

9/67

182

UNIVERSITE D'ALGER
ELECTRONIQUE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكنية
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكنية
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

ETUDE et REALISATION
d'un
PREAMPLIFICATEUR

STEREOPHONIQUE

M. OUKAGI

PF67-16

1967

Sujet proposé par M. J. SLOSIAR

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE.

Resumé le 15/6/67
M. Slosiar

Département Télécommunications

Etude et Réalisation.
d'un
Préampli Stéréo.

OUKACI MUSTAPHA.

1967. ■■

Sujet proposé par M. J. SLOSIAR

Table des matières.

Introduction.

1. La stéréophonie.
2. La préamplification.

Réalisation théorique.

1. Plan général
2. Choix et calcul des différents étages.
 - 2.1. Circuit entrée.
 - 2.2. Deuxième circuit amplificateur.
 - 2.3. Correcteur de timbre.
 - 2.4. Etage de sortie.
 - 2.5. Commande d'équilibrage
 - 2.6. Capacités de liaisons.
 - 2.7. Alimentation.
 - 2.8. Problèmes posés par le câblage

Schema du preampli

Réalisation pratique. (Résultat des mesures).

- 1/ Correcteur Baxandall
- 2/ Le 1^{er} canal

3/ Le 2^{ème} canal

4/ Essai sur le preampli

7 Conclusion.

Introduction

Le but de ce projet est la réalisation d'un préamplificateur stéréo. Nous allons donc en guise d'introduction définir ce qu'est la technique stéréophonique et quelles sont ses exigences pour la réalisation d'un tel projet.

1. La stéréophonie :

1.1. Principe :

La stéréophonie est fondée sur les possibilités de l'oreille humaine qui, à deux sources sonores espacées de quelques mètres et qui diffusent la même information avec le même niveau fait correspondre une "pseudo-source" centrée par rapport aux sources réelles. Si les niveaux diffusés par les sources S_1 et S_2 ne sont plus identiques la pseudo source se déplace vers celle qui est de niveau plus élevé. Si les informations issues de S_1 et S_2 ne sont pas rigoureusement identiques, il existe autant de pseudo sources que de différences d'information entre S_1 et S_2 dont les déplacements sont régis par les niveaux de S_1 et S_2 afférents à chaque information partielle.

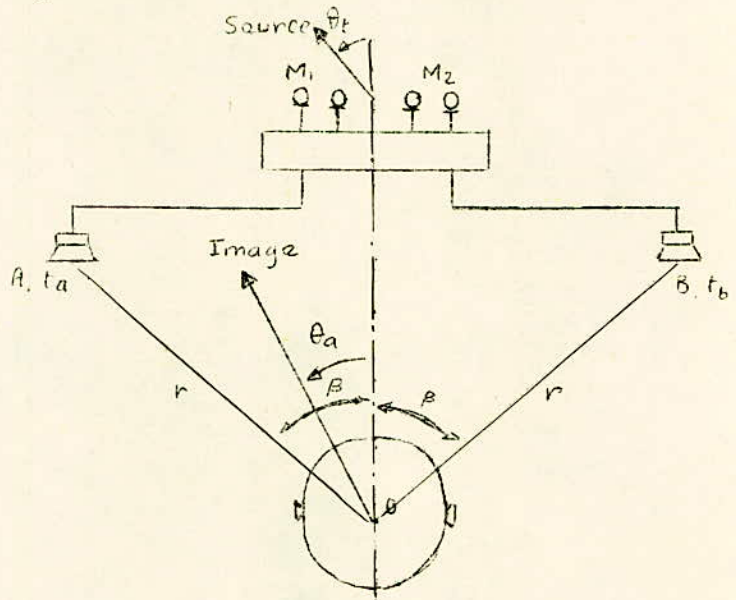
Elle représente pour l'auditeur la possibilité de localiser dans l'espace les sources sonores et d'en détacher les différents plans musicaux.

Une telle chaîne est essentiellement constituée comme l'indique la fig. 1. Dans l'espace de prise de son, deux microphones (ou groupe de micros.) M_1 et M_2 captent les ondes sonores émises par les sources dont l'ensemble forme le programme à transmettre.

Dans l'espace de reproduction, on applique les signaux A et B élaborés par les micros M_1 et M_2 à deux haut. parleurs situés respectivement à gauche et à droite de l'auditeur et écartés de 99. mètres devant celui-ci. Si la position d'écoute se situe sur

l'axe de symétrie du système de haut-parleurs, l'auditeur a des lors l'impression de se trouver en face d'une image sonore spatialement étendue où il peut distinguer plusieurs sources virtuelles dans les directions différentes. En particulier, à la source située à la prise de son dans la direction θ_s correspond une image située à l'écoute dans la direction θ_a .

fig. 1



La définition que nous donnons d'un système stéréophonique se limite volontairement au cas d'utilisation de 2 voies distinctes. On sait qu'il existe également des systèmes stéréos à 3 voies et davantage qui ne sont pas utilisés. En effet, leur intérêt théorique est faible car les systèmes à 2 voies permettent déjà de produire des effets stéréos vrais. Sur le plan pratique, les raisons économiques évidentes conduisent à limiter autant que possible les appareillages et d'ailleurs l'utilisation d'une 3^{ème} voie n'apporte pratiquement pas d'amélioration de la qualité dans le cas qui nous intéresse. (écoute dans une salle de faible volume).

