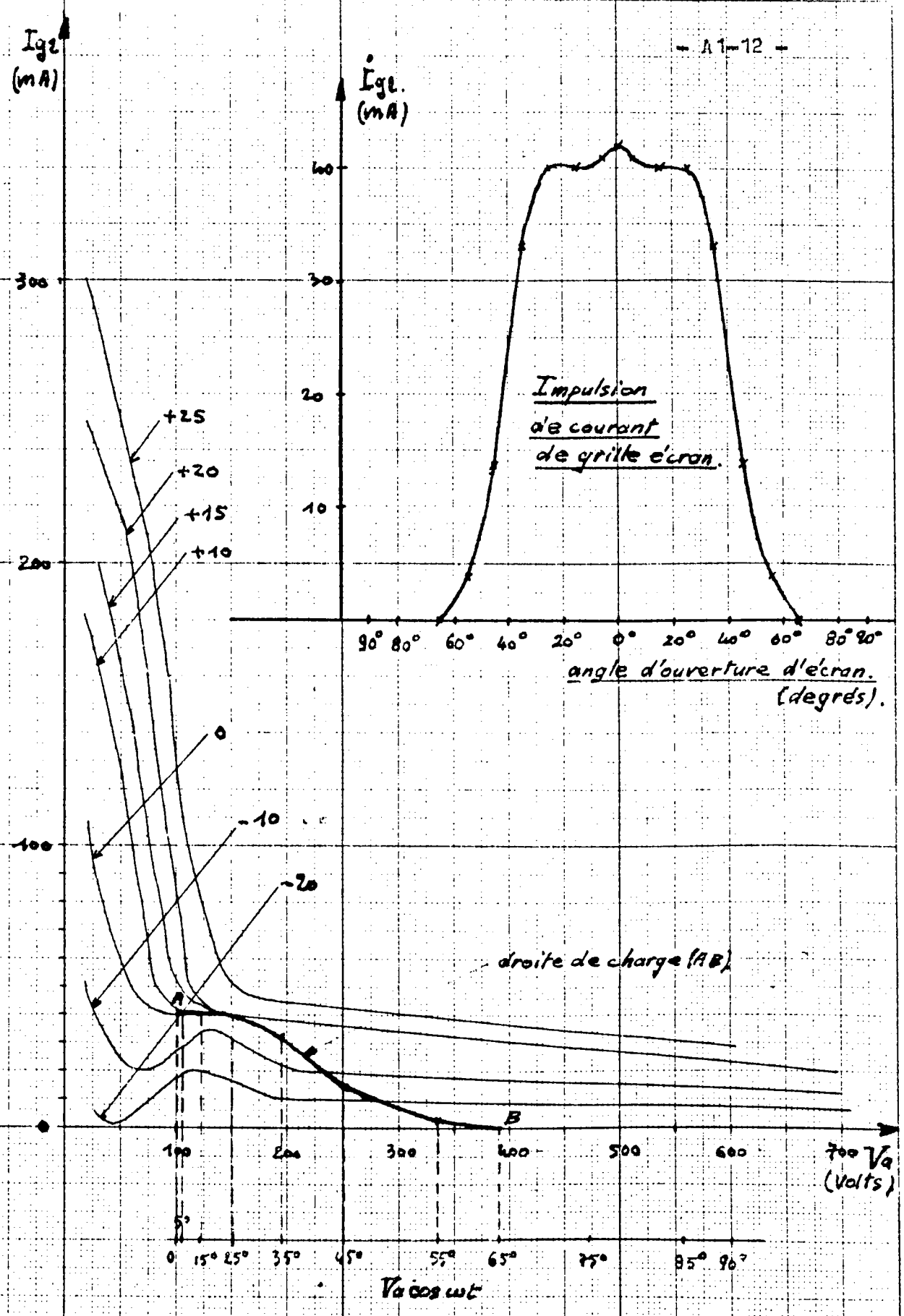


Fig. A1-7



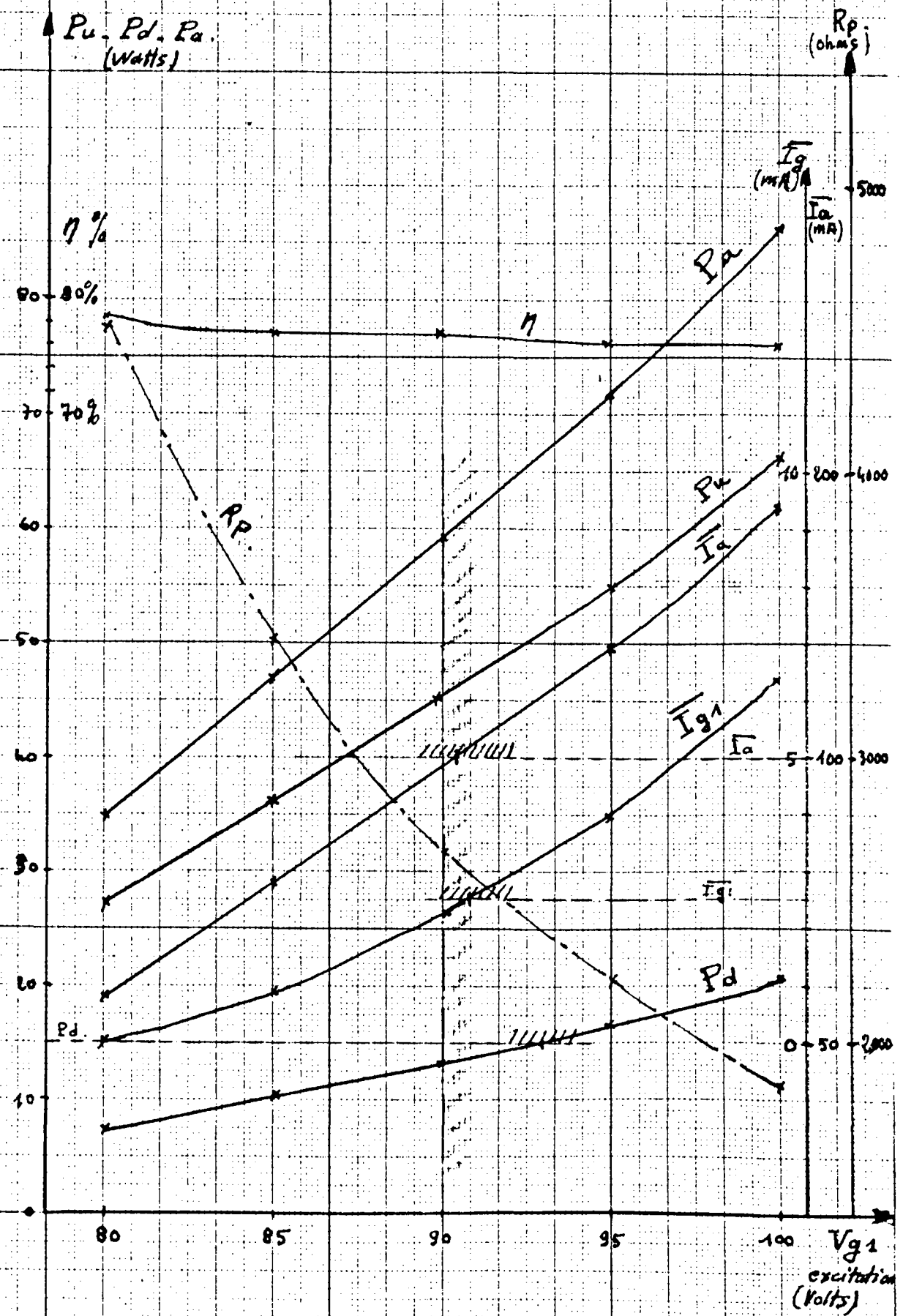


Fig. A1-9

ANNEXE - 2 -

ETUDE SOMMAIRE DE LA MODULATION PAR L'ECRAN [12]

- Fonctionnement

Dans le système de modulation par la grille écran d'un tube à vide, tous les potentiels continus et alternatifs sont maintenus constants, à l'exception du potentiel de la grille écran (V_{g2}).

Le schéma de principe d'un amplificateur HF de puissance avec

modulation par la grille écran est donné Fig. A2-1.

