

UNIVERSITÉ D'ALGER  
ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

5/74

1 ex

Département : **Electricité**

Section : **Electronique**

PROJET DE FIN D'ÉTUDES



**LINEARISATION DE LA COURBE  
D'IMPEDANCE D'UN HAUT-PARLEUR**



Proposé par :

M. PORÉE

Étudié et Réalisé par :

M. LEMOUCHI BENAZOUZ

PROMOTION 1974

12

UNIVERSITÉ D'ALGER  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

---

Département : **Electricité**

Section : **Electronique**

---

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

---

**LINEARISATION DE LA COURBE  
D'IMPEDANCE D'UN HAUT-PARLEUR**

---

Proposé par :

**M. PORÉE**

Étudié et Réalisé par :

**M. LEMOUCHI BENAZOUZ**

PROMOTION 1974

- Sommaire -

1. Introduction	1
2. Etude générale des hauts-parleurs	2
- Description d'un haut-parleur	
- Etude des moteurs électrodynamiques	
- Schéma équivalent simplifié du haut-parleur électrodynamique.	
3. Etude de l'amplificateur de puissance	12
4. Choix de l'enceinte close	23
5. Etude générale du T ponté	27
- schéma adopté	
- calcul de l'expression de la fréquence de résonance du filtre	
- calcul de la fonction de transfert	
- Etude du T ponté monté en réaction sur un étage de gain A.	
- calcul des éléments du T ponté.	
- Etude en régime alternatif.	
- systématisation.	
6. Alimentation.	46
7. Conclusion	51
8. Bibliographie	52

A mes parents , mes amis  
ainsi qu'à tous ceux qui ont participé  
à ma formation et qui ont contribué à  
la réalisation de ce projet.

Lemouchi  
Benazouz

## Introduction.

On a souvent besoin de faire entendre la parole et la musique (ou autres sons divers) à tout un auditoire (conférences, galas...) et il est évident que la seule puissance vocale de l'orateur ou du chanteur ne suffit pas car en plus de la masse d'air limitée qu'il peut mettre en vibration, il faut tenir compte de sa position excentrique par rapport à l'auditoire.

On remédie à de tels inconvénients par l'utilisation de hauts-parleurs disposés en des points bien définis des salles de spectacles.

Le problème consiste donc à transformer de l'énergie électrique (fournie par le microphone et l'amplificateur) en énergie sonore; en fait il y a double transformation d'énergie assurée par le haut-parleur:

- \* transformation d'énergie électrique en énergie mécanique

- \* transformation d'énergie mécanique en énergie sonore.

Il est intéressant cependant de noter qu'un haut-parleur dont la puissance peut varier de  $\frac{1}{10}$  de Watt à plusieurs dizaines de watts est un transformateur d'énergie et non un amplificateur et que son rendement est faible; il faudra donc lui fournir une énergie relativement

considérable, surtout aux basses fréquences pour lesquelles le rendement est en général le plus faible et d'autant plus que les sons graves sont ceux qui sont les plus susceptibles de donner l'impression de l'ampleur d'un orchestre ou de reproduire la voix humaine.

---

## - Etude générale des haut-parleurs -

### 1) Description d'un haut-parleur:

Dans un haut-parleur on distingue l'organe destiné à rayonner l'énergie sonore dans l'air (membrane), l'armature qui vibre sous l'action du courant et qu'on connaît sous le nom de moteur et enfin le corps du haut-parleur.

Du point de vue acoustique, la membrane est légère, souple afin de suivre indifféremment à toutes les fréquences; du point de vue magnétique, elle est perméable donc épaisse et elle est très rigide pour résister à l'attraction d'un aimant puissant.

La transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique est assurée au niveau de l'armature (dont la description est faite ci-dessous) tandis que la transformation de l'énergie mécanique en énergie sonore est assurée au niveau de la membrane.

Cependant si la transformation énergie mécanique - énergie sonore est assurée d'une façon unique par la membrane, la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique peut être assurée par plusieurs moteurs différents.

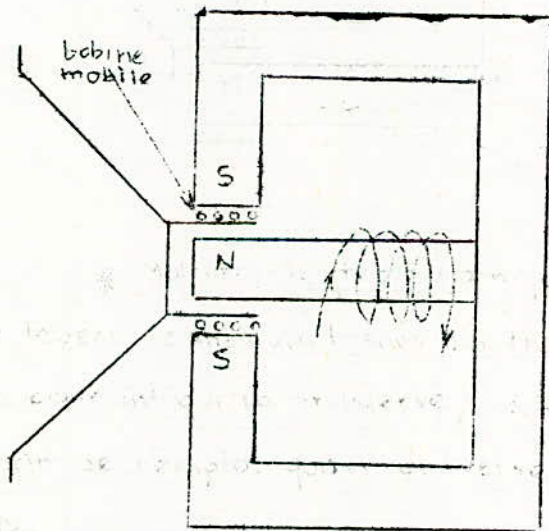
\* Moteurs électromagnétiques où l'organe mobile est une palette de fer doux soumise à l'action d'un champ magnétique (ce genre de moteur est cependant totalement abandonné de nos jours).

\* Moteurs électrodynamiques où l'organe mobile est une bobine légère se mouvant sous l'action d'un champ magnétique sur le courant qui la traverse; c'est le cas qui nous intéresse en raison de l'emploi quasi universel de cette catégorie de moteurs.

Il existe d'autres catégories de haut-parleurs et qui sont les haut-parleurs électrostatiques et ioniques.

## 2) Etude des moteurs électrodynamiques:

le schéma de principe est le suivant:



### 1. coupe d'un moteur électrodynamique

radiale est considérable dans l'entrefer (plusieurs milliers de Gauss), d'où la force d'attraction très grande que subit la bobine.

La force étant rigoureusement proportionnelle au courant qui

Dans le champ de l'entrefers d'un aimant permanent cylindrique de révolution est une bobine très légère maintenue par une suspension très souple qui lui permet, sans sortir du champ, un déplacement de plusieurs millimètres; l'induction



traverse la bobine, elle ne donne (par construction) naissance à aucune harmonique ; la bobine est solidaire d'un diaphragme ou d'un diffuseur.

Pour notre étude nous adopterons les notations suivantes :

- $B$  : induction du champ
- $l$  : longueur du fil de la bobine mobile
- $i$  : courant qui traverse la bobine mobile
- $u$  : vitesse de la bobine mobile
- $F$  : force à laquelle est soumise la bobine mobile
- $r$  : facteur d'amortissement (résistance mécanique)
- $m$  : masse de l'ensemble bobine - diaphragme

Ceci étant posé, nous avons alors :

$$F = B \cdot l \cdot i$$

La loi du mouvement de la bobine est donnée par l'équation :

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + r \frac{dx}{dt} + \frac{x}{k} = B \cdot l \cdot i + D \cdot s \cdot \Delta p = F$$

ou encore :

$$m \cdot \frac{du}{dt} + r \cdot u + \frac{1}{k} \int u \, dt = B \cdot l \cdot i + D \cdot s \cdot \Delta p = F$$

$D$  est un coefficient appelé coefficient d'efficacité :

$D = 1$  pour les faibles fréquences

$D = 2$  pour les hautes fréquences

$1 < D < 2$  pour les fréquences intermédiaires

$$S_{db} = 20 \log_{10} \frac{e}{\Delta p}$$

$e$  : f.e.m. engendrée dans la bobine

k: souplesse

En utilisant l'analogie classique force-tension, on peut écrire l'équation du circuit électrique

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = e - B l u \quad \begin{array}{l} e: \text{f.e.m. agissante} \\ B l u: \text{f.e.m. induite} \end{array}$$

dans le circuit de la bobine.

L est faible et C est infinie (car il n'y a pas de condensateur); d'où l'on peut simplifier l'expression de l'équation.

$$Ri = e - B l u$$

$$\text{d'où: } i \approx \frac{e - B l u}{R}$$

Au courant d'induction  $\frac{B l u}{R}$  correspond une force  $\frac{B^2 l^2 u}{R}$  et le coefficient  $\frac{B^2 l^2}{R}$  vient s'ajouter à la résistance mécanique  $r$  due aux causes multiples d'amortissements.

$$\frac{B^2 l^2}{R} = \frac{B^2 l^2}{\rho l} \cdot s = \frac{B^2 l s}{\rho} = \frac{B^2 v}{\rho}$$

$v$ : volume du métal de l'enroulement et  $\rho$  résistivité du même métal.

En reprenant les équations écrites ci-haut, on peut écrire

$$Z \cdot i + B l u = e$$

$z u = B l i$  (la pression extérieure agissante étant ici nulle)

Avec:

$$z = r + j \left( m \omega - \frac{1}{k \omega} \right) = r + j y \quad (\text{en régime harmonique})$$

$Z = R + j \left( L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) \frac{1}{I}$  car  $C$  est infinie  
 de ces deux équations, on tire :

$$\left( Z + \frac{B^2 l^2}{Z} \right) \cdot i = e$$

à  $Z$  s'ajoute donc la quantité  $\frac{B^2 l^2}{Z}$  qui représente l'impe-  
 -dance cinétique ou motionnelle.

$$Z' = \frac{B^2 l^2}{r + jy} = B^2 l^2 \cdot \frac{r - jy}{r^2 + y^2} = X' + jY'$$

$$X' = B^2 l^2 \frac{r}{r^2 + y^2} ; \quad Y' = -\frac{B^2 l^2 y}{r^2 + y^2}$$

$$\text{et } Z'^2 = B^2 l^2 \cdot \frac{X'}{r}$$

la représentation dans un système d'axes ortho-normés  $(\vec{X}', \vec{Y}')$  de  
 la courbe représentative de  $Z'$ , nous donne :

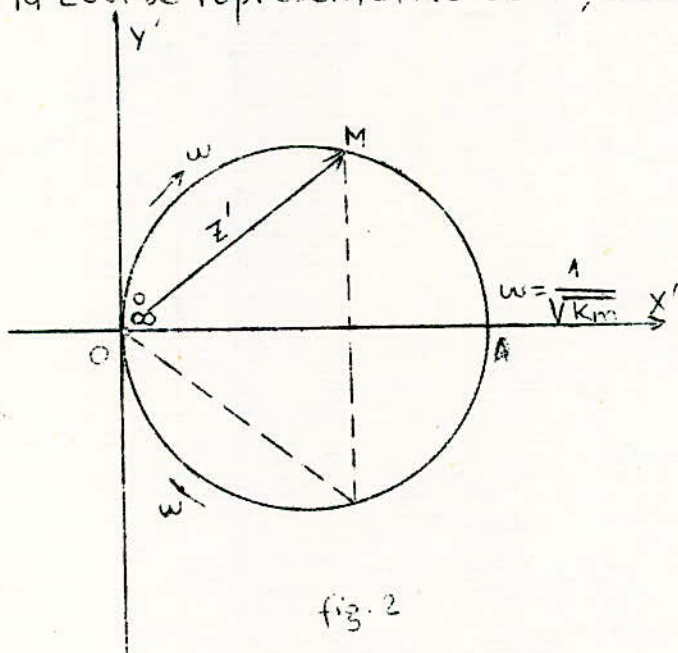


fig. 2

l'extrémité du  
 vecteur  $Z'$  décrit  
 un cercle repré-  
 -senté ici dans le  
 système d'axes  $(OY',$   
 $OX')$  et qui est tang-  
 -ent à  $OY'$  au point  $O$ .  
 ce cercle a pour le  
 nom de cercle cin-

-étique de Kennely

A la résonance  $Y' = 0$  , d'où  $OA = \frac{B^2 l^2}{r}$

si l'on mesure les impédances totales en fonction de la pulsation  $\omega$  et si l'on trace la courbe donnant  $(L\omega + Y')$  en fonction de  $(R + X')$ , on obtient:

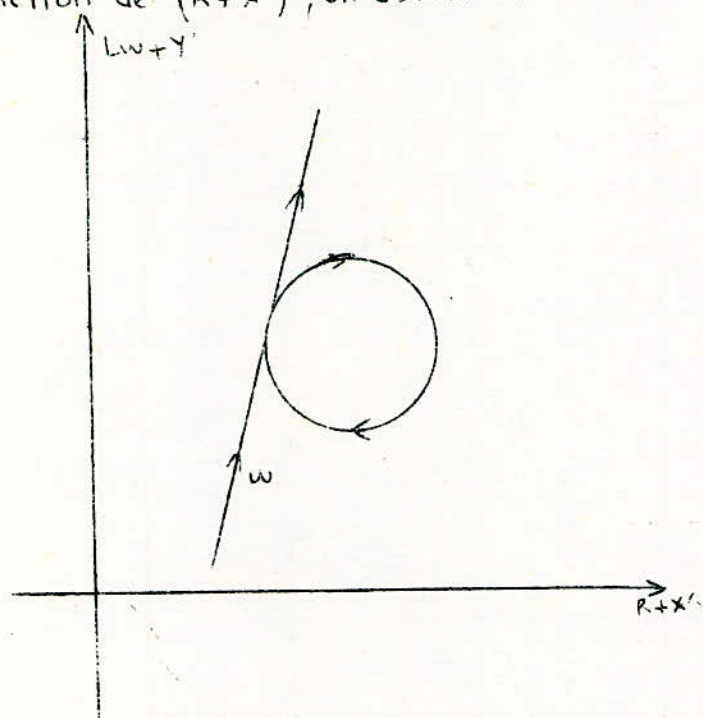


fig. 3

Loin de la résonance mécanique  $X'$  et  $Y'$  sont négligeables et l'on devrait avoir une droite verticale; en fait  $R$  croît légèrement avec la fréquence en raison du phénomène bien connu de l'"effet de peau" qui fait qu'aux hautes fréquences le courant électrique se reporte vers la périphérie des conducteurs ce qui fait que la droite est légèrement inclinée d'autant plus qu'à l'"effet de peau" il faut ajouter les divers phénomènes de pertes par hystérésis.

Aux environs de la résonance on a une boucle qui correspond au cercle de Kennelly (tous les calculs précédents ainsi que les raisonnements ont été faits dans l'hypothèse où la bobine vibre dans le vide).

3) schema equivalent simplifié du haut-parleur électrodynamique:

Dans le vide on pourrait assimiler un haut-parleur à un circuit électrique comprenant en série et en parallèle une résistance, bobine et condensateur et d'impédance:

$$Z = R + j\omega L - \frac{j}{\omega C}$$

Le schéma mécanique simplifié d'un haut-parleur est:

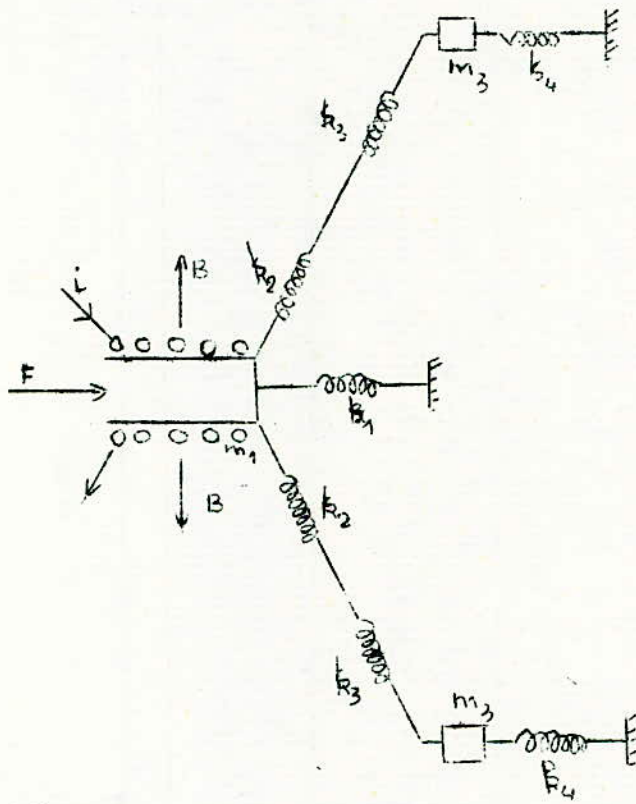


fig. 4

- $k_1$ : souplesse du spider intérieur.
- $k_2$ : souplesse de la membrane.
- $k_3$ : souplesse de la couronne.
- $k_4$ : souplesse de la liaison au bâti (disque de feutre)
- $m_1$ : masse de la bobine mobile
- $m_2$ : masse de l'ensemble diaphragme

plus membrane.

En utilisant l'analogie classique force - tension, nous obtenons le schéma électrique équivalent simplifié suivant:

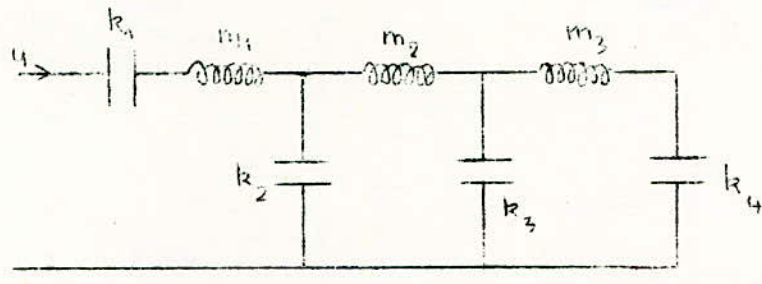


fig. 5

le schéma él.  
 électrique équiv.  
 valent du haut-  
 parleur élect.  
 dynamique

contenant des selfs, capacités et résistances, on se doute bien qu'il y ait des fréquences de résonance (hautes et basses) et qui dit résonance dit augmentation considérable de l'impédance du haut-parleur; la fréquence de résonance basse (fondamentale) représente d'ailleurs la limite inférieure d'utilisation du haut-parleur.