Le développement de la stéréophonie s'inscrit dans l'évolution des techniques de reproduction du son que l'on désigne généralement du nom de Haute-fidélité (H.F.) On doit qualifier de fidèle, une œuvre lorsqu'elle respecte les potentialités

esthétiques de l'œuvre. La HI-FI est considérée comme atteinte dans la mesure où sont rendues possibles les comparaisons les plus fines et les plus nuancées entre le message et l'image mentale.

Cela implique sans doute la nécessité d'observer certaines tolérances sur les caractéristiques techniques telles que la largeur de bande, la dynamique ou la linéarité, mais cela se traduit aussi par le fait qu'une chaîne stéréo est plus fidèle qu'une chaîne monophonique. Ainsi les caractéristiques souhaitables sont :

- largeur de bande minimum : 50Hz - 15KHz.
- limite des défauts non linéaires (distorsion intermodulation, diaphonie non linéaire) 1 à 2%
- atténuation de la diaphonie linéaire entre voies : 26dB de 100Hz à 5KHz et 6dB/octave aux fréquences supérieures.
- Symétrie de voie gauche et droite : en gain 1,5dB, en phase 90° dans le grave et l'aigu et 30° dans le médium.

On peut remarquer que pour les défauts proprement stéréophoniques, diaphonie et symétrie de voies, les tolérances précédentes correspondent approximativement à l'attribution d'un pouvoir séparateur d'environ 3° à l'oreille.

2. Préamplificateur stéréo.

Un préampli est un appareil qui permet une certaine amplification en tension de manière à augmenter le niveau d'entrée disponible sur la tête de lecture.

En effet, il faudrait une tension suffisante à l'amplificateur principale pour que celui-ci puisse fournir sa puissance maximum.

Il répond aux principes généraux des amplificateurs à tensions alternatives et fait

l'objet d'études particulières concernant les perturbations de toutes natures: bruit de fond, microsphonie, craquements, soufflements, défauts subjectivement inacceptables en HIFI.

Le niveau de sortie dépend des connecteurs et des réglages qui introduisent des affaiblissements d'insertion, ainsi que des taux de contre-réaction qui sont l'apanage exclusif du préampli.

Le rôle du préampli. sera donc, en premier lieu de réaliser une amplification de tension. Un ensemble complet comporterait plusieurs entrées de différentes sensibilités (micro, P.U....), un dispositif réglant la tonalité afin de pouvoir égaliser la courbe de réponse, ainsi qu'une commande de volume.

En plus faut-il réaliser l'adaptation des entrées et avoir une faible impédance de sortie pour permettre des connexions longues avec l'ampli..

Le meilleur ensemble stéréophonique serait constitué de 2 chaînes mono-phoniques de qualité. La structure des préamplis. stéréo, à part l'existence d'une commande d'équilibre et d'une éventuelle commutation "mono-stéréo" est strictement identique à celles des préamplis mono-phoniques. Cette commande d'équilibrage (balance) a pour but de rétablir les éventuelles différences de niveaux entre voies, du fait que les déséquilibres des potentiomètres de réglages de timbres affectent les extrémités du spectre, pour lesquelles nos exigences auditives diminuent fortement.

D'autre part, un bon préampli se juge par la qualité de son entrée. Sa conception est déterminante pour l'obtention des qualités fondamentales (lucidité, $\frac{S}{B}$ max...)

En effet la résistance d'entrée du tube contribue toujours pour une bonne part au facteur bruit, lequel se répartit en un spectre continu sur toute la gamme de fréquences audibles.

Réalisation théorique.

1/. Plan général.

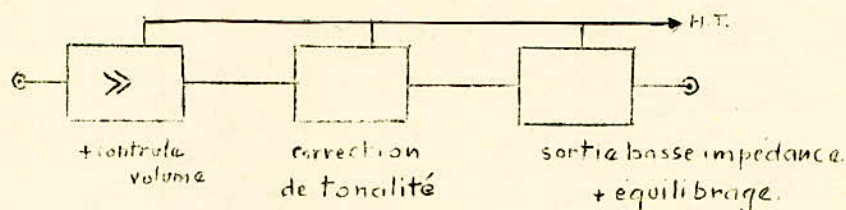


schéma synoptique d'un canal.

Comme l'indique le schéma synoptique et, compte tenu de ce qui a été dit et pour obtenir la plus grande perfection, les 2 canaux qui constituent l'ensemble stéréo. doivent être identiques pour qu'il n'existe aucun déphasage, ni de déséquilibre.

On fera l'étude d'un seul canal.

Le schéma est conçu simplement. Il comporte une entrée stéréo à grande sensibilité (q.q dizaines de mV.) et une entrée monophonique, ceci devant se faire par une commutation au préalable.

Pour la reproduction monophonique, le signal attaque les 2 canaux simultanément. Pour la stéréophonie une amplification supplémentaire s'avère nécessaire. Elle sera assurée par les triodes V_{1a} et V_{3a} .

Aux potentiomètres de réglage de volume R_6 et R_{40} à commande unique succède un étage amplificateur pour chaque canal constitué par les 2 triodes V_{1b} et V_{3b} . Suit un réglage de tonalité Baxandall où R_{11} et R_{12} sont les potentiomètres des basses et des aigues.