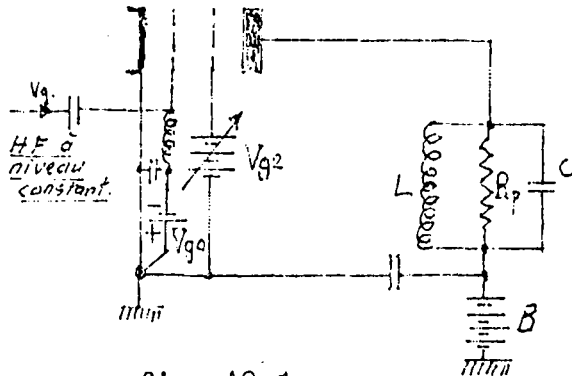


fig. A2-1

Les caractéristiques statiques $I_a = f(V_a)$ d'une pentode ou d'une tétrode montrent que rien ne s'oppose à un tel système de modulation.

La Fig. A2-2 représente schématiquement ces caractéristiques pour 3 valeurs de la tension de grille écran, et donne aussi la tension d'excitation.

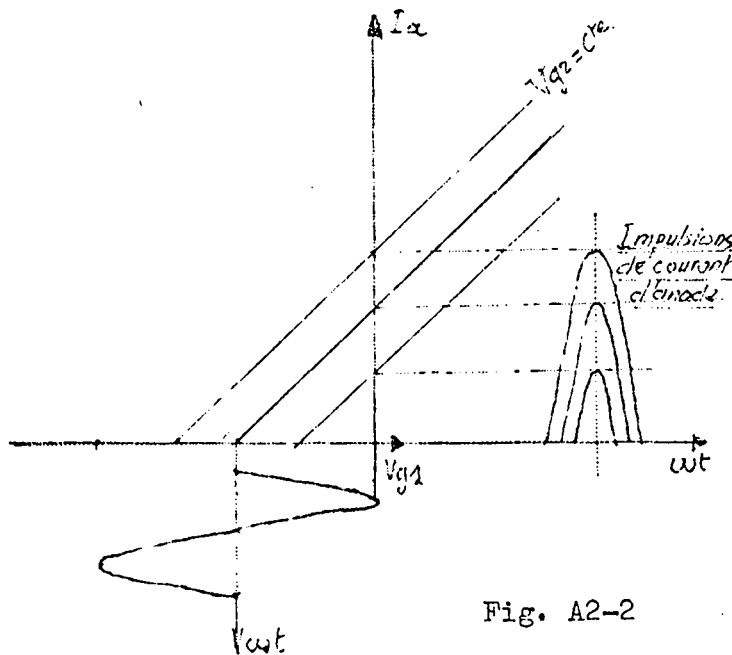


Fig. A2-2

Les impulsions de courant anodiques sont représentés à droite de la figure.