Le but de notre travail est de corriger l'inconvénient majeur que représente cette résonance; pour ce faire nous suivrons le plan de travail suivant:

Nous allons tout d'abord relever l'allure de la courbe d'impédance du haut-parleur dont nous disposons, non pas d'une façon directe mais "indirecte". En effet, nous savons que si  $V$  est la tension appliquée aux bornes du haut-parleur et si  $I$  est le courant qui traverse sa bobine, nous avons constamment la relation suivante qui est vérifiée;

$$V = Z \cdot I$$

$Z$  étant l'impédance du haut-parleur

Donc si nous maintenons la tension aux bornes du haut-parleur constante en fonction de la fréquence, le courant variera de façon telle que lorsque  $Z$  augmente, le

courant  $i$  diminue et vice-versa de façon à maintenir la validité de la relation citée ci-dessus.

Nous allons alors commencer par la première étape qui consiste en la réalisation d'un générateur de tension c'est-à-dire un quadripôle qui garde la tension à sa sortie constante quelle que soit la charge qui lui est appliquée.

## Etude de l'amplificateur de puissance

Nous avons étudié notre amplificateur de façon à ce qu'il puisse nous délivrer une puissance de 3W sur une charge résistive de 5 ohms (en prévision de l'impédance du H.P) et nous avons adopté un schéma classique d'amplificateur fonctionnant en classe AB et qui comprend un transistor amplificateur monté en émetteur commun ( $T_1$ ), un étage driver constitué par les transistors  $T_2$  et  $T_3$  et qui assurent le déphasage en ne laissant passer chacun qu'une alternance sur deux et enfin un étage de sortie constitué par les transistors de puissance  $T_4$  et  $T_5$  montés en push-pull série.

Caractéristiques des transistors utilisés:

<div style="display: flex; align-items: center;"> <div style="margin-right: 10px;">2N2222 (NPN)</div> <div style="border-left: 1px solid black; padding-left: 10px;"> <math>V_{ce\max} = 30V</math>  <math>I_{c\max} = 0,5A</math>  <math>P_{c\max} = 500mW</math>  <math>\beta_{min} = 100</math>  <math>\beta_{max} = 300 \mid I_c = 150mA</math>            Si         </div> </div>	<div style="display: flex; align-items: center;"> <div style="margin-right: 10px;">2N2907 (PNP)</div> <div style="border-left: 1px solid black; padding-left: 10px;"> <math>V_{ce\max} = 40V</math>  <math>I_{c\max} = 0,6A</math>  <math>P_{c\max} = 400mW</math>  <math>\beta_{min} = 100 \mid I_c = 150mA</math>  <math>\beta_{max} = 300</math>            Si         </div> </div>
---	---

AD149 (PNP)	$V_{ce\max} = 20V$ $I_{c\max} = 3A$ $P_{c\max} = 20W$ Ge
----------------	---



2N2907 (PNP)

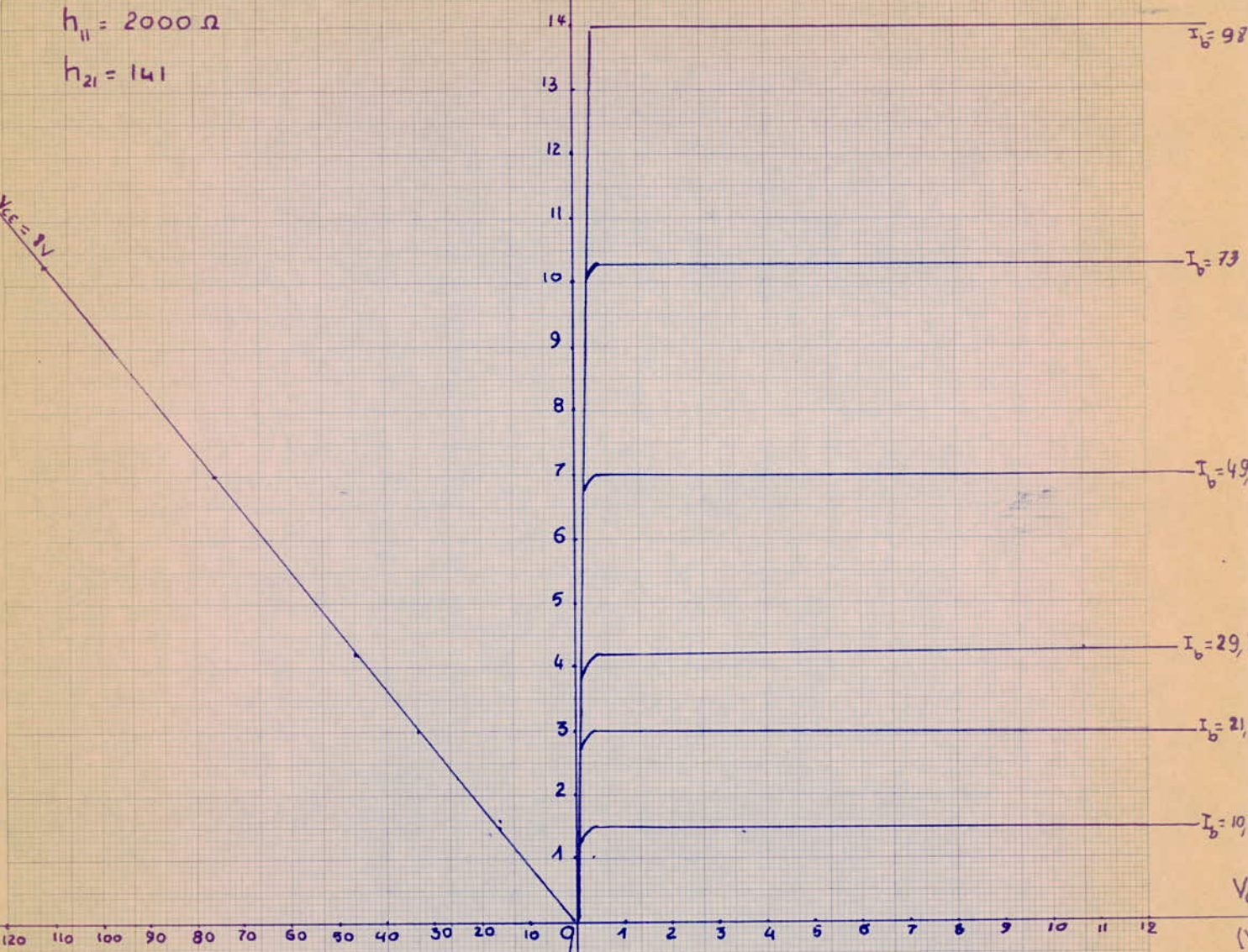
$h_{11} = 2000 \Omega$

$h_{21} = 141$

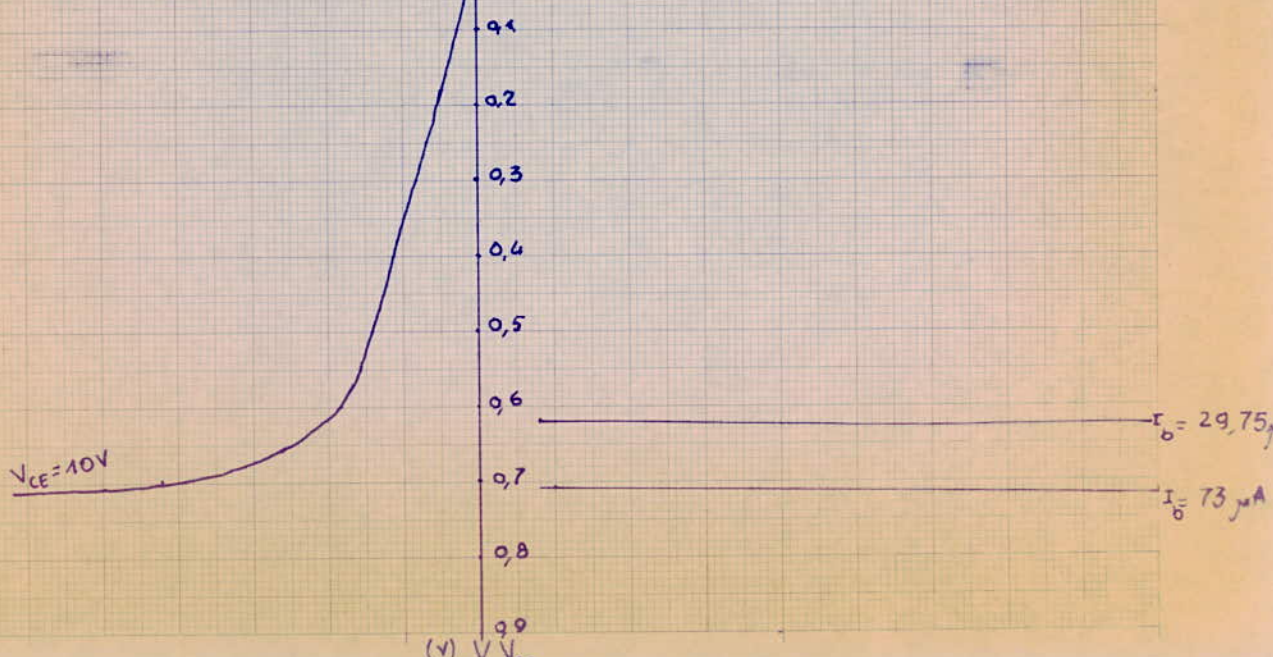
(mA)  $I_c$

(mA)  $I_c$

$V_{CE} = 8V$



$V_{CE} = 10V$

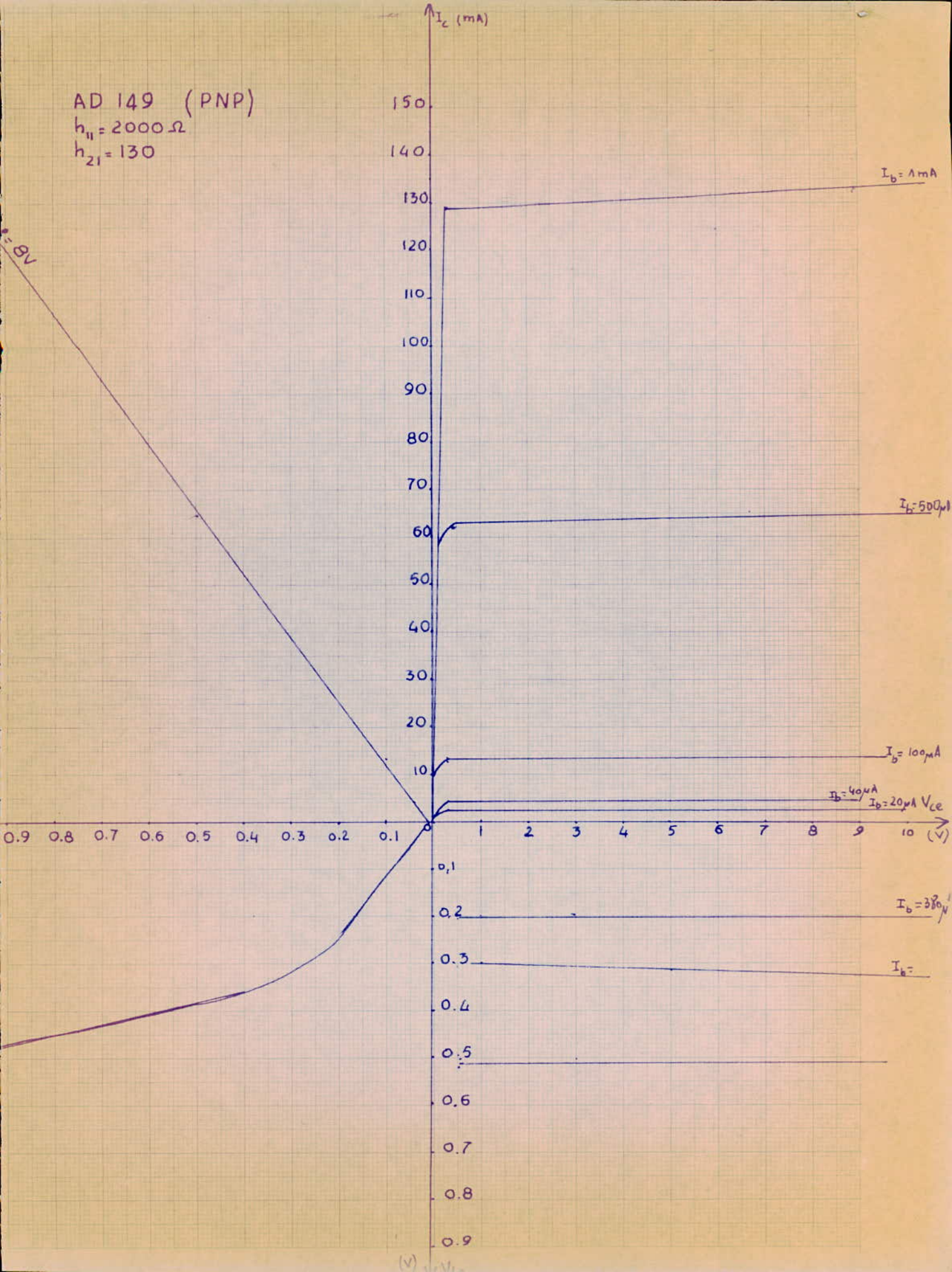


(V)  $V_{CE}$

AD 149 (PNP)

$h_{11} = 2000 \Omega$

$h_{21} = 130$



les deux transistors de puissance (AD 149) sont montés sur des radiateurs de dimensions assez moyennes vu la puissance relativement faible que doit délivrer notre amplificateur.

$$l = 5,5 \text{ cm}$$

$$L = 9,5 \text{ cm}$$

$$h = 2,5 \text{ cm}$$

Les transistors 2N 2722 et 2N 2907 présentant des caractéristiques variables d'un élément à l'autre, nous avons choisi des transistors ayant les caractéristiques les plus voisines possibles (même amplification en courant entre autre)

$$\beta = 141$$

$$h_{11} = 2000 \Omega$$

schéma de l'amplificateur de puissance:

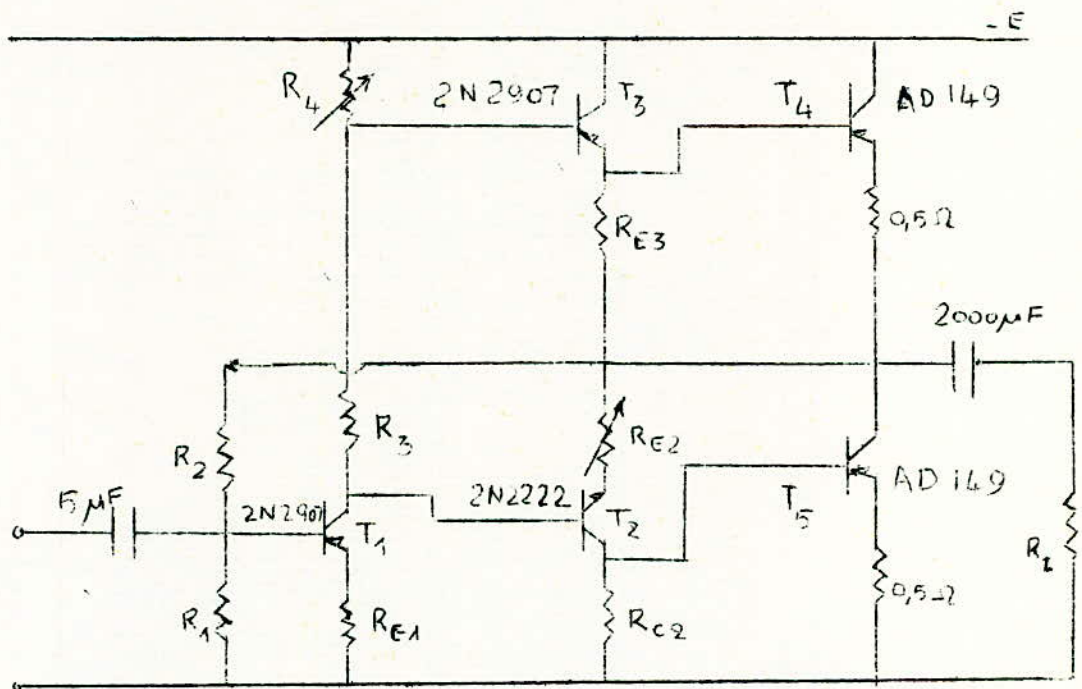


fig. 6

La puissance modulée que l'on cherche à avoir étant de 3W sur charge résistive de  $5\Omega$ , on doit avoir:

$$P_w = \frac{V^2}{R} \Rightarrow V^2 = P \cdot R = 3 \cdot 5 = 15$$

Alors  $V = 3,85 V_{eff}$

on prendra  $V = 4 V_{eff}$ .

or  $V_{max} = 4\sqrt{2} = 4 \cdot 1,414 = 5,65$

on prendra

$$V_{max} = 6V$$

D'où l'amplitude crête à crête du signal de sortie devra être égale à 12V environ; la connaissance de cette amplitude nous permet de définir la tension de polarisation de notre circuit, on prendra:

$$E = 16V \quad (\text{les AD 149 étant des PNP})$$

Étant choisi à dessin nettement supérieur aux 12V pour avoir une marge de manœuvre assez valable compte tenu des tensions de déchet etc...