On a choisi des commandes séparées pour régler à volonté la tonalité pour chaque canal.

Par l'intermédiaire du circuit d'équilibrage constitué par le potentiomètre R_{22} les signaux atteignent les montages en cascade V_{2b} et V_{4b} qui assurent une sortie à basse impédance (150Ω) ce qui permet d'utiliser de longs câbles de liaison entre le préampli et l'ampli sans que la capacité parasite des câbles ait une influence nuisible.

2/ Choix et calculs des différents étages.

2.1/ Etage d'entrée.

L'étage d'entrée doit être correctement étudié puisque c'est de lui que dépendra la grande partie de la qualité de l'amplificateur.

- du point de vue du bruit.
- " " " " distorsion.

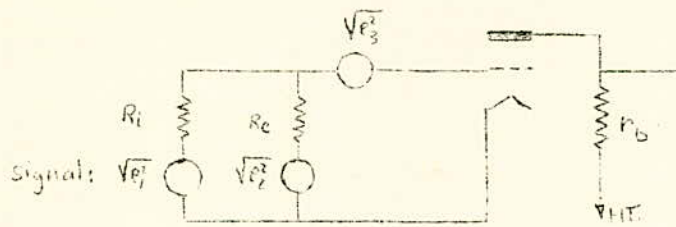
Les exigences en matière de HiFi exigent d'autre part un fonctionnement des éléments en région linéaire (classe A).

On doit connaître pour commencer quels sont les dispositifs d'attaque du préampli pour déterminer les différentes entrées (Il s'agit dans notre cas d'une tête de lecture type stéréo piezo électrique). Il faut alors réaliser l'adaptation des impédances. Pour cela on portera notre choix sur une 12 AU 7 dont la résistance de bruit est selon l'effet Schottky équivalente à $R = \frac{2,5}{S}$, les pentodes étant beaucoup plus bruyantes.

On a $V_s = 2\sqrt{KTRB}$ Niveau de bruit induit dans un conducteur R.

T: température $0^\circ K \equiv -273^\circ C$. B: largeur de bande.
K: cst de Boltzmann $= 1,374 \cdot 10^{-23}$ Joule/degre.

Données: B = $\Delta F = 20 KHz$



$R_p = 1 M\Omega$ $S = 2,2 mA/V$
 $r_b = 47 K\Omega$ $r_e = 7700 \Omega$
 $R_i = 20000 \Omega$

R_i et R_e sont en parallèle $\approx 20000 \Omega = R_{eq1}$

$$\bar{e}_1^2 = 4KT R_{eq1} \Delta F \approx 7 \cdot 10^{-12} V$$

La f.e.m due à l'effet Schottky correspond à une résistance équivalente de souffle

soit $R_s = \frac{2,5}{2,2} 10^3 \approx 1100 \Omega$

$$100 \bar{e}_2^2 = 4KT R_s \Delta F \approx 0,37 \cdot 10^{-12} V$$

La f.e.m totale de bruit à l'entrée est : $\bar{E}^2 = \bar{e}_1^2 + \bar{e}_2^2 = 7,37 \cdot 10^{-12} V$

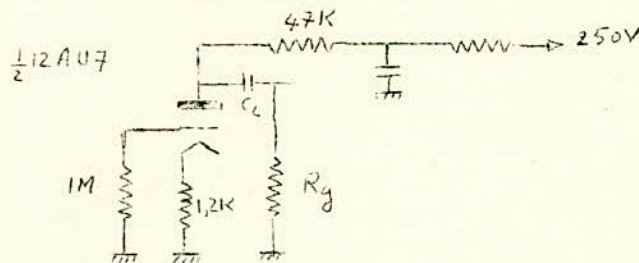
Or le gain de l'étage est $\approx \frac{\mu r_b}{R + r_b} = \frac{17 \cdot 47 \cdot 10^3}{(47 + 7,7) 10^3} \approx 14$

La tension de bruit sur r_b est : $14 \cdot \sqrt{7,37 \cdot 10^{-12}} \approx 42 \mu V$

Pour un signal utile de $10 mV$ soit à la sortie $14 \cdot 10 mV = 140 mV$

le rapport $\frac{S}{B}$ est $\frac{140 \cdot 10^{-3}}{42 \cdot 10^{-6}} = 3 \cdot 10^3$ soit 70 dB

Afin de diminuer la capacité d'entrée, la distorsion, et augmenter la résistance d'entrée, on réalise une contre réaction d'intensité en ne désoplant pas la résistance de cathode. On a ainsi le schéma suivant après choix du point de fonctionnement.



Le souffle de cet étage pouvant provenir des sources de renfltement, on purifie l'alimentation avec des cellules RC.

Sans contre réaction, le gain en tension est $g_1 = -\frac{V_p}{V_g} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_p}{R_B}} = \frac{17}{1 + \frac{47}{47}} \approx 14.$

avec C.R.I $g'_1 = \frac{\mu R_B}{R_B + r + R_K(1 + \mu)}$

soit $g'_1 = \frac{17 \cdot 47K}{47 + 8 + 1,2(1 + 17)K} \approx 10,4.$

La capacité C du filtre n'est pas conditionnée seulement par les impératifs du filtrage mais elle constitue le retour à la masse des courants B.F.