Comme la caractéristique statique se déplace pendant la variation de la tension de grille écran, l'amplitude et l'angle d'ouverture des impulsions varient aussi, ce qui entraîne une variation

du premier harmonique donc de la puissance utile dans R_p .

.../...

- Caractéristique de modulation : $I_{a_1} = f(V_{g_2})$

Pour une pentode ou une tétrode les caractéristiques étant supposées rectilignes et indépendantes de la tension anodique, i_a dépend uniquement de V_{g_1} et de V_{g_2} ;

$$\text{soit : } i_a = a (V_{g_1} + b V_{g_2}) \quad (1)$$

avec $a = s$: pente du tube en mA/V

$$\text{et } b = \frac{s}{K_{sg}} = \frac{\text{pente de grille 1}}{\text{coefficient d'amplification grille 1 par rapport à la grille 2}}$$

L'excitation par une tension Haute fréquence d'amplitude maximum V_{g_1} donne :

$$v_g = V_{g_0} + V_{g_1} \cos \omega t \quad (2)$$

donc

$$i_a = a (V_{g_0} + bV_{g_2} + V_{g_1} \cos \omega t) \quad (3)$$

expression qui est valable à l'intérieur de l'angle d'ouverture d'anode 2θ déterminé par :

$$\cos \theta = \frac{-V_{g_0} - bV_{g_2}}{V_{g_1}} \quad (4)$$

Le courant anodique de crête est : ($\cos \omega t = 1$)

$$I_a = a (V_{g_0} + V_{g_1} + bV_{g_2}) \quad (5)$$

et le premier harmonique :

$$I_{a_1} = f_1(\theta) \cdot I_a = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi (1 - \cos \theta)} I_a \quad (6)$$

Ici V_{g_2} constitue une variable indépendante, on a donc en posant :

$$\cos \theta = x \quad (7)$$

et à l'aide des formules précédentes :

$$I_{a_1} = f_1(\theta) \cdot I_a = f_1(\theta) \cdot a V_{g_1} (1 - x) \quad (8)$$

et

$$bV_{g_2} = -V_{g_0} - xV_{g_1} \quad (9)$$

Abstraction faite de la constante $-V_{g_0}$;

- la tension V_{g_2} est proportionnelle à $x = \cos. \theta$
- le courant I_{a_1} est proportionnel à $(1-x).f_1(\theta)$

d'où la caractéristique de modulation Fig. A2-3

Pendant la modulation le tube passe du réglage en classe C ($x = 1$) au réglage en classe A ($x = -1$).

La tension de grille écran varie de $V_{g'_2}$ à $V_{g''_2}$; ces valeurs sont déterminées par la relation (9) :

$$b V_{g'_2} = -V_{g_0} - V_{g_1} \quad \text{pour } x = 1$$

$$b V_{g''_2} = -V_{g_0} + V_{g_1} \quad \text{pour } x = -1$$

On voit que $V_{g'_2}$ peut devenir négatif lorsque $V_{g_1} > -V_{g_0}$ c'est à dire lorsque la tension d'excitation devient supérieure à la valeur absolue de la tension de polarisation négative de grille.

Cependant l'expression du courant anodique utilisé dans cette étude, expression (4), n'est plus valable pour une tension de grille écran $V_{g'_2}$ négative, l'intensité du courant anodique est nulle.