D'autre part:  $C_s = 2000 \mu F$

Les résistances de  $0,5\Omega$  ajoutées sur les émetteurs des deux transistors de puissance sont destinées à stabiliser le courant par une légère contre-réaction et la chute de tension qu'elles apportent est négligeable (on n'en tiendra pas compte pour le calcul des différentes tensions).

Alors les points de fonctionnement de  $T_4$  et  $T_5$  sont:

$$I_C = 30 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = 8 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{30}{77} = 0,4 \text{ mA}$$

$$V_{BE} = 0,17 \text{ V}$$

Les résistances  $R_{E3}$  et  $R_{C2}$  qui assurent elles aussi des contre-réactions de tension locales assurent un rôle stabilisateur; la règle admise est qu'elles doivent être parcourues par un courant égal à  $5I_B$  ( $I_B$  sortant de la base des transistors de puissance car en régime statique  $I_B$  sort de la base d'un transistor PNP).

Donc :

$$V_{BE3} \neq V_{RC2} = 0,17 \text{ V}$$

$$I_{RC2} = I_{RE3} = 5 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ mA}$$

d'où

$$R_{C2} = \frac{0,17}{2 \cdot 10^{-3}} = 85 \Omega$$

$$R_{C2} = 85 \Omega$$

Par raison de symétrie du montage, on prendra également

$$R_{E3} = 85 \Omega$$

Pour le calcul de  $R_{E2}$ , on le verra plus loin, car c'est ce potentiomètre qui "règle" la symétrie du montage driver

considérons maintenant le fonctionnement en régime statique de l'étage driver; on a:

$$I_{C2} = I_{C3} = 2 + 0,4 = 2,4 \text{ mA}$$

$$\text{et } V_{CE3} = 8 - 85 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 7,83 \text{ V}$$

$$V_{CE3} \neq 8V$$

$$V_{CE4} = 7,84 - R_{E2} \cdot 2,4 \cdot 10^{-3}$$

D'autre part, on a :

$$I_{C2} = I_{C3} = 2,4 \text{ mA}$$

d'où

$$I_{B2} = I_{B3} = 17 \mu A$$

Et d'après le réseau de caractéristiques dynamiques

$$V_{BE2} = V_{BE3} = 0,55V$$

Détermination de  $R_{E2}$  :

Nous avons dit que  $R_{E2}$  servait

à rendre le montage driver symétrique ; voyons quelles conditions doit vérifier  $R_{E2}$  pour cela ;

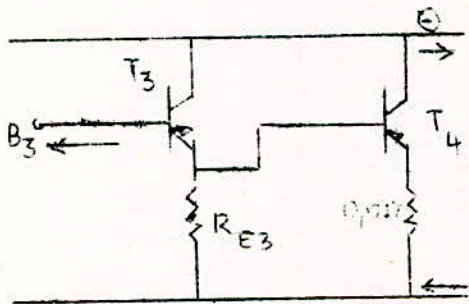


fig. 7

En régime alternatif le montage équivalent est le suivant :

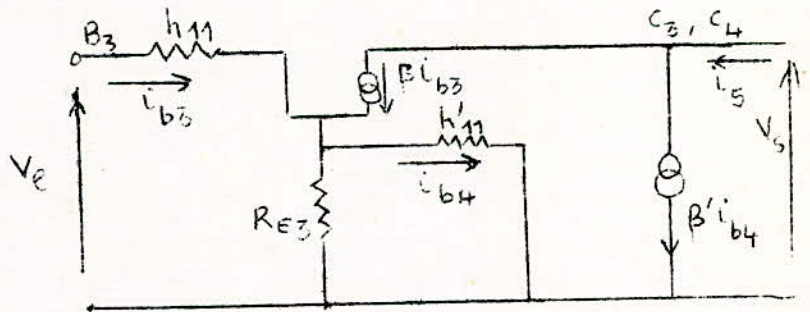


fig. 8

$$(H_{11})_{e1} = \left( \frac{v_e}{i_{b3}} \right)_{v_s=0}$$

$$\text{et } (H_{21})_{e1} = \left( \frac{i_s}{i_{b3}} \right)_{v_s=0}$$

$$V_e = h_{11} i_{b3} + (\beta + 1) \frac{R_{E3} \cdot h'_{11}}{R_{E3} + h'_{11}} i_{b3}$$

or

$$i_{b4} = \frac{R_{E3}}{R_{E3} + h'_{11}} (\beta + 1) i_{b3}$$

$$i_s = \beta' i_{b4} + \beta \cdot i_{b3} \quad (V_s = 0)$$

d'où :

$$(H_{11})_{e1} = h_{11} + (\beta + 1) \frac{h'_{11} \cdot R_{E3}}{R_{E3} + h'_{11}}$$

$$(H_{21})_{e1} = \beta + (\beta + 1) \frac{\beta' \cdot R_{E3}}{R_{E3} + h'_{11}}$$

on a donc l'ensemble des deux transistors  $T_3$  et  $T_4$  qui se comporte comme un transistor unique ayant  $(H_{11})_{e1}$  et  $(H_{21})_{e1}$  et est un PNP.

considérons maintenant l'ensemble des transistors  $T_2$  et  $T_4$  :

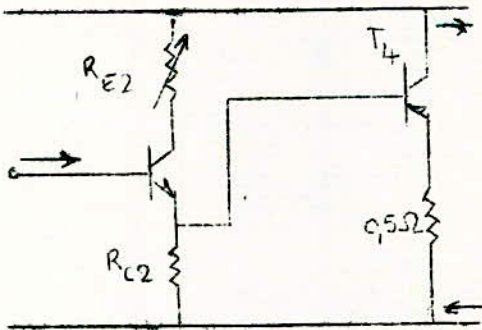
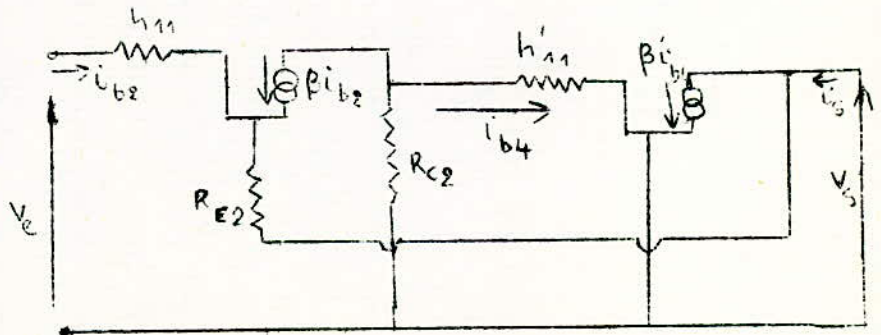


fig. 9

En régime alternatif, le schéma équivalent est :

fig. 10



comme précédemment, pour le calcul de  $(H_{11})_{e2}$  et  $(H_{21})_{e2}$  on court-circuite la sortie du montage et on suit le même processus de calcul :

$$v_e = h_{11} \cdot i_{b2} + R_{E2} (\beta + 1) i_{b2}$$

$$\text{avec: } i_{b4} = -\beta i_{b2} \cdot \frac{R_{C2}}{R_{C2} + h'_{11}}$$

$$i_s = \beta' i_{b4} - (\beta + 1) i_{b2}$$

d'où l'on tire finalement :

$$(H_{11})_{e2} = h_{11} + R_{E2} (\beta + 1)$$

$$(H_{21})_{e2} = -(\beta + 1) - \beta \beta' \cdot \frac{R_{C2}}{R_{C2} + h'_{11}}$$

D'après le sens du courant dans l'ensemble des deux transistors  $T_2$  et  $T_4$ , on a un transistor unique qui se comporte comme un NPN (et qui aurait pour base celle de  $T_3$ , pour collecteur les deux collecteurs reliés entre eux et pour émetteur celui de  $T_4$ ).

Les caractéristiques des transistors de puissance et des transistors drivers étant sensiblement identiques deux à deux ( $T_4$  et  $T_5$  puis  $T_2$  et  $T_3$ ), on constate que les deux transistors  $T_{e1}$  et  $T_{e2}$  seront équivalents si on prend :

$$R_{E2} = (\beta + 1) \cdot \frac{h'_{11} \cdot R_{E3}}{R_{E3} + h'_{11}}$$

$$\text{car } \frac{R_{C2}}{R_{C2} + h'_{11}} \neq 0$$



d'où :

$$R_{E2} = \frac{40 \cdot 85}{40 + 85} \approx 30 \Omega$$

$$\boxed{R_{E2} = 30 \Omega}$$

on utilisera un potentiomètre de  
100  $\Omega$

d'où, en reprenant le calcul interrompu précédemment

$$V_{CE4} = 7,83 - 20 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3} = 7,83 - 0,48$$

$$V_{CE4} \approx 7,35 \text{ V}$$

Point de fonctionnement de  $T_1$ :

$$I_{C1} = I_{C5} = 4 \text{ mA} \Rightarrow R_3 = \frac{V_{BEE}}{I_{C5}}$$

$$V_{BEE} = 20 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3} + 0,65 + 85 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3}$$

$$= 0,48 + 1,10 + 0,2$$

$$= 1,348 \text{ V}$$

d'où

$$R_3 = \frac{1,35}{4 \cdot 10^{-3}} = \frac{1350}{4}$$

$$\boxed{R_3 = 337,5 \Omega}$$

$$R_4 = \frac{7}{4 \cdot 10^{-3}} = 1750 \Omega$$

$$\boxed{R_4 = 1750 \Omega}$$

Les transistors  $T_2$  et  $T_4$  puis  $T_2$  et  $T_5$  étant montés en collecteur commun, seul le transistor  $T_1$  est monté en amplificateur puisqu'en émetteur commun.

On a, puisque l'on veut avoir un gain de 30 db :

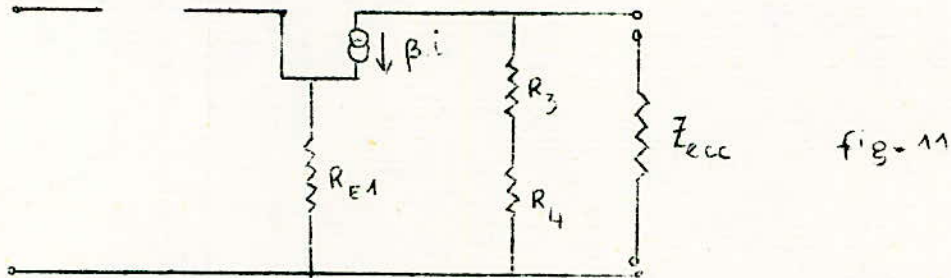
$$20 \log |G_V| = 20 \log |G_{VT_1}| = 30$$

d'où

$$\log |G_{VT_1}| = 1,5$$

ou encore:  $G_{VT_1} \# 14$

On sait d'autre part que l'impédance d'entrée d'un collecteur commun est très grande et l'impédance de sortie d'un émetteur commun est moyenne; l'étage suivant le transistor  $T_1$  se présente donc comme un circuit ouvert devant  $R_3$  et  $R_4$ .



$$(G_V)_{T_1} = \frac{(R_4 + R_3) \beta}{1 + R_{E1} (\beta + 1)} = \frac{2087 \cdot 140}{2000 + R_{E1} \cdot 141} = 30$$

D'où l'on tire tout calcul fait:

$$R_{E1} \# 164 \Omega$$

$$V_{BE1} = 0,55 \text{ V}$$

$$V_{R1} = 0,55 + 164 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \# 1,1$$

$$I_{R1} = 10 I_{B1} \quad \text{or} \quad I_{B1} = 30 \mu\text{A}$$

$$I_{R1} = 300 \mu\text{A}$$

On trouve alors :  $R_1 \# 4 \text{ k}\Omega$

$$V_{R2} = 8 - 1 = 7 \text{ V}$$

$$\text{et } R_2 I_2 = 7 \text{ V}$$

$$I_{R2} = 390 \cdot 10^{-6}$$

$$R_2 = \frac{7}{0,39} \cdot 10^3$$

$$R_2 \# 22 \text{ k}\Omega$$

cependant, pratiquement, nous avons été obligés de modifier les valeurs de  $R_2$  et  $R_1$  puisque :

$$R_1 \# 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 33 \text{ k}\Omega$$

Et le gain de l'amplificateur s'en est trouvé modifié puisqu'au lieu de la valeur 14 calculée nous n'avons obtenu qu'un gain de l'ordre de 12.

Le taux de distorsion mesuré de cet amplificateur de puissance est assez moyen puisque la mesure nous donne une valeur de 0,5%. (ce qui, au fond, n'influe pas tellement sur les mesures que nous avons à effectuer).

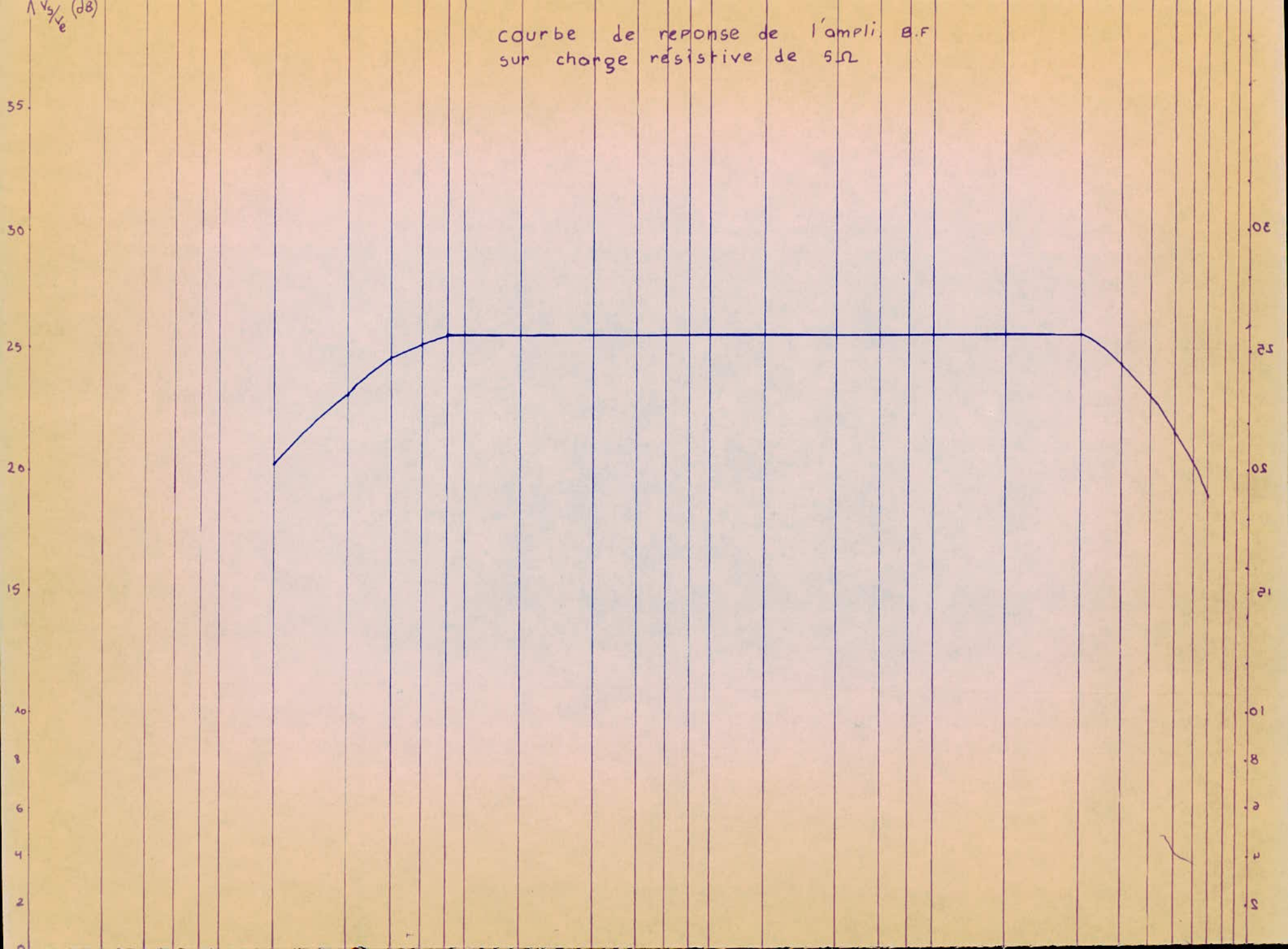
L'amplificateur de puissance étant ainsi réalisé pratiquement, nous nous sommes attachés à relever différentes courbes de réponse de celui-ci :

\* sur charge résistive

- courbe de réponse en tension.
- courbe de réponse en courant.

Cependant, pour le relevé des courbes de réponse de l'amplificateur de puissance couplé avec le haut-parleur à étudier, nous avons été obligé, pour la commodité des mesures de construire un auxiliaire à notre H.P. (encintes closes).

courbe de reponse de l'ampli. B.F.  
sur charge resistive de  $5\Omega$



- Choix de l'enceinte close -

si le relevé des courbes de réponse d'un amp.ificateur sur charge résistive ne présente pas de difficultés, il n'en est malheureusement pas de même pour les courbes de réponse avec le H.P. comme charge.