Chargée de rendre nulle ou négligeable, l'impédance de l'alimentation pour les courants alternatifs. On devra avoir une capacité suffisante pour remplir cette tâche.

D'autre part la distorsion sera diminuée $d'_c = \frac{d}{1 + S_d R_K}$ ou $S_d = \frac{S}{1 + \frac{R_B}{\rho}} \approx 0,24.$
dans le rapport de 300.

2.2/ Deuxième étage amplificateur.

Le signal arrive sur la résistance de grille placée en parallèle au potentiomètre de volume de 500K Ω . On fait varier de ce fait le potentiel grille.

Le 2^{ème} étage identique au premier est polarisé de la même manière. On réalise aussi une C.R.I dans le but d'attaquer l'étage suivant (conecteur) à faible impédance.

Ces 2 étages réalisent donc une amplification de $10,4 \cdot 10,4 \approx 108$ aux fréquences moyennes.

2.3/ Correcteur de timbre:

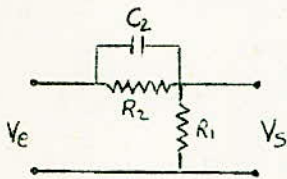
Dans un ensemble de qualité, les réglages de tonalité ne sont utiles que pour adapter sa réponse à l'architecture de la salle d'audition, donc à égaliser la courbe de réponse par rapport à la sensibilité auriculaire. C'est le relevé double des graves et des aigus. Nous définirons alors l'efficacité d'un correcteur comme le relevé et l'atténuation maxima qu'il permet aux fréquences de 20Hz et 20KHz.

Le problème consiste à trouver une combinaison de réseaux simples qui ^{permet} avec le minimum de commandes l'agré sur la réponse de part et d'autre d'une position droite pour creuser le médium ou, au contraire le relever. On utilise les réseaux à résistances et capacités.

Nous allons faire l'étude de certains circuits RC afin d'arriver à un dispositif capable de satisfaire nos demandes.

1) Action d'un connecteur sur le registre des aiguës.

- Relevé des aiguës.



La fonction de transfert de ce circuit est :

$$A(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1 + j\omega C_2 R_2}{1 + j\omega C_2 R_1}$$

$$A(j\omega) = \frac{R_1 (1 + j\frac{\omega}{\omega_1})}{(R_1 + R_2) (1 + j\frac{\omega}{\omega_2})} \quad \text{avec} \quad \omega_1 = \frac{1}{C_2 R_2} \quad \text{et} \quad \omega_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_2} \quad \text{où} \quad \omega_1 < \omega_2$$

Posons $G = \frac{A}{K}$ où $K = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

Sous forme réelle elle vaut : $|G| = \frac{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}}}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}}}$ soit en dB :

$$20 \log G = 20 (\log \sqrt{A} - \log \sqrt{B})$$

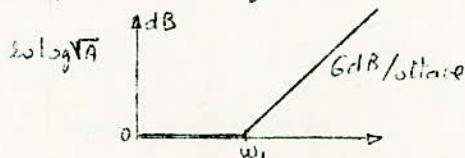
Nous allons tracer le diagramme de Bode de cette fonction: Pour commencer on représente graphiquement $20 \log \sqrt{A}$.

$\omega < \omega_1$ $1 + (\frac{\omega}{\omega_1})^2 \rightarrow 1$ $20 \log \sqrt{A} \rightarrow 0$

$\omega > \omega_1$ $1 + (\frac{\omega}{\omega_1})^2 \approx (\frac{\omega}{\omega_1})^2$ d'où $20 \log \frac{\omega}{\omega_1} = 20 \log \omega - 20 \log \omega_1$

pour $\omega = 2\omega_1$ $20 \log \frac{\omega}{\omega_1} = +6 \text{ dB}$.

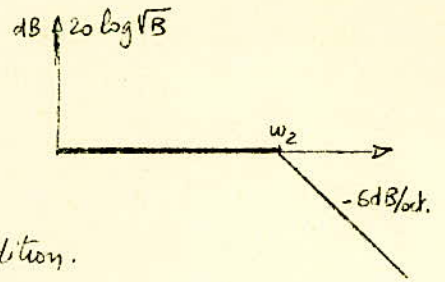
La forme asymptotique de $20 \log \sqrt{A}$ est pour $\omega > \omega_1$ une droite de pente +6 dB/octave.



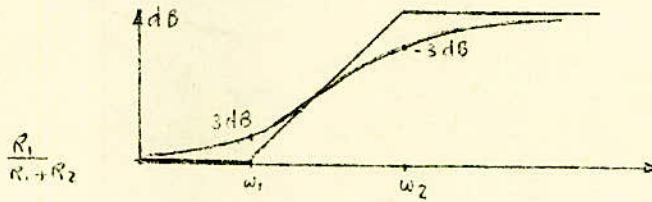
De même on présente $-20 \log \sqrt{B} = -20 \log \sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_2})^2}$

- Pour $\omega < \omega_2$ $20 \log \sqrt{B} = 0$

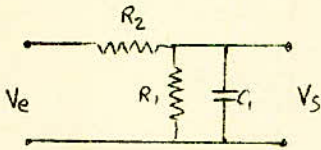
- Pour $\omega > \omega_2$ $-20 \log \sqrt{B} = -6 \text{ dB/octave}$.