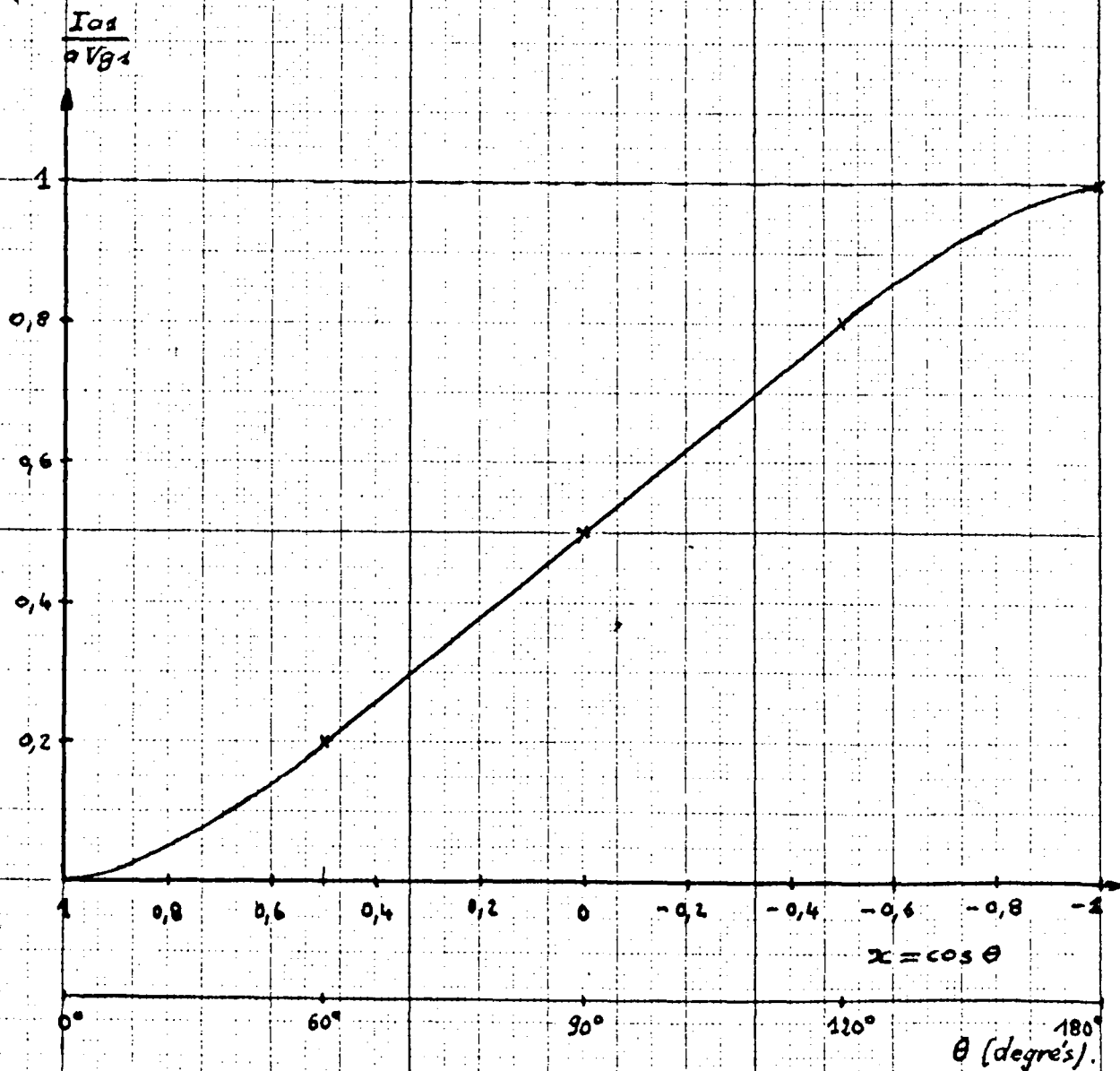
La théorie exposée ci-dessus ne s'applique donc que, dans le cas où $V_{g_2} > 0$.

Pour éviter les distorsions dans ce cas, la relation (9) montre le point $x = 1$ peut être atteint pour $V_{g_2} = 0$, lorsque $V_{g_1} = -V_{g_0}$, c'est à dire lorsque la tension d'excitation est égale à la valeur absolue de la tension continue de la grille de commande.

La détermination de la caractéristique réelle de modulation pour un tube donné se fait à partir des caractéristiques statiques $I_a = f(V_a)$ tracées pour différentes valeurs de $V_{g'_2} = \text{Cte}$.

MODULATION PAR L'ENFAIN

CARACTERISTIQUE DE MODULATION



ANNEXE - 3 -

ETUDE FONDAMENTALE D'UN STABILISATEUR DE TENSION [4]

- fonctionnement d'ensemble d'un stabilisateur

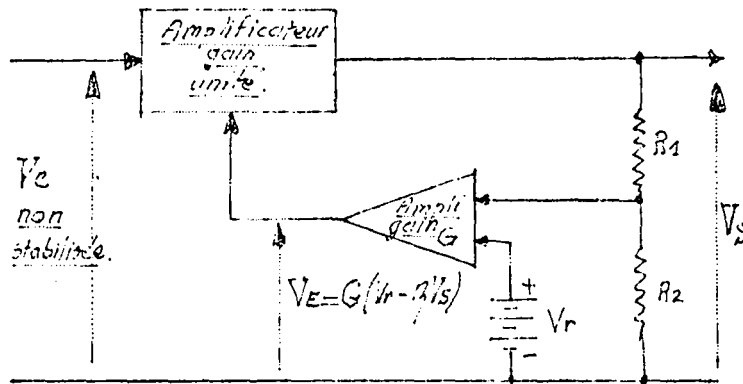


Fig. A3-1

La Fig. A3-1 donne le schéma bloc d'un ensemble de stabilisation. La tension de sortie régulée V_S est réduite dans un certain rapport au moyen d'un diviseur de tension

$R_1 - R_2$ tel que :

$$V = \beta V_S = V_S \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

La tension V est comparée à une tension de référence V_r pour donner un signal d'erreur V_E tel que :

$$V_E = (V_r - \beta V_S)$$

Le signal d'erreur, amplifié G fois, commande directement un étage de gain d'unité.