En effet, l'impédance acoustique de l'air sauto à celle du H.P.; or cette impédance varie en fonction des conditions climatiques (pression, humidité...), ce qui risque de gêner et même d'errer nos mesures.

Nous avons donc été amenés à "enfermer" le H.P. dont nous disposons dans une enceinte close remplie d'un certain volume d'air, dans des conditions bien déterminées et par conséquent ayant une impédance acoustique approximativement fixe.

Alors :

$$Z_{\text{totale}} = Z_0 + Z$$

$Z_0$ : impédance acoustique du volume d'air

enfermé dans la caisse représentant la charge avant du H.P.

L'arrière du H.P. est chargé par une enceinte close remplie de coton hydrophile, pour éviter les phénomènes de résonance de l'enceinte; cette enceinte close diminue peut-être le rendement sonore du H.P. (ce qui ne représente pas un gros inconvénient pour notre travail), mais elle présente l'avantage d'isoler l'avant de celui-ci de son arrière évitant

ainsi les phénomènes d'interférences entre l'onde "avant" et l'onde "arrière".

Pour la construction proprement dite des enceintes closes nous avons tenu compte des avantages apportés par la dissymétrie de l'ensemble et le volume maximum que l'on peut donner aux enceintes, nous avons alors adopté les mesures suivantes :

- Pour l'enceinte qui charge l'arrière du H.P. :

$$\phi = 11 \text{ cm (diamètre du H.P.)}$$

$$H = 40 \text{ cm}$$

$$l = 22 \text{ cm}$$

$$L = 30 \text{ cm}$$

$$L' = 12 \text{ cm}$$

$$h = 10 \text{ cm}$$

$$d = 2 \text{ cm}$$

$$l' = 5 \text{ cm.}$$

- Pour la charge acoustique du H.P. :

$$H = 40 \text{ cm}$$

$$l = 16,5 \text{ cm}$$

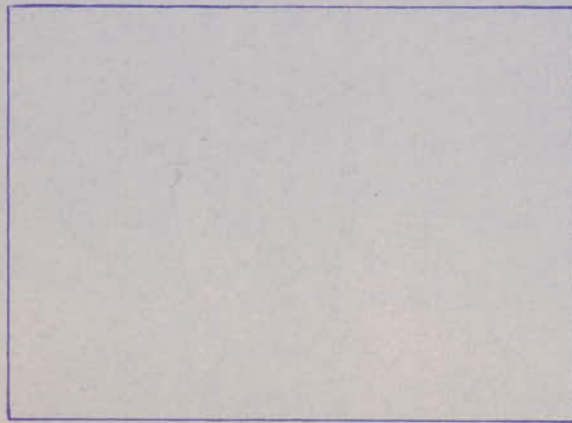
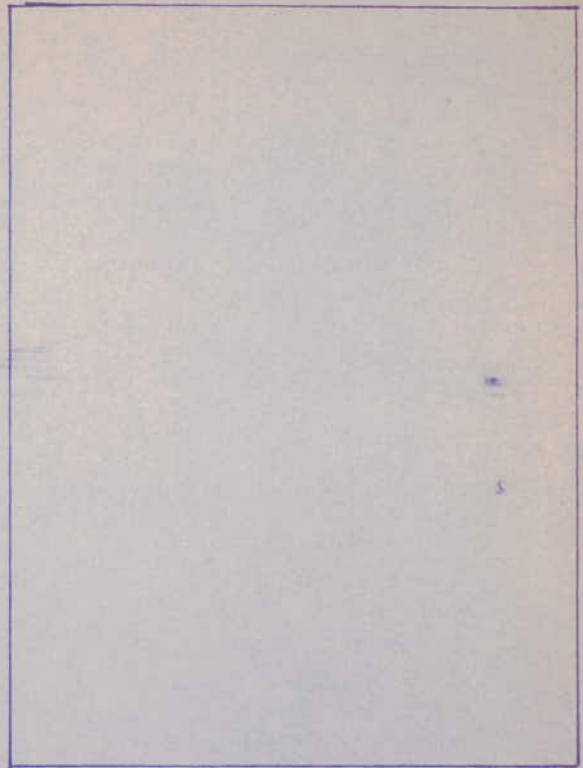
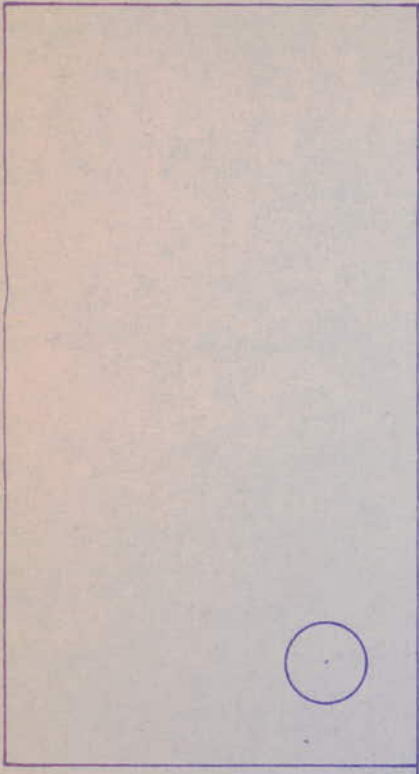
$$L_c = 30 \text{ cm}$$

$$d_c = 2 \text{ cm}$$

$$h_c = 10 \text{ cm}$$

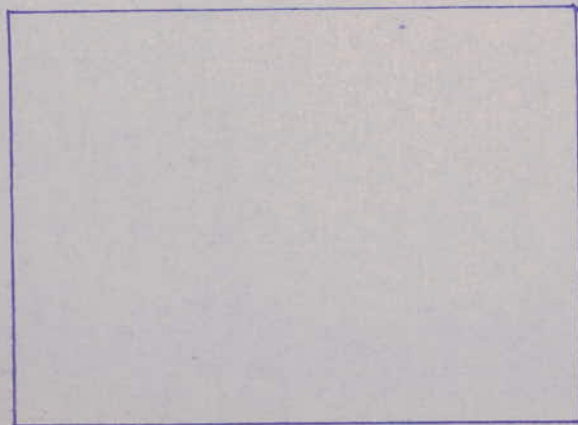
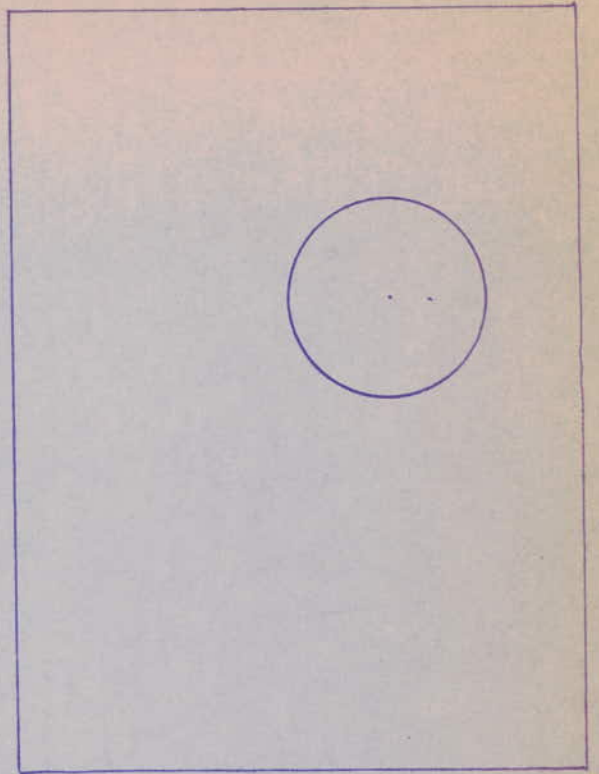
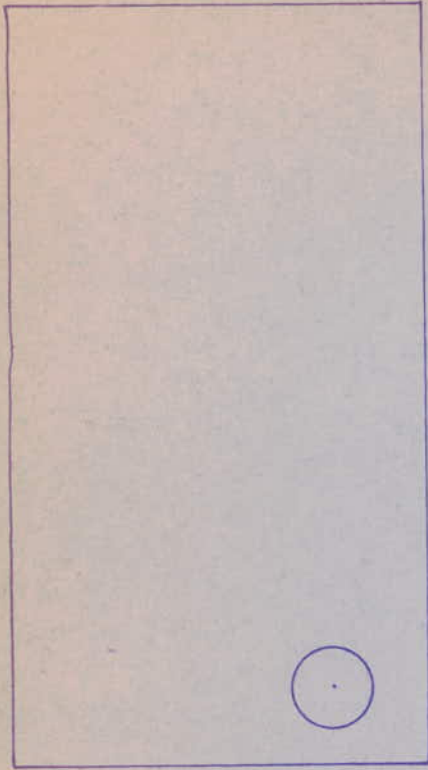
L'assemblage des divers éléments (H.P., enceintes) et avant réalisation nous avons procédé au relevé des courbes de réponse de l'amplificateur chargé par l'ensemble H.P.-enceinte

schéma de la charge acoustique  
du haut-parleur.





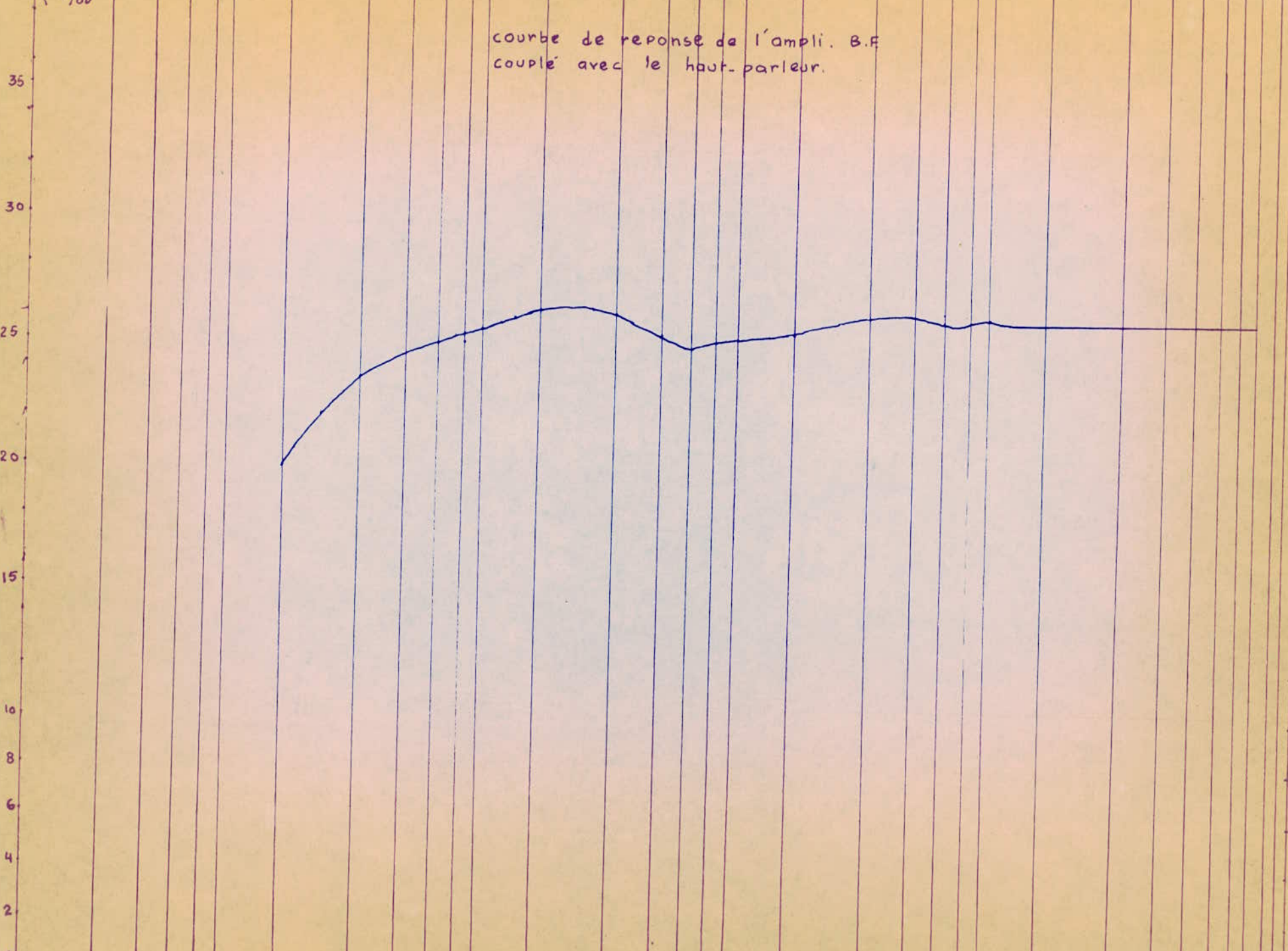
schema de l'enceinte contenant le haut-parleur.



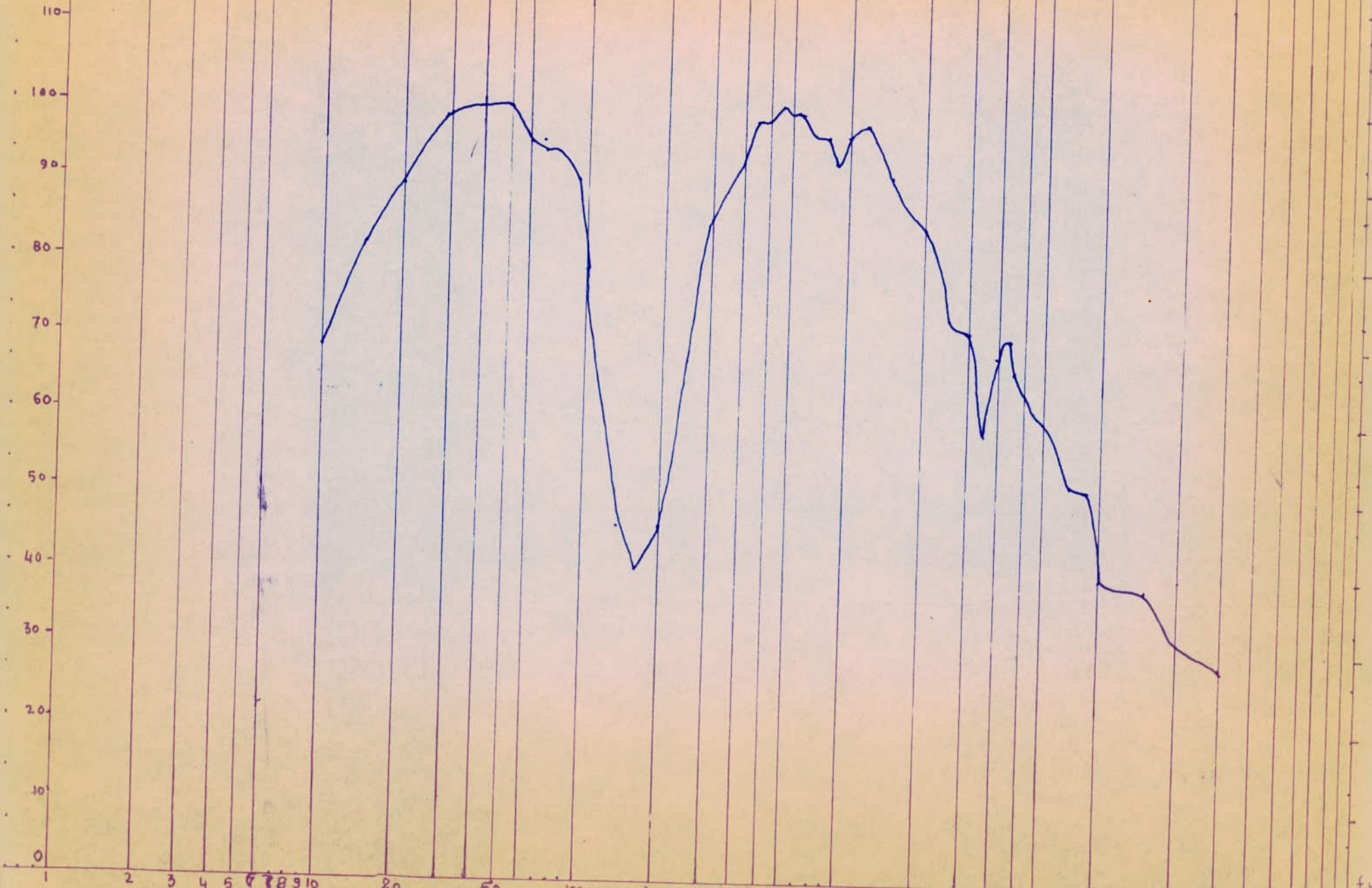
(1/10) db

courbe de reponse de l'ampli. B.F.  
couple' avec le haut-parleur.

35  
30  
25  
20  
15  
10  
8  
6  
4  
2  
0



150  
courbe de reponse en couant de l'ampli. B.F.  
couple avec le haut. parleur.



Ces deux courbes de réponse nous donnent une idée assez précise sur l'allure de la courbe d'impédance du H.P. Nous constatons que la résonance fondamentale a lieu vers 170 Hz environ et se traduit par une chute considérable du courant admis dans la bobine mobile du H.P. et ceci à tension constante d'où une chute de la puissance sonore.