La représentation globale de $20 \log G$ sera obtenue par addition.

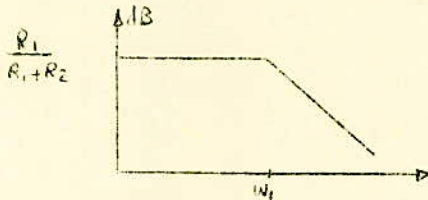


- Abaisseur des aigus:



La fonction de transfert est ici : $A(j\omega) = \frac{R_1}{R_2 + R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$

$$\omega_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1}$$



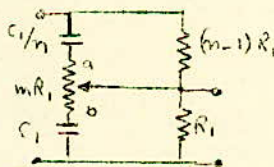
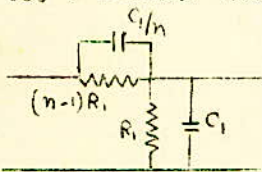
Pour obtenir de la combinaison de ces 2 cellules un système homogène qui relève ou abaisse les aigus, à partir de la même fréquence, il faut que $t_2 = t_1$.

$$t_1 = R_2 C_2 = t_2 = C_1 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

D'autre part si l'on tient à une efficacité suffisante du relèvement il faut prendre $t_2 < t_1$, de manière à profiter de la pente maximum d'atténuation soit $t_1 = n t_2$.

$$t_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_2 \quad R_2 = (n-1) R_1 \quad C_2 = \frac{C_1}{n}$$

Ces 2 relations nous confirment la compatibilité des 2 réseaux.



En intercalant un potentiomètre R_3 dans la combinaison des réseaux et en le prenant

suffisamment grand devant R_1 on peut le négliger. Par exemple $R_3 = mR_1$

Si $m \neq n$ on pourra négliger curseur en b, l'association série C_1/n et mR_1 devant $(n-1)R_1$ et curseur en a, C_1 en série avec R_3 devant R_1 . On se rapproche ainsi des réseaux initiaux en ce qui concerne les positions extrêmes du curseur.

La fonction de transfert de ce circuit est alors de la forme $A(j\omega) = \frac{1}{1+n} \frac{(1+j\omega t_1)(1+j\omega t_2)}{(1+j\omega t_3)(1+j\omega t_4)}$

Pour cela on choisit $R_2 = nR_1$ et $R_3 = mR_1$, $C_1 = nC_2$ car les calculs sont malaisés.

On a alors $t_1 = R_1 C_1 m(1-\lambda)$ $t_2 = R_1 C_1 \frac{m\lambda+n}{n}$

$$t_3 + t_4 = t_1 + t_2 = R_1 C_1 \frac{[nm(1-\lambda) + n + m\lambda]}{n}$$

$$t_3 t_4 = R_1^2 C_1^2 \frac{m}{n(1+n)} [n + m\lambda(1-\lambda)(1+n)]$$

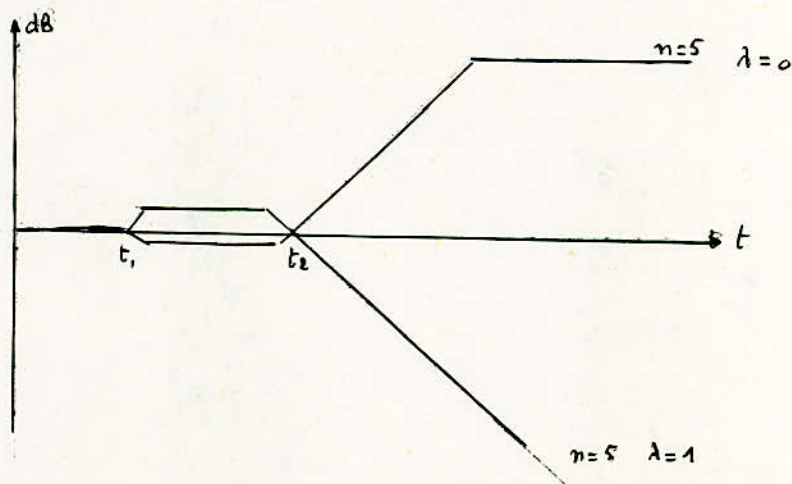
Le tracé des approximations droites par les valeurs extrêmes de λ (0 et 1) montre le mécanisme de passage d'une courbe à l'autre.

Pour que ce réseau présente une transmission de phase, il faut que sa fonction de transfert ait ses constantes de temps au numérateur et au dénominateur égales 2 à 2.

on avait $t_1 + t_2 = t_3 + t_4$ si $t_1 t_2 = t_3 t_4$

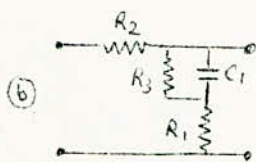
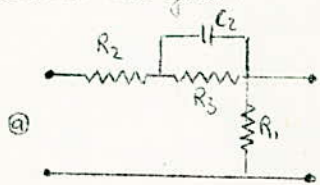
alors $t_1 = t_3$ et $t_4 = t_2$

La résolution du système élémentaire ainsi constitué fournit comme valeur de λ pour une réponse linéaire $\lambda = \frac{n}{n+1}$



b) Action sur le registre des graves.