- fonctionnement détaillé d'un stabilisateur

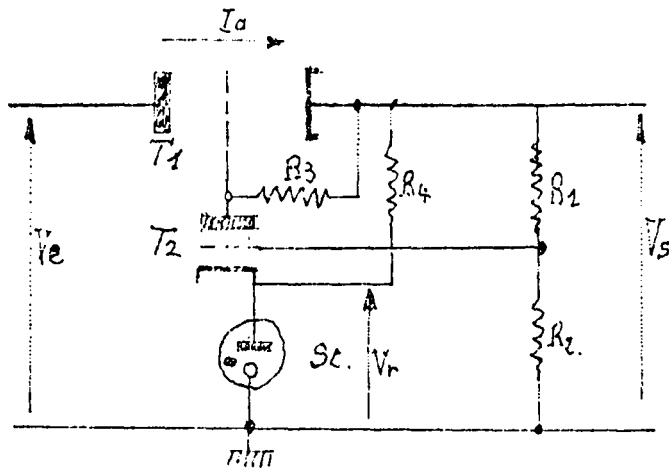


Fig. A3-2

La fig. A3-2 donne le montage de base. T_1 est un tube monté en liaison cathodique. T_2 est un tube amplificateur, son anode est branchée en aval de T_1 . $St.$ est un tube à gaz fixant le potentiel de la cathode de T_2 au potentiel de référence V_r . Une fraction de la tension régulée de sortie est

.../...

prélevée (diviseur de tension $R_1 - R_2$) et appliquée à la grille T_2 .
La tension grille-cathode de T_2 se trouve alors égale au signal d'erreur $V_{gk} = V - V_r$ proportionnel à V_S ; donc en maintenant ce potentiel constant on stabilise V_S .

Une variation de la tension de sortie V_S , par suite d'une variation du débit dans la charge, ou d'une variation de la tension d'entrée V_e , se trouve alors appliquée, après amplification sur la grille de T_1 , de façon à faire varier la chute de tension aux bornes de T_1 dans le sens qui s'oppose à la variation initiale de V_S .

- étude à tension d'entrée V_e variable

Relation entre V_e et V_S - Coefficient de régulation $K = \Delta V_e / \Delta V_S$

La tension de grille de T_2 par rapport à la masse est :

$$V = \beta V_S \text{ avec } \beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

pour les variations : $\Delta V = \beta \Delta V_S$ (1)

A la sortie du tube T_2 , ou aux bornes de R_3 , apparaît une tension qui est aussi la d.d.p. grille-cathode de T_1 :

$$c'est \Delta V_{gk} = -\beta G_2 \Delta V_S \quad (2)$$

G_2 : gain en tension du tube T_2 , il vaut :

$$G_2 = \frac{k_2 \cdot R_3}{R_3 + \rho_2} \quad \text{avec}$$

k_2 : coefficient d'amplification de T_2

ρ_2 : résistance interne de T_2

R_3 : résistance de charge de T_2

Pour le tube T_1 : $\Delta V_{ak} = \Delta V_e - \Delta V_S$

$$\text{soit : } V_{ak} = k_1 \Delta V_{gk} = \Delta V_e - \Delta V_S \quad (3)$$

.../...

avec $k_1 = \frac{\Delta V_{ak}}{\Delta V_{gk}}$ coefficient d'amplification de T_1

On obtient en combinant les relations (2) et (3)

$$\Delta V_e - \Delta V_S = -k_1 \beta \Delta V_S G_2$$

soit
$$K = \frac{\Delta V_e}{\Delta V_S} = - \frac{k_1 \beta G_2 \Delta V_S + \Delta V_S}{\Delta V_S}$$

$$K = \frac{\Delta V_e}{\Delta V_S} = 1 - k_1 \beta G_2 \quad (4)$$

- étude à charge variable à la sortie

Relation entre ΔV_S et ΔI_a - Résistance interne $R_i = \frac{\Delta V_S}{\Delta I_a}$

La variation de tension sur la grille de T_1 est encore :

$$\Delta V_{gk} = -\beta G_2 \Delta V_S$$

Si s_1 désigne la pente du tube T_1 , la variation du courant de ce tube, résultant d'un ΔV_{gk} sur sa grille est :

$$\Delta I_a = s_1 \Delta V_{gk} = -s_1 \beta G_2 \Delta V_S \quad (5)$$

donc

$$R_i = \frac{\Delta V_S}{\Delta I_a} = - \frac{1}{s_1 \beta G_2} \quad (6)$$

Remarque

Le calcul de R_i suppose que l'impédance de la source non régulée est faible, c'est-à-dire que les variations de la charge ne provoquent pas de variation de la tension fournie par cette source.

Pour écrire une expression complète de la résistance interne de l'alimentation on a : $R_t = R_i + R$ apparente de la source

.../...

$$R \text{ apparent} = \frac{\Delta V_S}{\Delta I_e} = \frac{\Delta V_S}{\Delta V_e} \cdot \frac{\Delta V_e}{\Delta I_e} = \frac{r}{K} = - \frac{r}{k_1 \beta G_2} \quad (7)$$

r désignant la résistance **interne** de la source non régulée

il vient alors :

$$R_t = - \frac{1}{s_1 \beta G_2} - \frac{r}{k_1 \beta G_2}$$

soit

$$R_t = - \frac{1}{s_1 \beta G_2} \left(1 + \frac{r}{\rho_1} \right) \quad (8)$$

Nous trouvons ci-après les schémas de principe détaillés des alimentations stabilisées, réalisés dans ce travail : Fig. A3-3, A3-4 et A3-5.