L'amplitude du mouvement de la bobine mobile du H.P. déterminant directement la puissance sonore, laquelle amplitude dépend de la force de Laplace à laquelle est soumise la bobine ( $F = B \cdot l \cdot i$ ) d'une part,  $B$  et  $l$  étant constants d'autre part, pour avoir une puissance sonore constante, nous devons nous arranger pour que le courant dans la bobine soit aussi constant que possible.

Pour ce faire nous sommes obligés de modifier la courbe de réponse en tension de l'amplificateur chargé par le haut-parleur de façon à ce qu'elle présente un "pic" vers 170 Hz et reste à peu près constante au-delà de 500 Hz et en deçà de 50 Hz.

Nous utiliserons le schéma représenté ci-dessous:

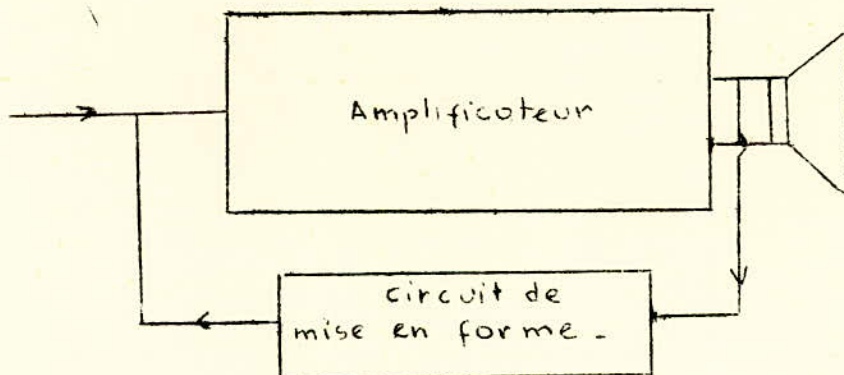


fig. 14

ceci étant acquis et vues les propriétés (que l'on verra par la suite) du filtre rejecteur de bande à double T, nous avons opté pour ce circuit en vue de la réalisation de notre "circuit de mise en forme".

---

- Etude générale du T ponté.

1) schema adopté:

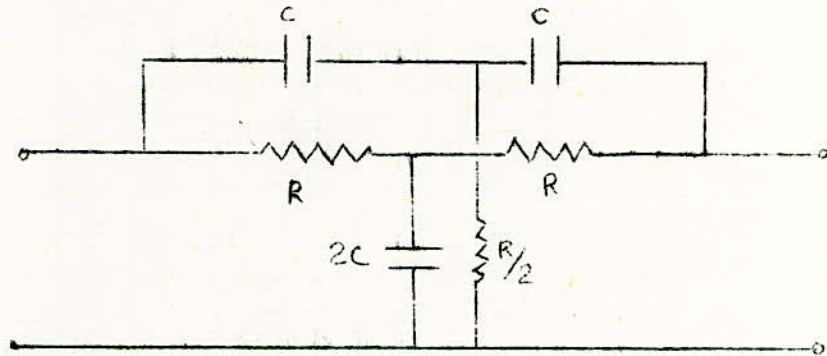


fig. 15

2) Expression de la fréquence de résonance du filtre:

Le T ponté utilisé

est constitué de deux quadripôles montés en parallèle, que nous étudierons séparément pour une raison de commodité et de simplicité des calculs

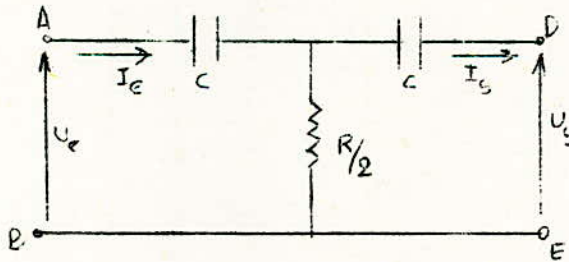


fig. 16

si on court-circuite la sortie (DE), l'impédance du T vue des points A et B est:

$$Z = -\frac{j}{\omega C} + \frac{\frac{R}{2} \left(-\frac{j}{\omega C}\right)}{\frac{R}{2} - \frac{j}{\omega C}}$$

$$I_s = \frac{\frac{R}{2} \cdot I_e}{\frac{R}{2} - \frac{j}{\omega C}} = I_e \cdot \frac{RC\omega}{RC\omega - 2j}$$

$$\text{or: } I_e = \frac{U_e}{Z} = \frac{U_e}{-j(RC\omega - 2j) - Rj\omega} (RC^2\omega^2 - 2j\omega C)$$

$$I_e = \frac{U_e}{Z} = \frac{U_e (RC^2 \omega^2 - 2jC\omega)}{-RjC\omega - 2 - RjC\omega} = \frac{U_e (RC^2 \omega^2 - 2jC\omega)}{-2RjC\omega - 2}$$

d'où 
$$I_s = \frac{U_e (RC^2 \omega^2 - 2jC\omega)}{2(RjC\omega - 1)} \cdot \frac{RC\omega}{RC\omega - 2j} = \frac{U_e \cdot C\omega \cdot RC\omega}{+2(RjC\omega - 1)}$$

l'impédance de transfert (entre  $U_e$  et  $I_s$ ) est alors :

$$Z_t = \frac{U_e}{I_s} = \frac{2(RjC\omega - 1)}{RC^2 \omega^2} = \frac{2j}{C\omega} - \frac{2}{RC^2 \omega^2}$$

De même pour le T complémentaire :

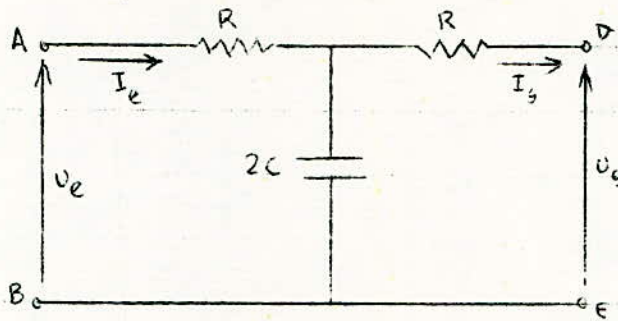


fig. 17

on court-circuite la sortie et l'impédance du T vue des points A et B est alors :

$$Z' = R + \frac{R(-j/2C\omega)}{R - j/2C\omega} = R - \frac{Rj}{2RC\omega - j}$$

$$I_s = I_e \cdot \frac{-j/2C\omega}{R - j/2C\omega} = I_e \frac{-j}{2RC\omega - j}$$

or :

$$I_e = \frac{U_e (2RC\omega - j)}{2R^2 C\omega - 2Rj} = \frac{U_e}{Z}$$

Alors :

$$I_s = \frac{U_e}{2(R^2 C\omega - Rj)} \cdot -j = -j \frac{U_e}{2(R^2 C\omega - Rj)}$$

l'impédance de transfert entre  $U_e$  et  $I_s$  est donc :

$$Z'_t = \frac{U_e}{I_e} = \frac{2(R^2 c \omega - Rj)}{-j} = 2R^2 j c \omega + 2R = 2R(Rj c \omega + 1)$$

Alors:

$$Z_t = 2R(Rj c \omega + 1)$$

les deux quadripôles étant en parallèle, leur impédance équivalente est:

$$(Z_t)_{eq} = \frac{Z_t \cdot Z'_t}{Z_t + Z'_t}$$

Pour que  $I_s$  soit nul à la fréquence de résonance il faut que  $(Z_t)_{eq}$  soit infinie c'est-à-dire:

$$Z_t + Z'_t = 0$$

d'où l'on tire:  $Z_t = -Z'_t$  ; c'est-à-dire:

$$\frac{2(Rj c \omega - 1)}{R c^2 \omega^2} = 2R(Rj c \omega + 1)$$

$$\text{d'où : } 2(Rj c \omega - 1) = 2R^2 c^2 \omega^2 (Rj c \omega + 1)$$

$$Rj c \omega - 1 = R^3 j c^3 \omega^3 + R^2 c^2 \omega^2$$

On égale parties réelles et parties imaginaires, ce qui donne:

$$Rj c \omega = j R^3 c^3 \omega^3 \Rightarrow \omega_c = \frac{1}{RC} \quad \text{ou} \quad \boxed{f_c = \frac{1}{2\pi RC}}$$

$$R^2 c^2 \omega^2 = -1 \Rightarrow \omega'_c = -\frac{1}{RC}$$

cette seconde valeur ne convient pas car elle est négative

### 3) Calcul de la fonction de transfert:

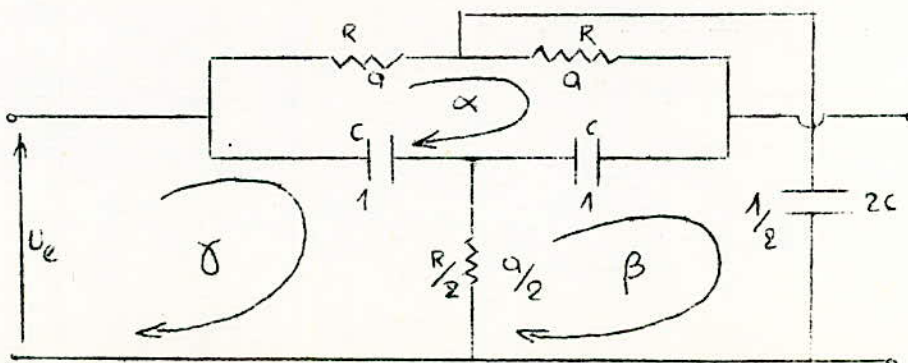


fig. 18



Nous utiliserons la méthode des courants de maille; alors les équations régissant ce système sont:

$$\begin{aligned} 2(1+a)\alpha - (1+a)\beta - \gamma &= 0 \\ -(1+a)\alpha + \frac{3}{2}(1+a)\beta - \frac{a}{2}\gamma &= 0 \\ -\alpha - \frac{a}{2}\beta + (1+\frac{a}{2})\gamma &= j\omega U_e \end{aligned}$$

On développe le déterminant par la règle de Sarrus:

$$\Delta = \begin{vmatrix} 2(1+a) & -(1+a) & -1 \\ -(1+a) & \frac{3}{2}(1+a) & -\frac{a}{2} \\ -1 & -(1+a)^2 & 1+\frac{a}{2} \end{vmatrix} = (1+a) \left( \frac{1}{2} + 2a + \frac{a^2}{2} \right)$$

$$\Delta\alpha = \begin{vmatrix} 0 & -(1+a)^2 & -1 \\ 0 & \frac{3}{2}(1+a) & -\frac{a}{2} \\ -j\omega U_e & -\frac{a}{2} & 1+\frac{a}{2} \end{vmatrix} = \frac{j\omega U_e}{2} (1+a)(a+3)$$

$$\Delta\beta = \begin{vmatrix} 2(1+a) & 0 & -1 \\ -(1+a) & 0 & -\frac{a}{2} \\ -1 & j\omega U_e & 1+\frac{a}{2} \end{vmatrix} = j\omega U_e (1+a)^2$$

$$\frac{U_s}{U_e} = \beta \cdot e^{j\varphi} = \frac{a^2+1}{a^2+4a+1}$$

or:  $a = jR\omega = \frac{jR\omega}{R\omega_c} = j\rho$

car  $R\omega_c = 1$   
 $\omega_c$  étant la pulsation de

coupure, d'où  $a^2 = -\rho^2$

la fonction de transfert est: 
$$H(\rho) = \frac{U_s}{U_e} = \frac{1-\rho^2}{1-\rho^2+4j\rho} = \frac{\frac{1}{f} - \rho}{\frac{1}{f} - \rho + 4j}$$

on pose :  $\frac{1}{p} - p = -u.$

d'où :

$$\theta(u) = \frac{-u}{-u+4j} = \frac{1}{1 - \frac{4j}{u}}$$

et :

$$\theta(u) = \frac{1}{1 - \frac{4j}{u}}$$

Reprenons cependant la formule donnant  $\theta(p)$  :

$$\theta(p) = \frac{1-p^2}{1-p^2+4jp} \quad \text{avec } p = R\omega = T\omega = \frac{\omega}{\omega_c}$$

$$p = j\omega$$

Alors il vient :

$$\theta(p) = \frac{1+p^2T^2}{1+p^2T^2+4pT}$$

on pose :  $4 = \frac{1}{Q}$

d'où l'on obtient :

$$\theta(p) = \frac{1+p^2T^2}{1 + \frac{1}{Q} pT + p^2T^2} \quad (1)$$

La loi d'affaiblissement d'un tel réseau présente une symétrie par rapport à sa fréquence d'affaiblissement maximale.

$$Q = \frac{F_c}{F_2 - F_1}$$

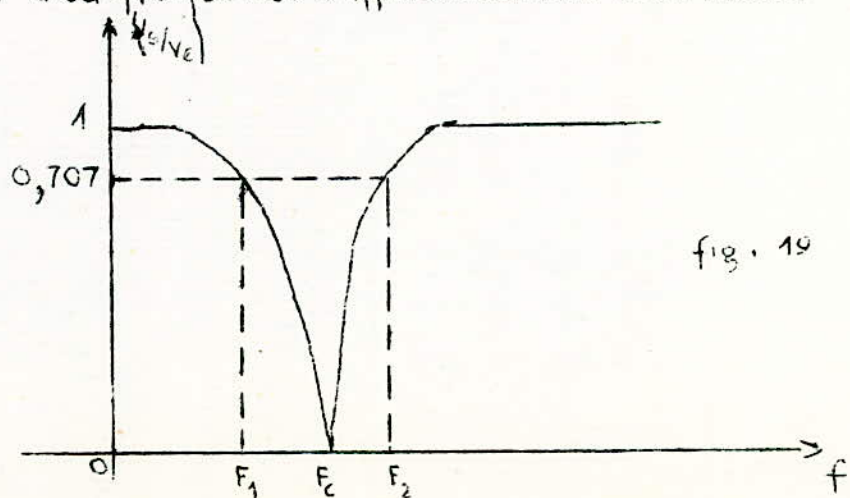


fig. 19

on pose  $\frac{\omega}{\omega_c} = p$

d'où l'on peut écrire : 
$$\theta(\omega) = \frac{1 - \omega^2 T^2}{1 + j \frac{\omega}{R} T - \omega^2 T^2}$$

avec :  $T = \frac{1}{\omega_c}$

$$\theta(p) = \frac{1 - p^2}{1 + j \frac{p}{R} - p^2}$$

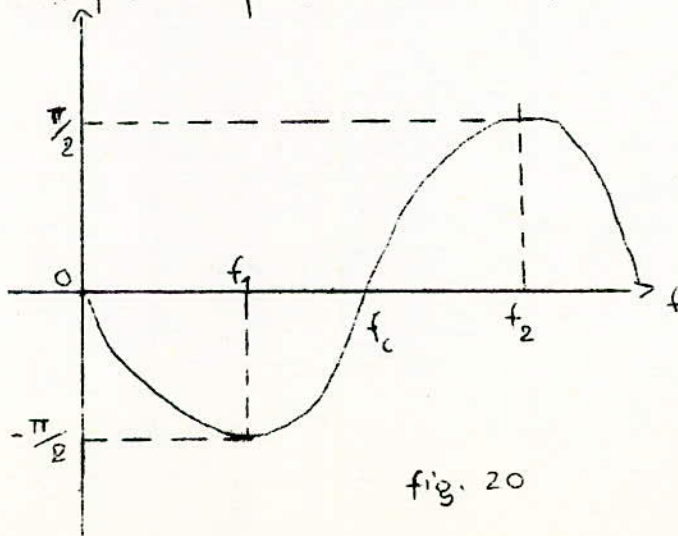
$$|\theta(p)| = \frac{1 - p^2}{\left[ (1 - p^2)^2 + \frac{p^2}{R^2} \right]^{1/2}} = \frac{R(1 - p^2)}{\left[ R^2(1 - p^2)^2 + p^2 \right]^{1/2}}$$

et finalement :

$$|\theta(p)| = \frac{R/p (1 - p^2)}{\left[ R^2(1/p - p)^2 + 1 \right]^{1/2}}$$

On a l'apparition d'une forme symétrique puisque, quand on remplace  $p$  par  $\frac{1}{p}$ , on obtient la même expression; donc pour toutes les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  telles que  $f_1 \cdot f_2 = f_c^2$ , on obtient la même valeur de l'affaiblissement.

La caractéristique de phase d'un tel filtre affecte l'allure symétrique indiquée ci-dessous :



Les pulsations correspondant à un affaiblissement de 3db sont telles que le dénominateur de l'expression de  $|\theta(p)|$  est

égal à 2 :

$$1 + Q^2 \left( p - \frac{1}{p} \right)^2 = 2 \quad \Rightarrow \quad Q^2 \left( p - \frac{1}{p} \right) = 1$$

$$Q \left( p - \frac{1}{p} \right) = 1$$

Pour une valeur de Q égale à 0,25, on obtient les valeurs

$$p_1 = 0,2351 \quad \Rightarrow \quad \omega_1 = 0,2351 \omega_c$$

$$p_2 = 4,2351 \quad \Rightarrow \quad \omega_2 = 4,2351 \omega_c$$

cependant un tel filtre pris seul n'a pas une selectivité satisfaisante en plus du creux d'atténuation sur lequel on ne peut pas agir à notre guise.