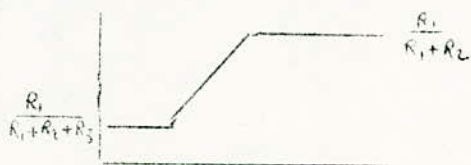
Il s'agit de même de combiner 2 réseaux élémentaires. On choisira un abaisseur et un releveur des graves.



Pour (a) $A(j\omega) = A \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}}$

$A = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3}$

$t_1 = R_3 C_2$
 $t_2 = \frac{R_1 R_3 + R_3 R_2}{R_1 + R_2 + R_3} C_2$

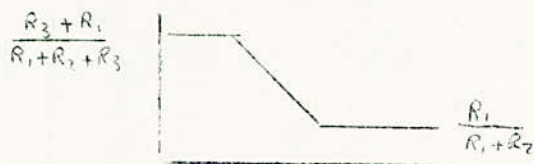


Pour (b) releveur de graves agissant par abaissement des aigus.

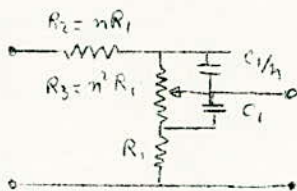
$A(j\omega) = A' \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_3}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_4}}$

avec $A' = \frac{R_1 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$

$t_3 = R_3 C_1$
 $t_4 = \frac{R_1 R_2 + R_3 R_1}{R_1 + R_2 + R_3} C_1$



Combinaison des 2 réseaux:

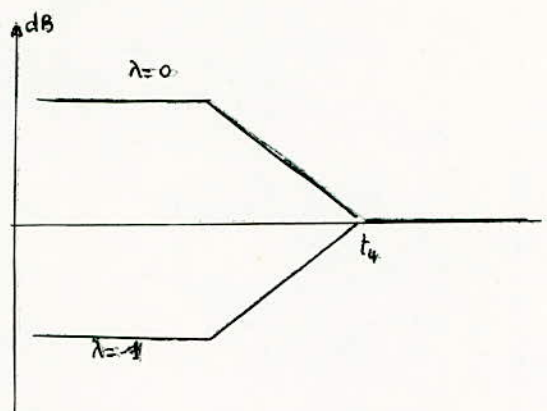


La condition $t_3 = t_2$ et $t_1 = t_4$ impose le rapport des différents éléments à part R_3 pris égal à $n^2 R_1$ par commodité et $t_1 = n t_2$

Les approximations d'ici sont ici moins complexes que le réseau précédent. Pour un relèvement maximum de 20 dB au voisinage de 20 Hz il faudrait prendre $R_1 C_1 = 64 \mu s$

La transmission droite correspond à $\lambda = \frac{n}{1+n}$

approximation des courbes effectuées au connecteur de graves.

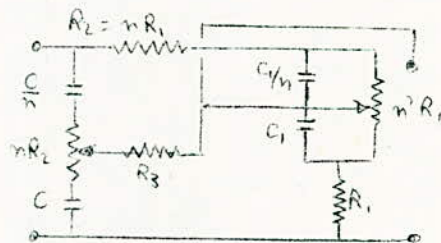


et Combinaison des réseaux :

Les valeurs de R_2 se prêtent bien à leur combinaison. En effet les capacités séparent les effets.

Pour le registre aigu les condensateurs du connecteur de graves se comportent comme des courts circuits. Pour le registre grave au contraire aigu sont en circuit ouvert. Le couplage des 2 réseaux entrée à entrée, sortie à sortie a la même efficacité que les 2 connecteurs séparés.

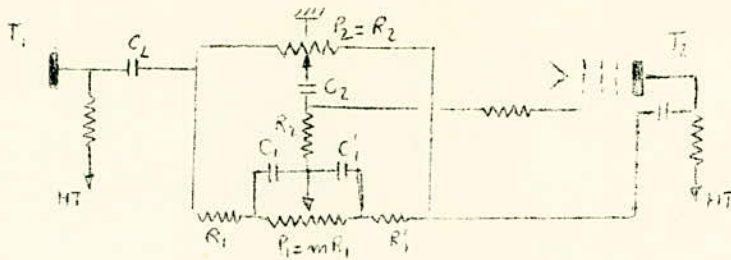
La résistance interne du tube d'attaque si elle est de l'ordre de grandeur de R_1 n'a pas grande influence sur les constantes de temps. Elle introduit une perte d'insertion supplémentaire dont on peut tenir compte en considérant le tube chargé par l'association parallèle de R_0 et la résistance apparente Z_0 du connecteur aux fréquences moyennes.



Le connecteur Baxandall est une simplification du précédent. On peut y remplacer C et $\frac{C}{n}$ par une capacité unique située dans la filière de grille du réseau.

Le fonctionnement du côté des aigus n'est plus le même. Les fréquences élevées sont prélevées par le réseau R_2C_2 sur un potentiomètre qui couple les anodes de T_1 et T_2 .