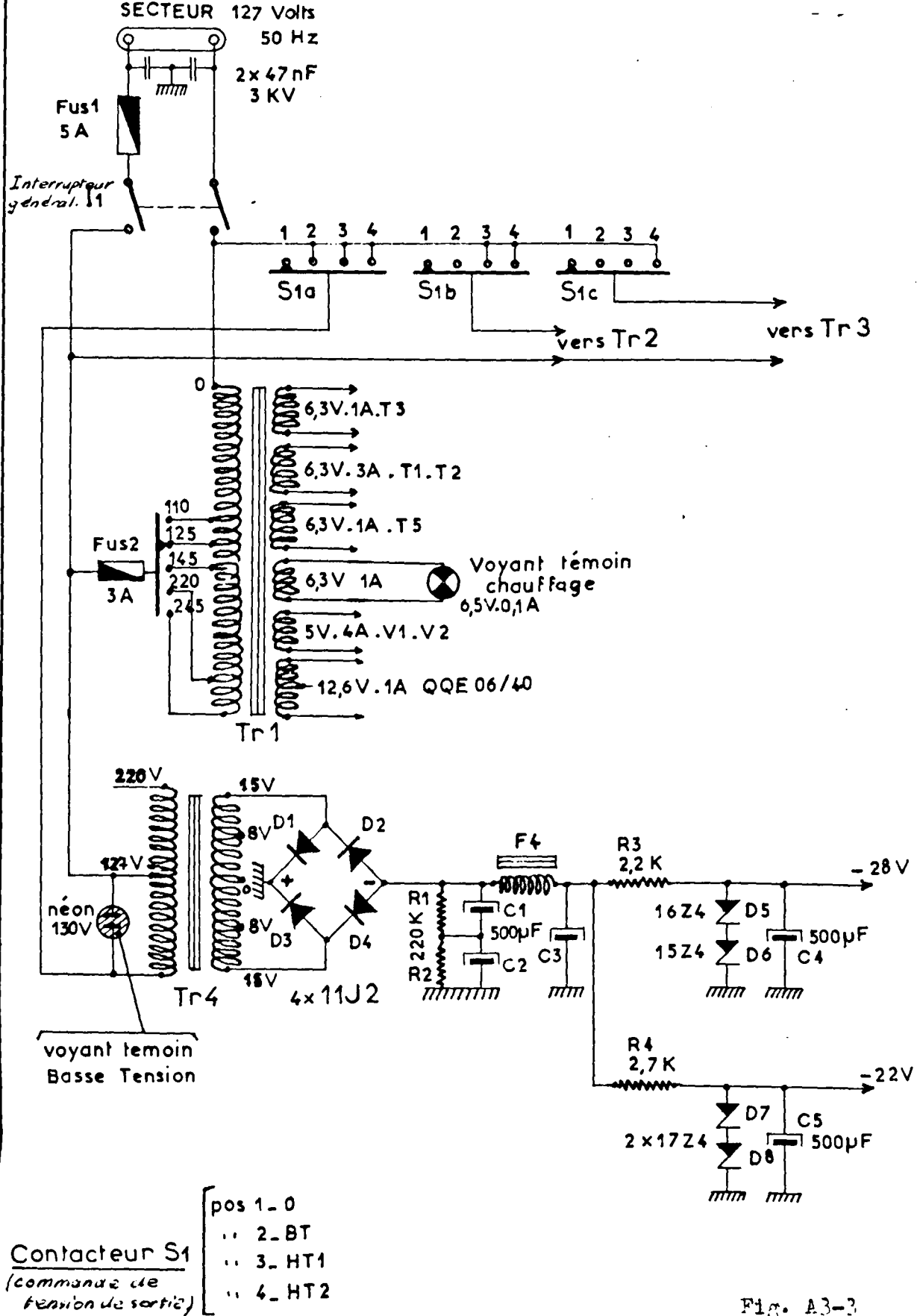
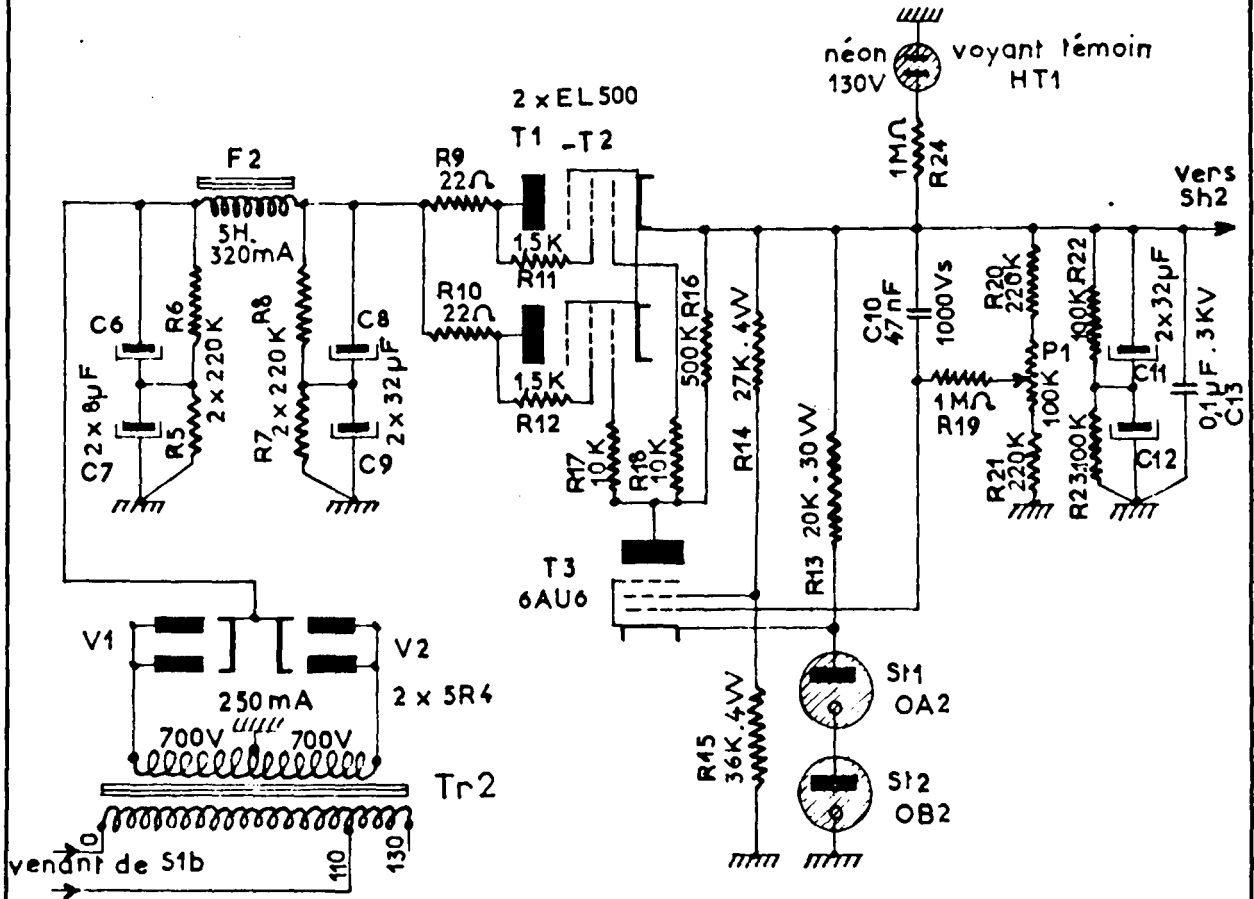