Mais son insertion dans une boucle de réaction permet d'augmenter autant que l'on veut sa selectivité de sorte que l'on peut la fixer à une valeur désirée.

4) Etude du T ponté monté en réaction sur un étage de gain A:

En insérant le réseau passif à double T dans une boucle incluant un amplificateur de gain A et un réseau de couplage  $\beta$ , on obtient une fonction de transfert globale  $A'$  telle que:

$$A' = \frac{A}{1 - \mu\beta}$$

cependant en simplifiant, on peut faire  $\beta = 1$  (c'est le cas du schéma ci-dessous).

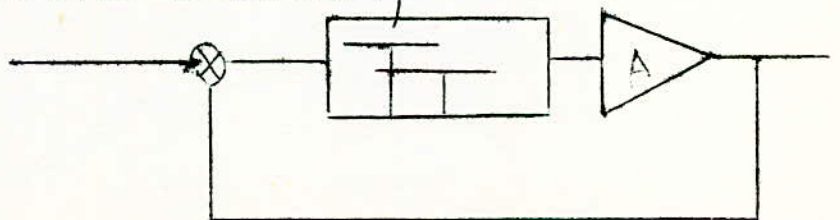


fig 21

$$A' = \frac{A}{1-\mu}$$

avec  $\mu$  qui représente la fonction de transfert du système en boucle ouverte.

$$\mu = \frac{A(1 + p^2 T^2)}{1 + \frac{1}{Q} p T + p^2 T^2}$$

d'où

$$A' = \frac{A}{A+1} \cdot \frac{1 + p^2 T^2}{1 + \frac{1}{Q(A+1)} p T + p^2 T^2} \quad (2)$$

En posant :

$$\frac{1}{Q(A+1)} = \frac{1}{Q'}$$

Et en identifiant 1 et 2, on remarque que 1 est identique à 2 au coefficient  $\frac{A}{A+1}$  près.

On si  $A$  est assez grand  $\frac{A}{A+1}$ , le facteur  $\frac{A}{A+1}$  est très voisin de 1; on conclut que la courbe d'affaiblissement en fonction de la fréquence a même allure mais avec un facteur de selectivité  $Q'$  tel que

$$Q' = (A+1) Q$$

on peut donc régler le facteur de selectivité à une valeur voulue en jouant sur le gain  $A$  de l'étage amplificateur la valeur de  $Q$  sera déterminée en fonction des valeurs des deux pulsations  $\omega_1$  et  $\omega_2$  par la relation ci-dessous;

$$Q \left( \frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right) = A$$

Par exemple pour avoir des fréquences de coupure à 3dB correspondant à un écart de  $1/3$  d'octave soit  $f_2/f_1 = 1,265$ , il convient d'adopter un facteur de selectivité tel que:

$$Q' \left( \rho - \frac{1}{\rho} \right) = 1 \quad \text{avec} \quad \rho_1 = 0,88$$

$$\rho_2 = 1,12$$

car  $\frac{f_2}{f_1} = 1,265$  et  $f_1 f_2 = f_c^2$   
 le calcul étant fait, on trouve  $Q' = 4,1$ .

Si on avait au départ par exemple un facteur  $Q$  de 0,25, on devrait, pour obtenir  $Q' = 4,1$  choisir  $A > 15,4$ , ce qui ne représente pas de difficultés particulières.

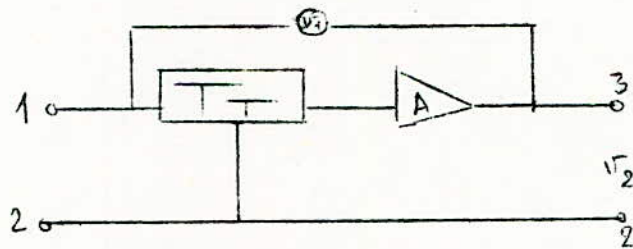
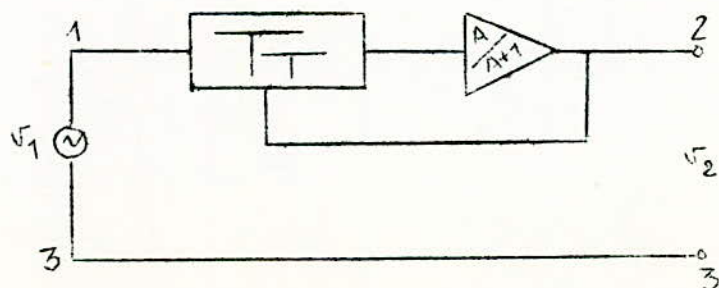


fig. 22.

il est cependant intéressant de rechercher une configuration incluant un amplificateur simple, par exemple un étage à emetteur suiveur ou emittodyne pour lequel le gain  $A$  vaut environ 1.

il est démontré en effet qu'un tel étage peut être vu comme un étage de gain  $A$  à condition de déplacer le point de masse

fig. 23



On remarquera que le point de masse devient le point numéroté 3 alors que le point numéroté 2 devient la sortie de l'ensemble.

Pour ajuster la selectivité à une valeur finie, il est toujours possible de fixer le gain à une valeur bien définie au moyen d'un réseau de contre-réaction tel que celui indiqué ci-dessous !

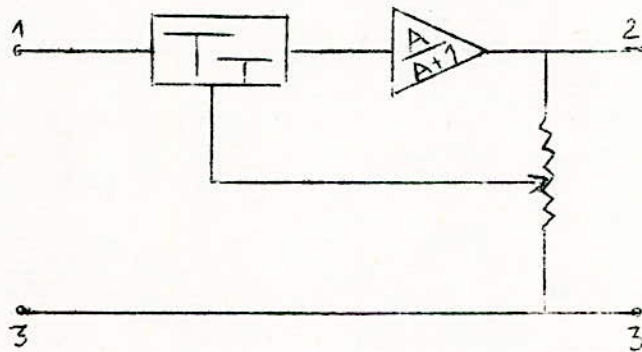


fig. 24

En recherchant la prise convenable du dispositif potentiométrique, on est certain de couvrir une plage de  $Q$  satisfaisante, c'est ce que nous verrons par la suite dans le bloc de correction proposé avec la prise intermédiaire dans la résistance d'émetteur et une résistance ajustable dans la branche capacitive du T ponté.

5) Calcul des éléments du T ponté :

ona pris

des capacités de valeurs données ;  $C = 22000 \text{ pF}$

$2C = 44000 \text{ pF}$

En outre puisque la fréquence de résonance fondamentale de l'ensemble H.P. - enceinte acoustique est égale à 170 Hz, nous

devons calculer nos résistances de façon que la fréquence de résonance du T ponté soit égale elle aussi à 170 Hz.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{d'où} \quad R = \frac{1}{170.5 \cdot 28.22 \cdot 10^{-9}}$$

on trouve:

$$R = 42579 \Omega$$

le filtre passif étant réalisé, nous allons l'insérer dans le circuit actif qui lui est destiné; le schéma adopté est celui représenté ci-dessous:

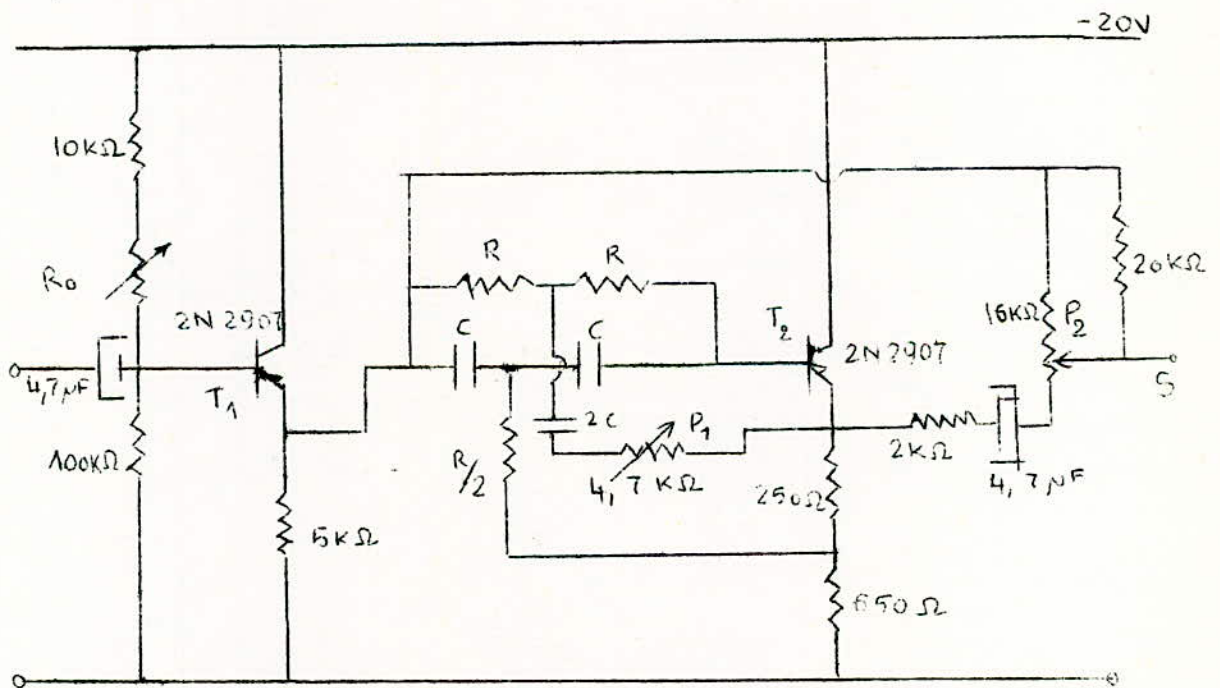


fig. 25

P<sub>2</sub> règle l'amplitude du creux d'atténuation selon la valeur qu'on lui donne; cependant, vu la résistance de 20 kΩ qui est en parallèle sur le potentiomètre, cette amplitude ne peut aller au delà



de 20 db (atténuation obtenue lorsque le potentiomètre  $P_2$  est à sa valeur minimale), ce qui est très largement suffisant pour nous.

$P_1$ , comme dit plus haut, assure la fixation du facteur de sélectivité à la valeur voulue.

Transistors utilisés:

$$T_1 \left\{ \begin{array}{l} I_B = 50 \mu A \\ I_C = 11 mA \\ V_{CE} = 10V \end{array} \right.$$

$$T_2 \left\{ \begin{array}{l} I_B = 50 \mu A \\ I_C = 9 mA \\ V_{CE} = 10V \end{array} \right.$$

Points de fonctionnement:

pour  $T_1$ :  $V_{CE} = 10V$

$I_C = 2 mA$  d'où  $I_B = 8 \cdot 10^{-6} A$

$R_1 = 5 K\Omega$

La valeur de  $R_1$  est choisie assez grande pour éviter d'atténuer l'efficacité du filtre.

$V_{BE} = 0,6 V$

$V_{BM} = 8,6 V$

$I_{RB1} = 10 I_{B1} \Rightarrow I_{RB1} = 8 \cdot 10^{-5} A$

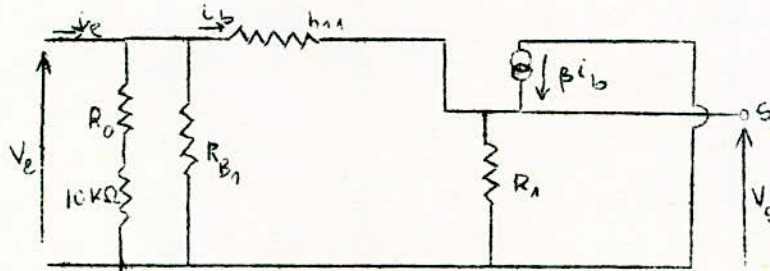
$R_{B1} = \frac{8,6}{8 \cdot 10^{-5}} \neq 100 K\Omega$

$R_{B1} = 100 K\Omega$

Le choix de  $R_0$  sera fonction de l'impédance d'entrée que l'on veut donner à notre circuit en vue de "doser" la contre-réaction qu'on appliquera plus tard à notre amplificateur de puissance.

-ssance au moyen de ce circuit.

Etude en régime alternatif:



$$V_e = h_{11} i_b + R_A i_b (\beta + 1)$$

d'où

$$i_b = \frac{V_e}{h_{11} + R_A (\beta + 1)}$$

fig. 20

$$i_b = \frac{R_{B1} (R_0 + 10)}{R_{B1} + 10 + R_0} \cdot \frac{(R_{B1} + 10 + R_0) [h_{11} + R_A (\beta + 1)]}{(R_{B1} + 10 + R_0) [h_{11} + R_A (\beta + 1)] + R_{B1} (R_0 + 10)}$$

$$= \frac{R_A (\beta + 1) + h_{11}}{1 + \frac{R_{B1} + 10 + R_0}{R_{B1} (R_0 + 10)}} \cdot \frac{R_A (\beta + 1) + h_{11}}{R_A (\beta + 1) + h_{11}}$$

$$Z_e \# \frac{1}{\frac{R_{B1} + 10 + R_0}{R_{B1} (R_0 + 10)}} \# \frac{R_{B1} (R_0 + 10)}{R_{B1} + 10 + R_0} = \frac{100 (R_0 + 10)}{110 + R_0}$$

on voit que  $Z_e$  est une fonction de  $R_0$ ; on réglera donc celle-ci à la valeur voulue selon l'amplitude du signal que l'on veut prélever à la sortie de l'amplificateur de puissance pour le ramener à son entrée à travers le circuit de correction.

l'impédance de sortie est environ égale à  $R_A$  c'est-à-dire 5 kΩ ce qui est satisfaisant pour éviter de trop "amortir" le filtre

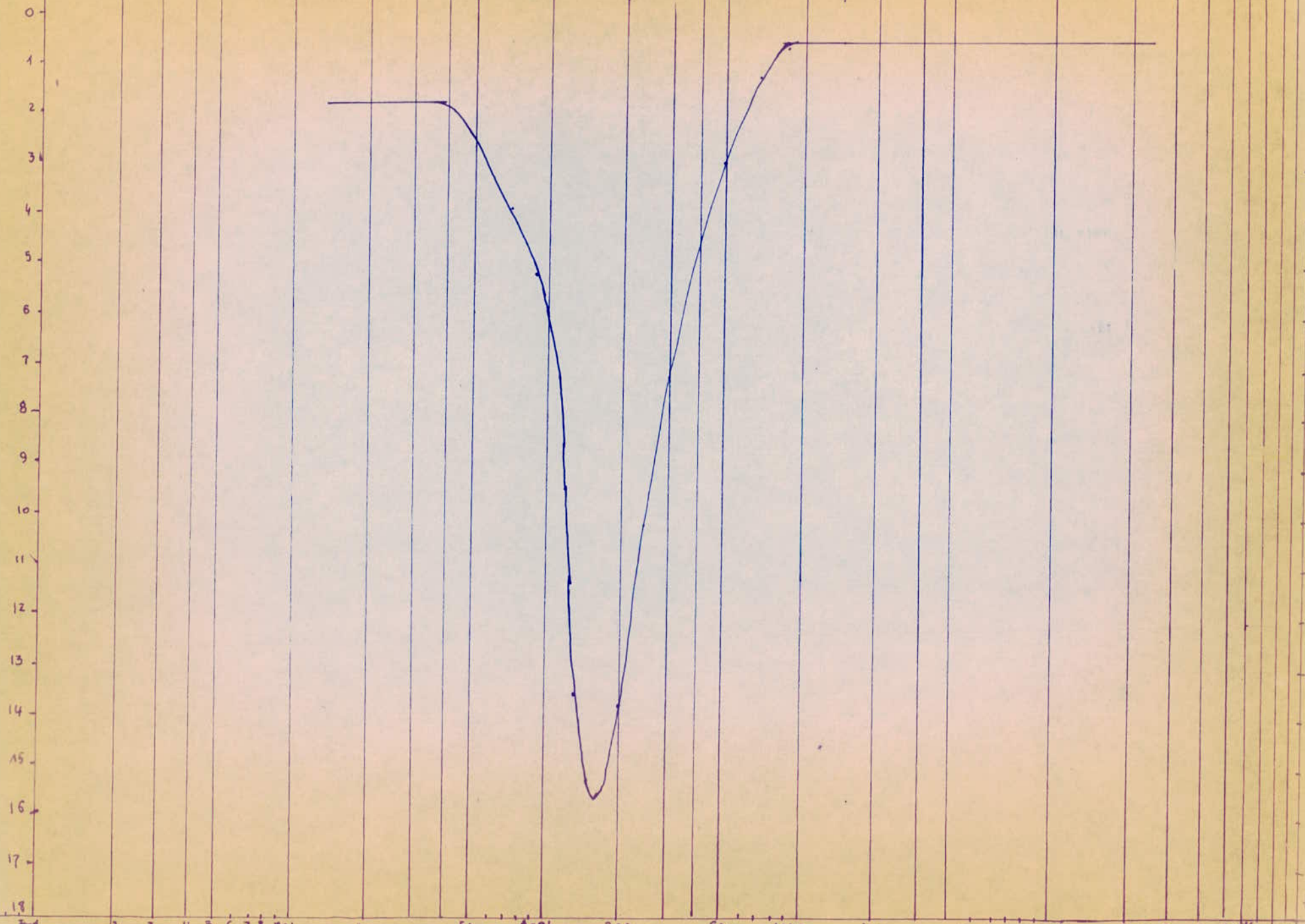
Pour le transistor  $T_2$ , nous avons pris :

$$R_{E1} = 250 \Omega$$

$$R_{E2} = 650 \Omega$$

la capacité de  $4,7 \mu\text{F}$  sert à éviter le passage du courant continu. La réalisation pratique étant ainsi faite, nous avons relevé la courbe de réponse du filtre actif et nous avons obtenu la figure ci-après :

courbe de reponse du double T actif



Nous nous étions proposé comme but de notre travail la régulation du courant admis dans la bobine du H.P. ; une légère modification de la configuration de notre amplificateur de puissance est nécessaire. En effet nous avons été amenés à supprimer la résistance  $R_2$  et à polariser le transistor amplificateur  $T_1$  par un pont de base classique.