Les fréquences élevées sont transmises par R_1R_1 d'anode à anode et par R_2 sur la grille du tube



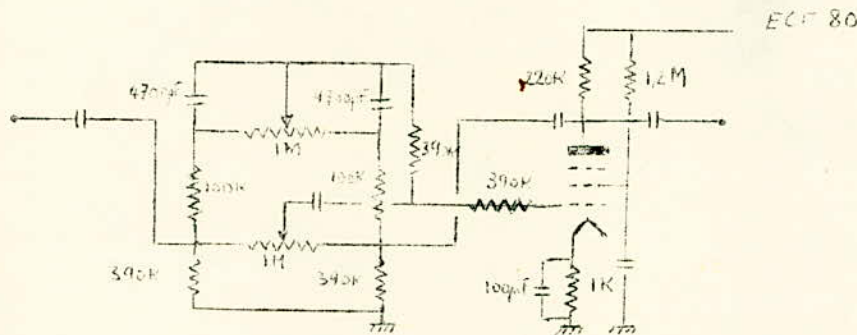
Le réseau Baxandall adapte les fréquences élevées (courses P_2 vers T_1) ou les basses pour R.N.T. (courses vers T_2). En position droite le curseur de P_2 est à la main et les fréquences élevées sont transmises par les résistances du réseau. Le fonctionnement du connecteur grave est exactement identique à un dipôle électro.

L'impédance d'attaque (impédance du tube précédent) a une influence considérable sur le rendement maximum des aigus. Pour obtenir une efficacité de 20 dB à 20kHz il faut présenter $f_s < 20kHz$.

d) Etude du réseau Baxandall.

Nous avons porté notre choix sur un tel réseau pour la correction de tonalité :

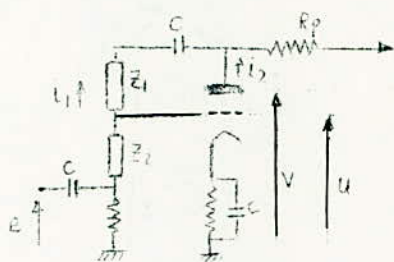
- le montage entraîne une faible distorsion du fait de la contre réaction.
- Pour la position médiane des potentiomètres, la courbe de réponse est linéaire.
- la gamme de réglage est très large.



La tension d'écran commande, si l'écran est découplé, le courant moyen du tube pour une tension grille donnée. Il en résulte qu'elle commande en même temps l'ouverture de la pentode. La tension de polarisation d'écran d'un tube a une action certaine en B.F sur le

gain maximum et la distortion. On considère qu'un rapport $\frac{V_{g2}}{V_0} = \frac{1}{2}$ donne les meilleurs résultats à ce double point de vue.

Ces résultats sont valables dans 50 à 60% des cas seulement, les exceptions étant en général présentées par l'utilisation en B.F. de tubes H.F. destinés à fonctionner initialement avec $V_{g1} = V_{g2}$. On évite à cet effet une ECF so polarisée comme il veut d'être dit. On a donc un circuit à anode follower.



Le schéma de principe est le suivant.

Les capacités C sont suffisamment grandes pour que l'on puisse négliger leur impédance dans le domaine des fréquences utilisées.

On a $p_{z1} = V + \mu u$

$V = -R_p(i_1 + i_2)$

$V - e = (Z_1 + Z_2)i_2$

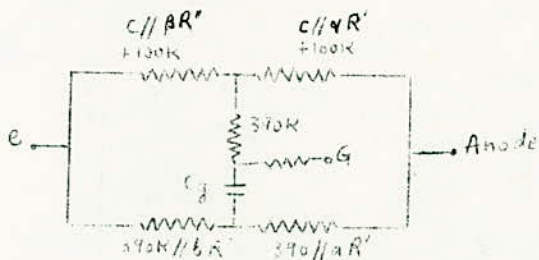
$u - e = Z_2 i_2$

d'où $g = \frac{V}{e} = \frac{Z_1}{Z_2} \cdot \frac{1 - \frac{1}{S Z_1}}{1 + \frac{1}{S Z_2} + \frac{1}{S R'} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right)}$

où $\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{e}$

En choisissant Z_1 et Z_2 , $R' \gg \frac{1}{S}$ on voit que $g = \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right|$

Considérons le circuit Barandall.



on a toujours $g = -\frac{Z_1}{Z_2}$

Z_1 impédance entre P et G1
 Z_2 — — — G1 et entrée.

La capacité C_g présente une impédance élevée devant $R_p = 390k$ aux basses fréquences.

et pour les gains on a pratiquement $g = -\frac{Z_1}{Z_2}$

$$Z'_1 = R + \frac{\alpha R'}{1 + jR'C\omega\alpha}$$

$$\text{et } Z'_2 = R + \frac{\beta R'}{1 + jR'C\omega\beta}$$

Pour $\alpha = 1$ $\beta = 0$

$$g = -\left(1 + \frac{R'}{R(1 + jR'C\omega)}\right)$$

$$|g| = \sqrt{\frac{(1 + \frac{R'}{R})^2 + R'^2 C^2 \omega^2}{1 + R'^2 C^2 \omega^2}}$$

Données:

$$R = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R' = 1 \text{ M}\Omega$$

$$C = 5 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

Pour les basses $\omega = 200$

Pour $\alpha = 0$

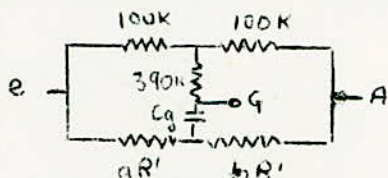
$\beta = 1$

$$|g| = \sqrt{\frac{(1+10)^2 + 1}{1+1}} = \sqrt{66} = 8,1 \text{ soit un gain de } 19 \text{ dB}$$