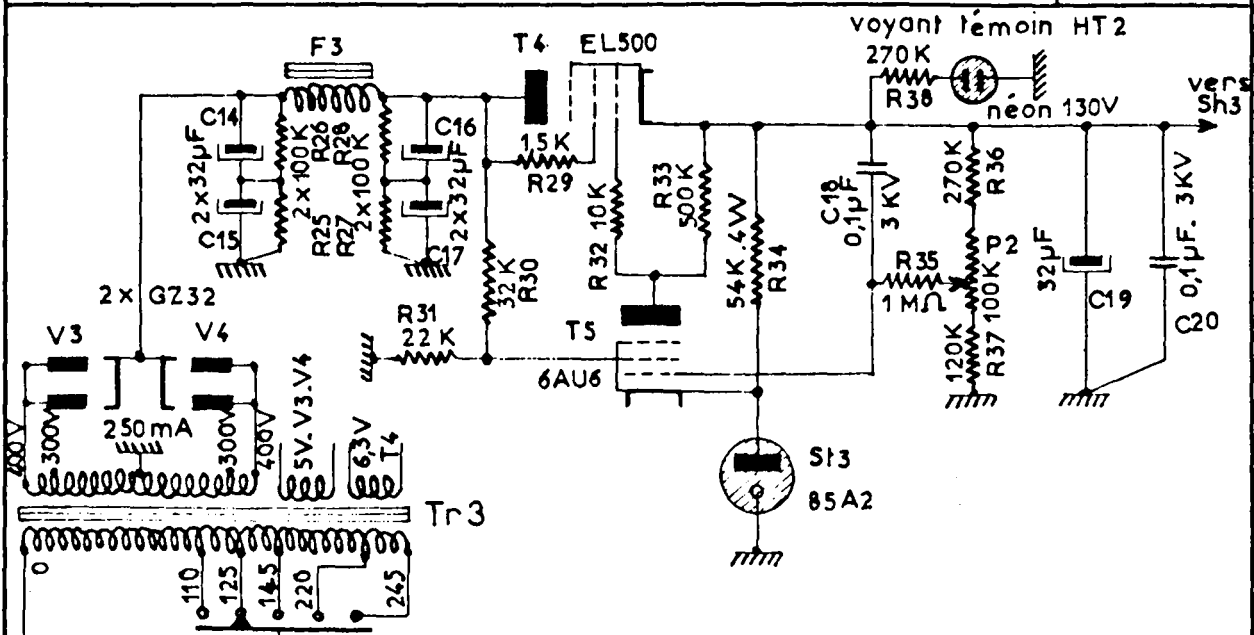
Fig. A3-3

ALIMENTATION STABILISEE

SCHEMA DE PRINCIPE : sélecteur de commande de tension de sortie - Tr1 - alimentation Basse Tension