Le circuit actif en double T est alors utilisé comme quadripôle de contre-réaction du type tension-série sur l'amplificateur.

La résistance  $R'_2$  "remplaçant"  $R_2$  pour polariser le transistor  $T_1$  est telle que :

$$V_{R'_2} = 20 - 1 = 19V$$

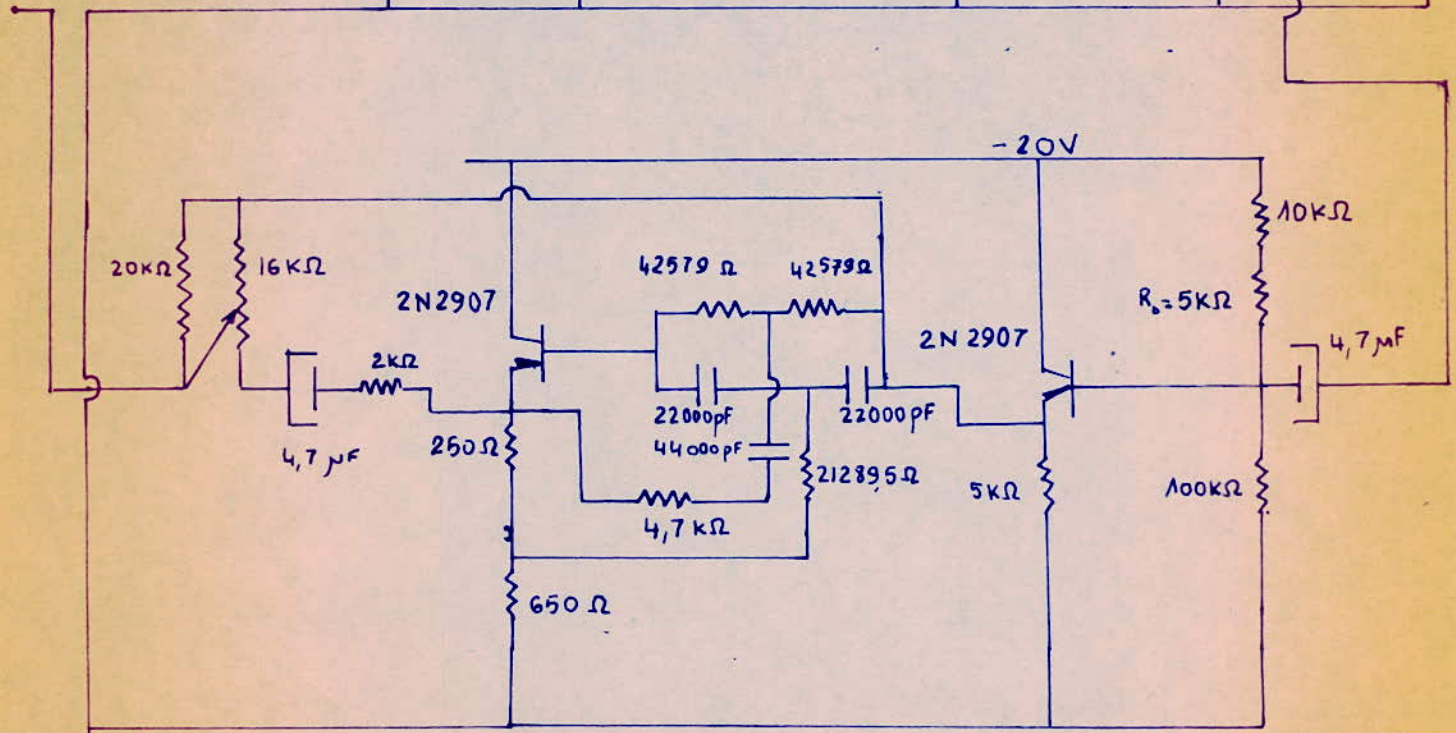
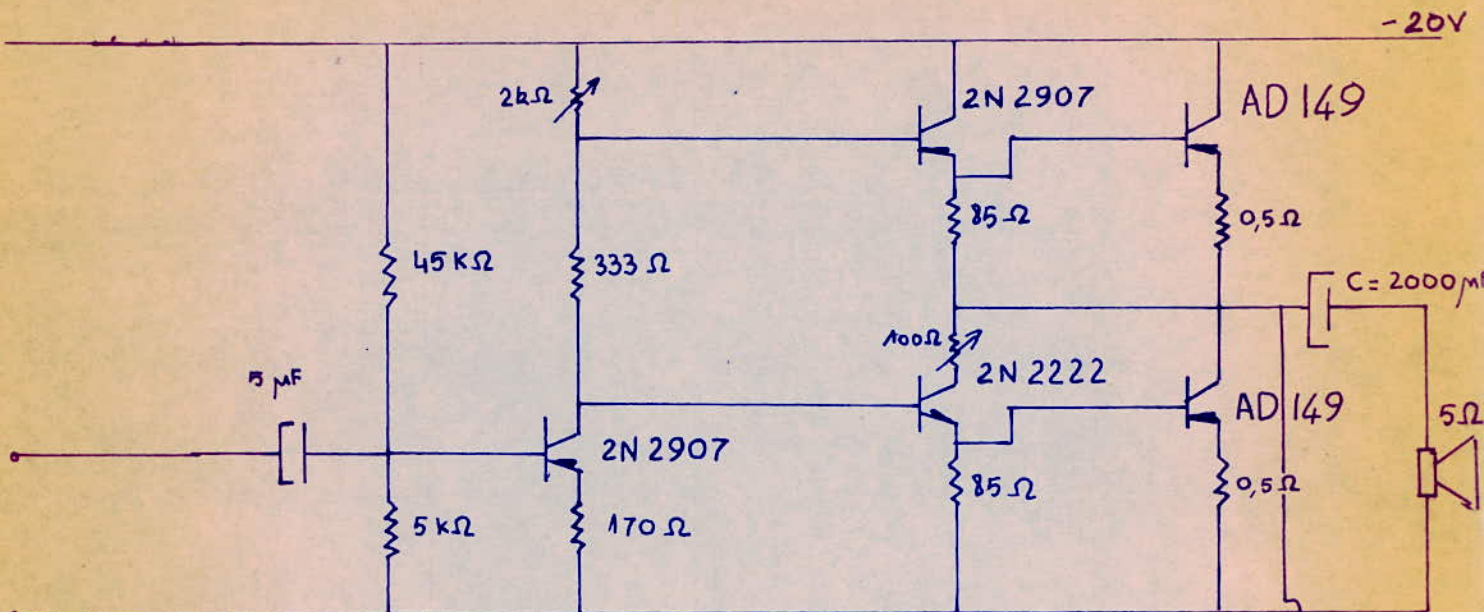
d'où :

$$R'_2 = \frac{19 \cdot 10^3}{0,33} = 57 \cdot 10^3$$

$$R'_2 \# 57 \text{ K}\Omega$$

Ceci étant, nous avons adopté le montage suivant :

# SCHEMA du GLOBAL MONTAGE UTILISE



Dans le montage utilisé nous avons deux quadripôles ayant chacun une fonction de transfert :

A : pour l'amplificateur.

$\theta(p)$  : pour le double T seul.

le schéma bloc est le suivant :

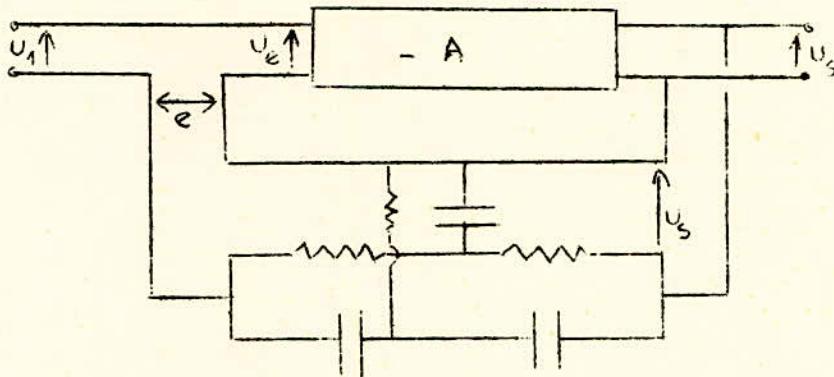


fig. 27

$$e = u_3 \cdot [\theta(u)]$$

$$\begin{aligned} u_3 &= -A \cdot u_e = -A (u_1 + e) \\ &= -A [u_1 + u_3 \cdot \theta(u)] \end{aligned}$$

d'où  $-A \cdot u_1 = u_3 [1 + A \cdot \theta(u)]$

et

$$G = \frac{u_3}{u_1} = - \frac{A}{1 + A \cdot \theta(u)}$$

et :  $\frac{G}{A} = \frac{-1}{1 + A \cdot \theta(u)}$

on :  $\theta(u) = \frac{-u}{4j - u} = \frac{1}{1 - \frac{4j}{u}}$

Donc :

$$\theta(u) = \frac{u}{u - 4j}$$

d'où :  $\frac{G}{A} = \frac{4j - u}{u(1+A) - 4j}$

Tracons maintenant le diagramme de variation du rapport  $\frac{G}{A}$  en fonction de la fréquence;

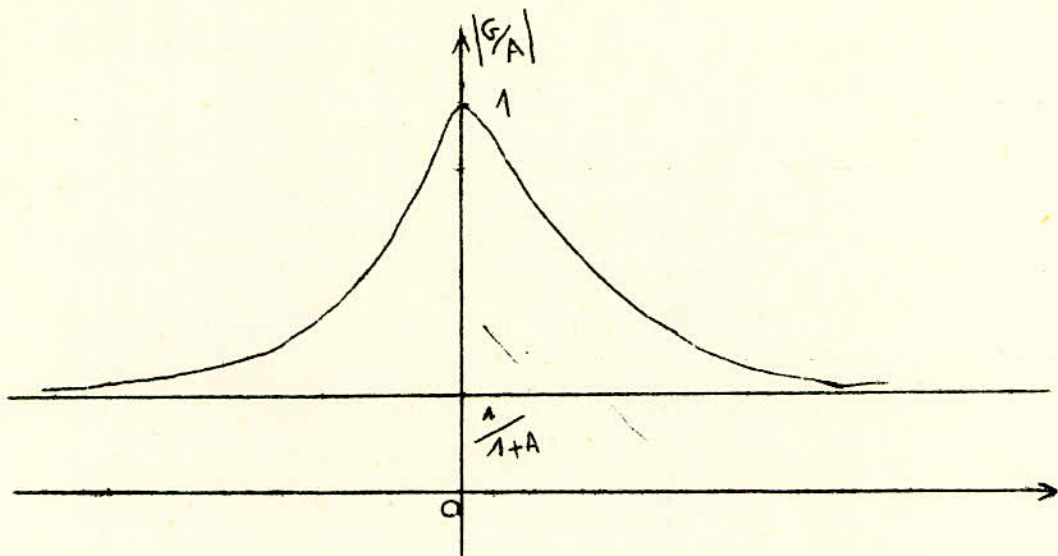


fig. 28

la figure ci-dessus est symétrique et elle ne renferme pas de point d'inflexion.

$$\left| \frac{G}{A} \right| = \frac{(16 + u^2)^{1/2}}{[u^2(1+A)^2 + 16]^{1/2}}$$

$$u \rightarrow 0 \quad \Rightarrow \quad \left| \frac{G}{A} \right| = 1$$

$$u \rightarrow \infty \quad \Rightarrow \quad \left| \frac{G}{A} \right| \rightarrow \frac{1}{1+A}$$

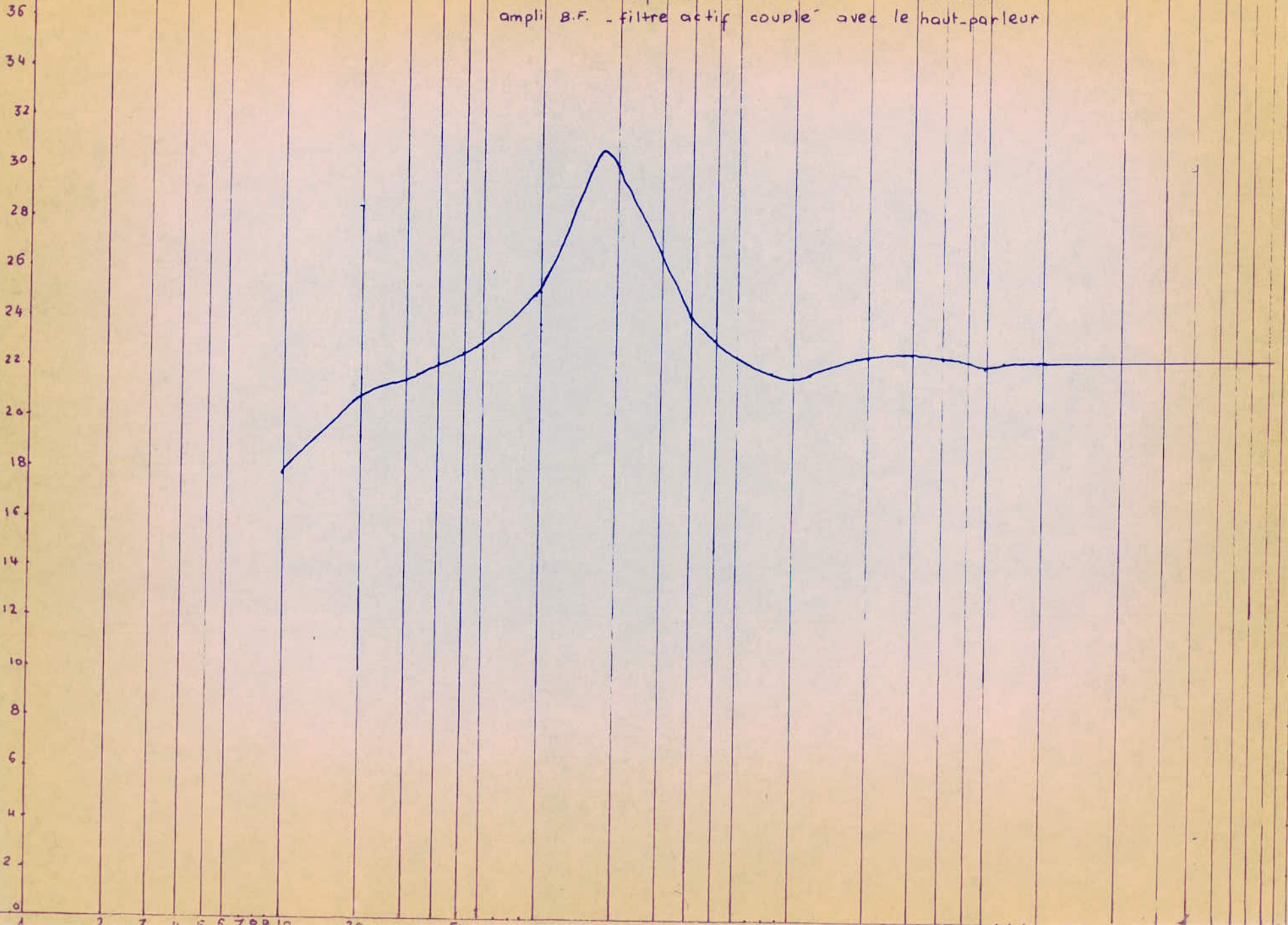
ceci étant fait, nous avons relevé les courbes de réponses de l'ensemble amplificateur boucle - H.P. :

- En tension
- En courant

Et nous avons obtenu les courbes suivantes:



Courbe de réponse en tension de l'ensemble  
ampli B.F. - filtre actif couplé avec le haut-parleur



6) systematisation:

Puisque nous avons opté dans notre travail pour le choix du filtre rejeteur de bande en T ponté nous nous proposons de calculer les éléments qui nous permettent d'adapter notre quadripôle de correction à un maximum de haut-parleurs.

Nous disons maximum car l'efficacité du double T, de même que sa symétrie sont très affectées quand on descend en fréquence; nous prendrons donc pour valeurs limites 300 Hz (et plus s'il le faut) et 50 Hz.