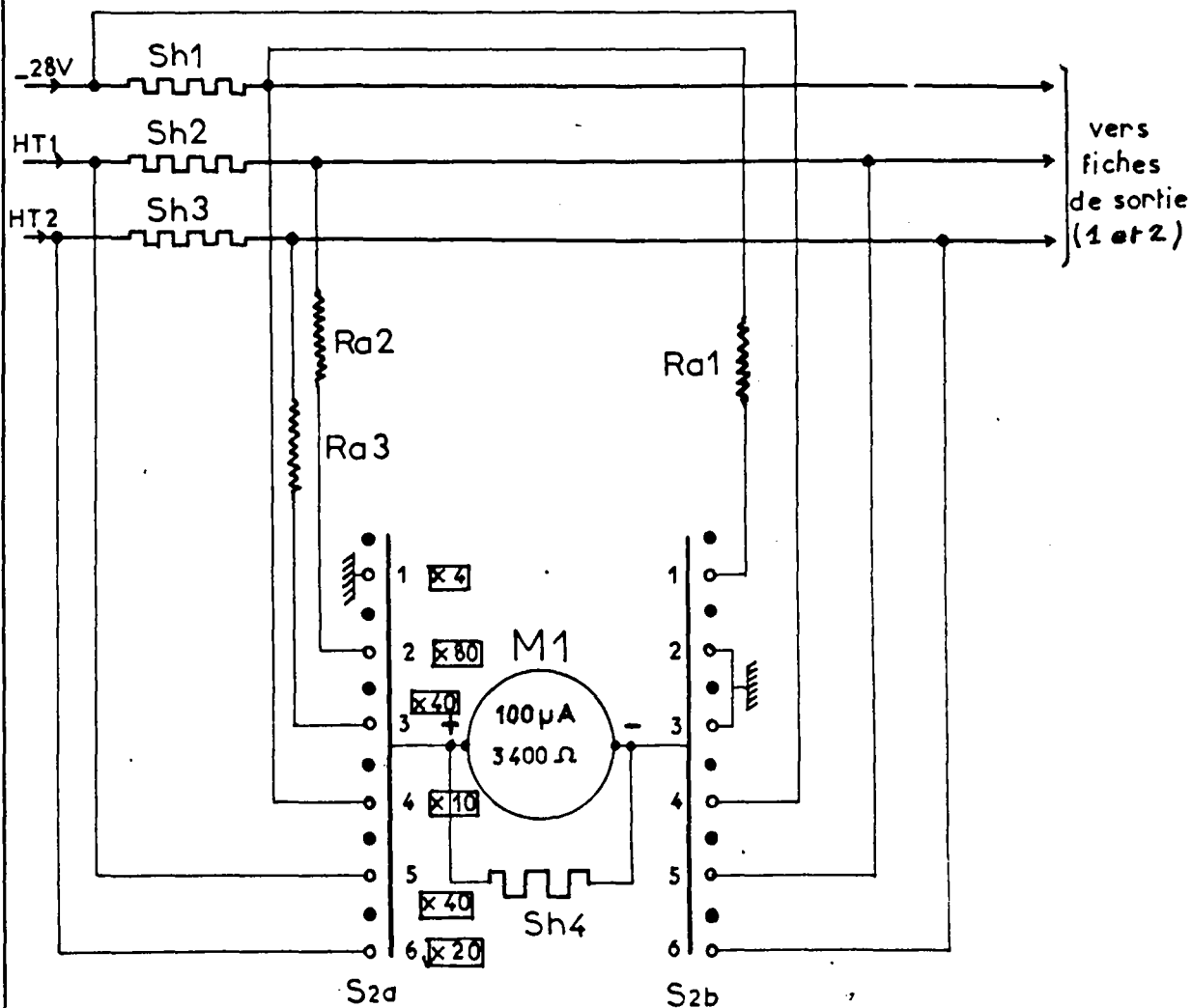
HT1



HT2

HT2

ALIMENTATION STABILISEE
SCEMAS DE PRINCIPE : HT1 et HT2



Contacteur S2		
pos 1	40 V	BT
.. 2	800 V	Vs HT1
.. 3	400 V	HT2
.. 4	100 mA	BT
.. 5	400 mA	Is HT1
.. 6	200 mA	HT2

Shunts	
Sh1	3,4 Ω
Sh2	0,85 Ω
Sh3	1,7 Ω
Sh4	377,6 Ω

Résistances additionnelles	
Ra1	40 KΩ 1%
Ra2	800 KΩ 1%
Ra3	400 KΩ 1%

Fig. A3-5

ALIMENTATION STABILISEE
 SCHEMA DE PRINCIPE : Circuits de mesures

IIème PARTIE

PRODUCTION D'ULTRASONS

Chapitre IV - GENERALITES

- IV - 1 Quartz émetteur d'ultrasons
- IV - 2 Transmetteur d'ultrasons
- IV - 3 Détecteur ou capteur d'ultrasons

Chapitre V

- V - 1 Notions
- V - 2 Mesure de la résistance équivalente du quartz émetteur à la résonance mécanique.
- V - 3 Adaptation
- V - 4 Evaluation de l'énergie électrique "effectivement" transformée en énergie ultrasonore
- V - 5 Impulsions électriques détectées aux bornes des quartz mettteur et récepteur.

Chapitre VI - EXEMPLE D'APPLICATION DES ULTRASONS PRODUITS

EXAMEN CRITIQUE ET CONCLUSION

ANNEXES

1. - Méthodes de calcul d'un étage amplificateur Haute fréquence.
2. - Etude sommaire de la modulation par l'écran.
3. - Etude fondamentale d'un stabilisateur de tension

SOMMAIRE

BIBLIOGRAPHIE



[12] "Tubes d'émission - L'emploi de pentodes, de tétrodes et de triodes
dans les montages d'émission" par J.P. HEYBOER et P. ZILSTRA
Volume VII Bibliothèque Technique Philips - 1954 - (p 108 à 114)