Notre choix des capacités étant fixé sur la valeur de 22000 pF, on doit donc prendre:

pour  $f_{CH} = 300 \text{ Hz}$ :

$$f_{CH} = \frac{1}{2\pi R_{CH} \cdot C}$$

$$R_{CH} = \frac{1}{300 \cdot 6,28 \cdot 2,2 \cdot 10^{-8}}$$

$$R_{CH} \# 24153 \Omega$$

Pour  $f_{CB} = 50 \text{ Hz}$

$$R_{CB} = \frac{1}{50 \cdot 6,28 \cdot 2,2 \cdot 10^{-8}}$$

$$R_{CB} \# 144920 \Omega$$

Pour pouvoir balayer cette plage de fréquences (50 - 300 Hz) nous prendrons donc un filtre conçu suivant le schéma suivant:

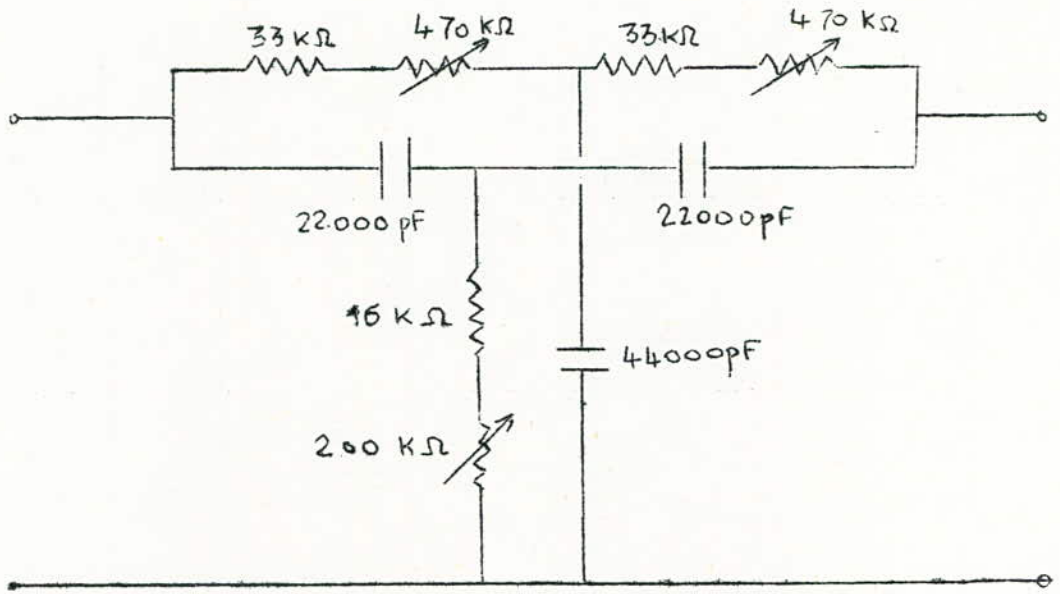


fig. 29.

Alimentation:

le schéma adopté est le suivant:

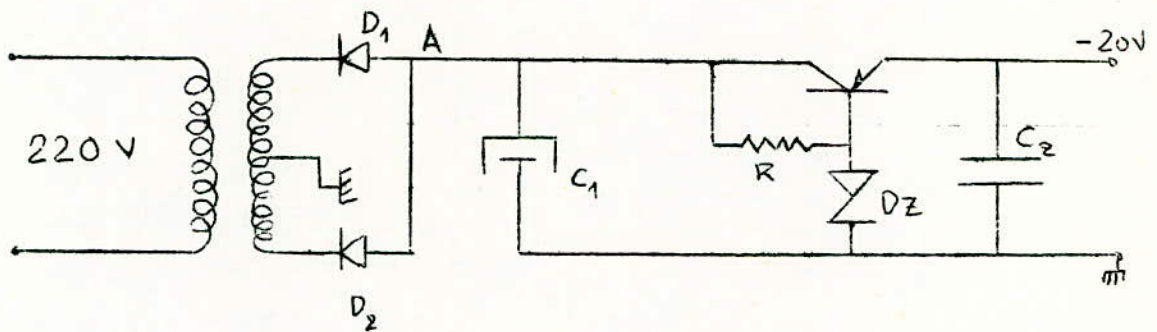


fig. 30.

Etude théorique:

$$V_A = -|E \cos \omega t|$$

$$i_R = \frac{V_A}{R} = -\frac{1}{R} |E \cos \omega t|$$

$$i_{C1} = C_1 \frac{dV_A}{dt} = -| -E C_1 \omega \sin \omega t | = -C_1 \omega |E \sin \omega t|$$

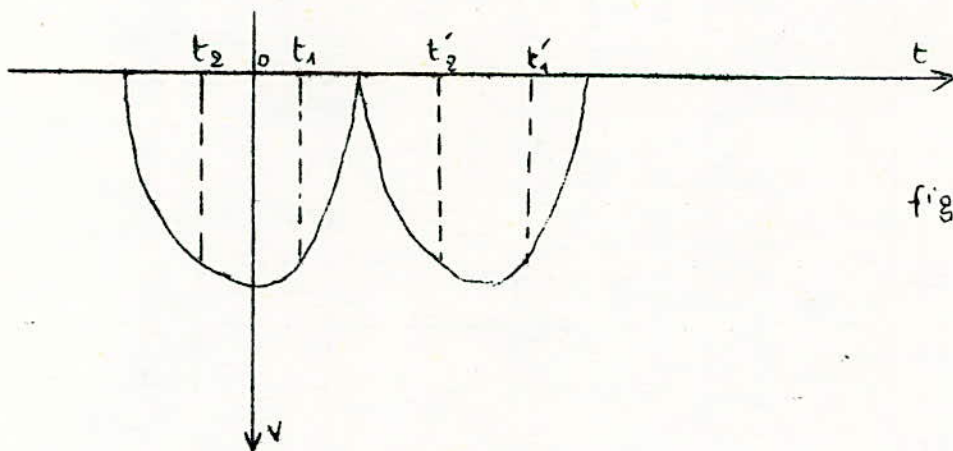


fig. 31.

$$i(D_1 + D_2) = i_{C1} + i_R = -\frac{1}{R} |E \cos \omega t| - C_1 \omega |E \sin \omega t|$$

$D_1$  se bloque à  $t_1$  tandis que  $D_2$  prend la relève.

$$V_{C1} = V_1 \exp\left(-\frac{t-t_1}{RC}\right) \quad \text{loi de décharge de } C_1$$

à  $t=t_1$ , on a:

$$V_{C1} = V_1 = -|E \cos \omega t_1| \neq -|E|$$

car  $t_1 \neq 0$

$$V_{C1} = E \cdot \exp\left(\frac{t_1}{RC_1}\right) \cdot \exp\left(-\frac{t_2}{RC_1}\right)$$

À l'instant  $t_2$ ,  $D_2$  va conduire:

$$V_{C1}(t_2) = -|E \cos(\omega t_2 + \pi)| = -|E \cos \omega t_2| = -|E| \exp\left(-\frac{t_2}{RC_1}\right)$$

$$V_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_R \cdot dt = \frac{2}{T} \int_{t_2}^{t_1} -|E \cos \omega t| dt + \frac{2V_1}{T} \int_{t_1}^{t_2 + \frac{T}{2}} \exp\left(\frac{t_1 - t}{RC_1}\right) dt$$

$$V_{\text{moy}} = -\frac{2V_1 \cdot RC_1}{T} \left[ \exp\left(-\left(t_1 + \frac{T}{2} - t_1\right) \cdot \frac{1}{RC_1} + 1\right) \right] + \frac{2 \cdot |E|}{2\pi} \left[ \sin \omega t_1 - \sin \omega t_2 \right]$$

$$\neq \frac{2E|RC_1|}{T} \left[ \exp\left(-\frac{t_2 + \frac{T}{2}}{RC_1} + 1\right) \right] - \frac{E}{\pi} \left[ \sin \omega t_2 \right]$$

$$\neq \frac{2E|RC_1|}{T} \left[ 1 - \left(1 - \frac{T}{2RC_1} + \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2RC_1}\right)^2 + \dots \right) \right]$$

$$V_{\text{moy}} = -|E| \left[ 1 - \frac{T}{4RC_1} \right]$$

Pour que  $V_{\text{moy}}$  se rapproche le plus possible de la valeur de  $E$ , il nous

faut faire en sorte que le rapport  $\frac{T}{4RC_1}$  soit le plus petit possible

on a :  $T = 0,02 \text{ s}$  (50 Hz)

Donc si on prend  $C_1$  supérieur ou égal à 1000 nF et  $R$  assez grand, on aura:

$$V_{\text{moy}} \neq -|E|$$

Determination de la valeur de R:

les diodes Zener utilisées

étant des BZY, nous devons prendre R de façon à ce qu'elles soient polarisées dans la zone d'avalanche; il faut pour cela qu'elles soient parcourues par un courant de 5mA.

or on a pris:  $|E| = 25V$

d'où:

$$V_R = 25 - 20 = 5V$$

$$V_R = RI \quad \text{d'où}$$

$$R = \frac{5}{5 \cdot 10^{-3}}$$

d'où:

$$R \neq 1k\Omega$$

$$C_1 = 1000 \mu F$$

$$C_2 = 100 \mu F$$

calcul du transformateur:

les titres utilisés

pour dimensions:  $a = 1,4 \text{ cm}$

$e = 0,6 \text{ mm}$ .

$P_2 =$  puissance secondaire en V.A. ; dans nos cas :

$$25 \cdot 0,4 = 10 \text{ VA}$$

$P_1 =$  puissance primaire :

$r =$  rendement : 75 %

d'où

$$P_1 = \frac{10 \times 100}{75} \neq 13,33 \text{ V.A.}$$

$$I_1 = \frac{P_1}{U_1} = \frac{13,33}{220} = 0,0604$$

$$I_1 = 60 \text{ mA sous } 220 \text{ V.}$$

d'où :

$$s (\text{mm}^2) = \frac{50}{4} \cdot 10^{-3} = 15 \cdot 10^{-3} \quad (4 \text{ A/mm}^2)$$

$$s = 0,015 \text{ mm}^2$$

$$d = \frac{15}{100} \text{ minimum}$$

soit :

$$d = 0,17 \text{ mm isolé (spires primaires).}$$

section fer souhaitable :

$$s_1 = 1,2 \sqrt{P_2} = 1,2 \cdot 3,2 \approx 3,9 \text{ cm}^2$$

surface réelle :

$$s_2 = 2,8 \times 2,8 = 7,83 \text{ cm}^2$$

Nombre de spires par volt :

$$n = \frac{10^8}{4,44 \cdot 10^4 \cdot 7,83 \cdot 50} = 5,74$$

d'où : nombre de spires primaires :

$$n \cdot 220 = 5,74 \cdot 220 = 1265$$

nombre de spires secondaires

$$n \times 25 = 5,74 \cdot 25 = 144 \text{ spires (} 2 \times 72 \text{ spires)}$$

Diamètre du fil secondaire :

$$0,4 \text{ A} \quad 4 \text{ A/mm}^2$$

d'où :

$$s'_2 = \frac{1}{10} \text{ mm}^2 = 0,1 \text{ mm}^2$$

$$d \text{ en mm} = \frac{40}{100} = (0,43 \text{ isolé})$$

Encombrement :

$$1265 \times 0,2 = 253 \text{ mm.}$$

$$\frac{25,3}{3,7} = 6,84 \Rightarrow 7 \text{ couches minimum.}$$

$$7 \times 0,02 = 0,14 \text{ cm}$$

Avec isolement toutes les couches, 2,5 mm.

$$144 \times 0,43 = 61,92$$

$$\frac{61,92}{3,7} = 17 \text{ couches.}$$

$$17 \times 0,04 = 0,68 \text{ cm} \Rightarrow 7 \text{ mm}$$

$$7 + 2,5 = 9,5 \text{ mm.}$$

Avec le foisonnement, tient tout juste.

Le transformateur bobiné est donc :

$$1265 \text{ spires} : \phi 0,2 \text{ mm}$$

$$144 \text{ spires} : (2 \times 72) : \phi 0,4 \text{ mm}$$

isolement toutes les deux couches primaire et isolement soigné primaire / secondaire.



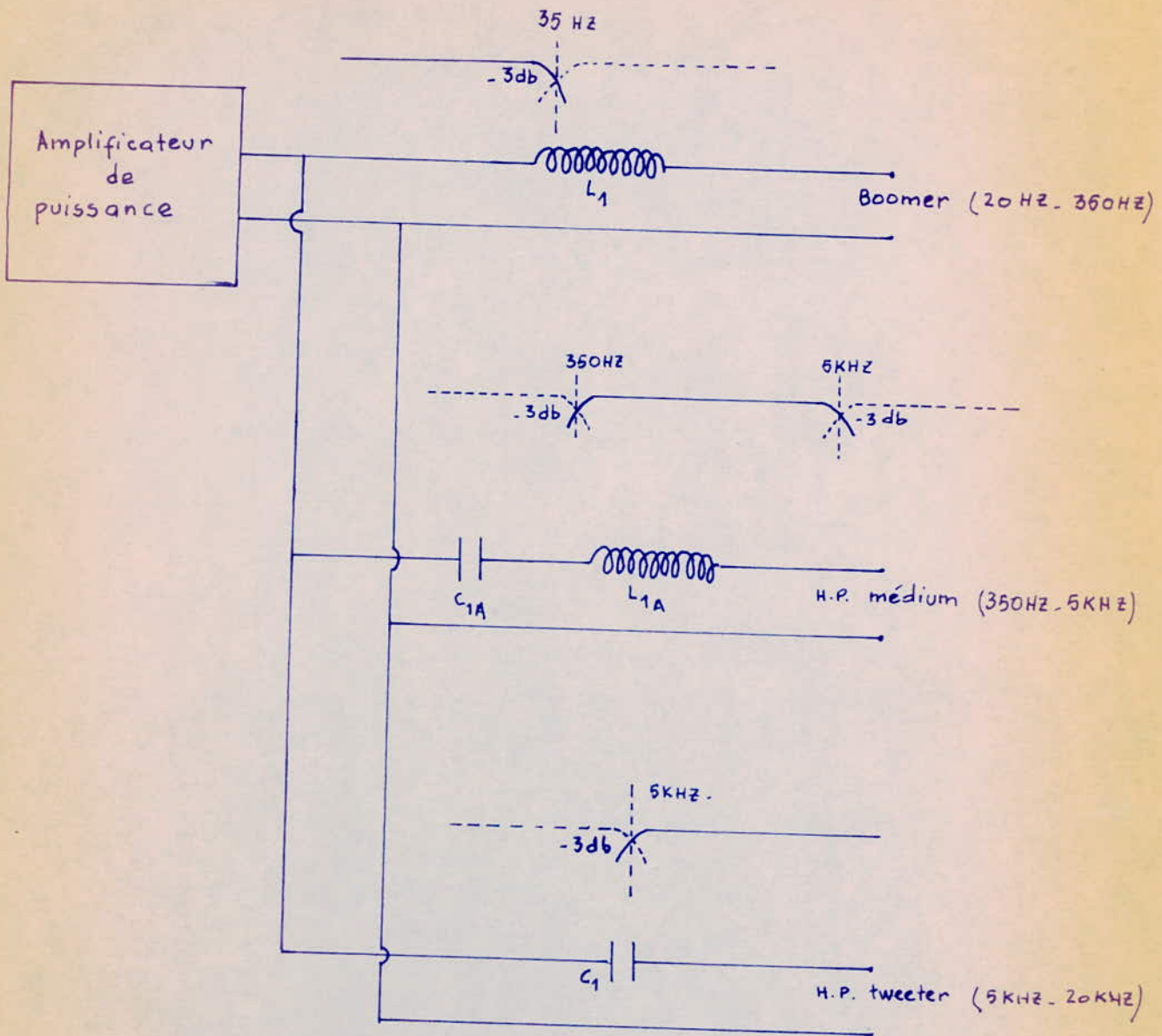
## - conclusion -

Nous avons remarqué qu'entre la fréquence de résonance fondamentale (différente selon le type de haut-parleur que l'on prend) et une certaine fréquence (caractéristique elle aussi du type de haut-parleur utilisé) à partir de laquelle l'impédance du haut-parleur utilisé se met à croître d'une façon très prononcée, il existait une bande de fréquence pour laquelle on avait l'impédance qui gardait une valeur à peu près constante.

Traditionnellement, on se contentait d'utiliser précisément les haut-parleurs dans cette bande de fréquence avec des amplificateurs très linéaires; pour la restitution correcte de la bande audiofréquence (20 Hz - 20 KHz), on utilisait alors des batteries de trois haut-parleurs en général; le schéma utilisé est en général celui représenté dans la figure de la page suivante.

L'intérêt de notre étude réside dans le fait que l'on élargit ainsi la bande d'utilisation du haut-parleur considéré. Une étude intéressante à envisager est d'essayer de "linéariser" la deuxième partie de la courbe d'impédance du haut-parleur, celle précisément où elle augmente d'une façon presque linéaire avec la fréquence.

schéma usité pour l'utilisation de batteries de haut-parleurs



Si  $f_c$  est la fréquence de coupure à -3 db des filtres

$$L_1, L_{1A} = \frac{R_0}{2\pi f_c}$$

( $R_0$  :  $Z_i$  de l'amplificateur)

$$C_1, C_{1A} = \frac{1}{2\pi f_c \cdot R_0}$$

- Bibliographie -

- Le haut-parleur de G. A. Briggs (Editions Radio)
  - Acoustique (t. 3) de Jean Mercier  
(Presses Universitaires de France)
  - Théorie et pratique des circuits de l'électronique et des amplificateurs de J. Guinet et A. Petitclerc  
(Dunod).
  - Audiocyclopedia (2<sup>nd</sup> Edition)  
de Howard M. Tremaine
  - Revue du son
  - Revue du Haut-parleur.
-