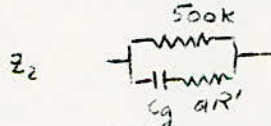
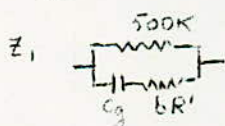
Pour $\alpha = 1$

$$|g| = 0,15 \text{ soit un affaiblissement de } 18 \text{ dB}$$

Alors qu'aux hautes fréquences on a pratiquement:



Z'_1 et Z'_2 tendent vers des résistances - On a approximativement.



$$\text{soit } g = -\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{1 + j(aR' + R_1)C_g\omega}{1 + j(bR' + R_1)C_g\omega}$$

$$|g| = \sqrt{\frac{1 + C_g^2 \omega^2 (aR' + R_1)^2}{1 + C_g^2 \omega^2 (bR' + R_1)^2}}$$

Pour les hautes $\omega = 2\pi f = 150 \cdot 10^3$

$$a = 1 \quad b = 0$$

$$C_g = 200 \text{ pF} \quad R' = 1 \text{ M}\Omega$$

$$|g| = 24 \text{ soit un gain de } 28 \text{ dB}$$

$$a = 0 \quad b = 1$$

$$|g| = 0,04 \text{ d'où un affaiblissement } 30 \text{ dB}$$

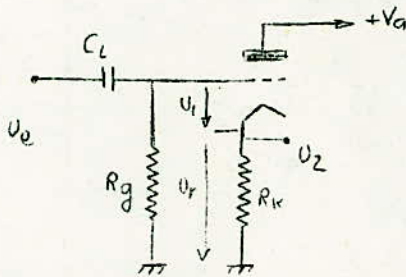
Nous avons effectués les calculs pour les positions extrêmes des curseurs.

Mais nous pourrions les faire pour

n'importe quelle position des curseurs. Ainsi peut-on régler à volonté le niveau des graves et des aigus entre ces limites.

2.4 Etage de sortie.

Il s'agit pour nous d'avoir un montage qui puisse nous donner une faible impédance de sortie. Celui qui vient à l'idée est le cathode follower. Il utilise la contre réaction négative de tension.



Son gain est $\frac{A_o}{1+A_o} = \frac{S_d R_k}{1+S_d R_k}$ avec $S_d = \frac{S}{1 + \frac{R_k}{R_i}}$

$$A = \frac{S R_i}{S R_i + 1 + \frac{R_i}{R_k}} = \frac{\mu R_k}{R_k(\mu+1) + R_i}$$

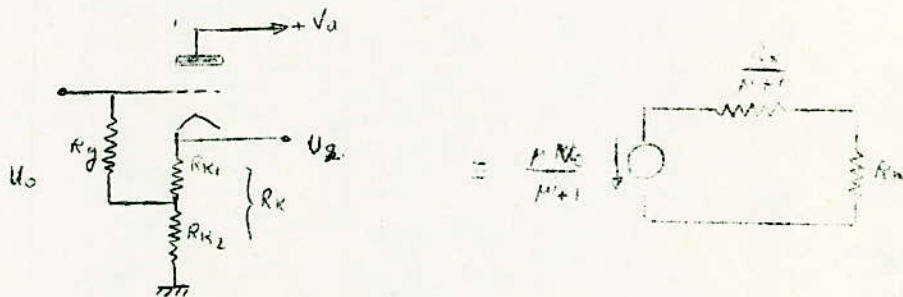
quand μ est grand devant l'unité $A = \frac{\mu}{\mu+1} \approx 1$

D'autre part l'impédance de sortie du cathodyne est :

$$Z_s = \frac{R_k}{\mu + R_k(1 + \mu)}$$

En vérité elle est égale à la mise en parallèle de R_i , R_k et $\frac{1}{S}$.

Après approximation elle est très peu différente de $\frac{1}{S}$.



Si la résistance de polarisation R_{k1} n'est pas dédoublée le gain sera de même $\frac{U_2}{U_e} = \frac{\mu R_k}{R_k(\mu+1) + R_i}$

Les tubes à R.N.T ont donc une impédance de sortie d'autant plus faible que le gain se rapproche de l'unité. Ce qui permet de les utiliser comme étage de sortie. Le suiveur cathodique reste le moyen de choix pour terminer un ampli. Sa très faible impédance de sortie ($\approx \frac{1}{5}$) autorise un câble de liaison assez long, compte tenu de la capacité d'entrée de l'ampli.

Le gain en boucle ouverte, si la résistance de charge était à la plaque

$$G = \frac{\mu R_k}{R_k + p} = \frac{20 \cdot 15K}{15K + 4K} \approx 15,8$$

Dans ce montage $G' = \frac{G}{1 + G} \approx 0,94$ $v = 1$ (contre réaction totale)

L'impédance de sortie vaut alors :

$$Z_s = \frac{p R_k}{p + R_k (1 + \mu)} = 0,200 k\Omega \text{ soit } 200\Omega$$

Ces calculs ont été fait avec $R_k = 15K\Omega$ $R_g = 1M\Omega$

$p = 4K\Omega$ $\mu = 20$

2-5. Commandes d'équilibrage.

Un préamplificateur stéréophonique ne diffère du préampli. monophonique que par une commande d'équilibrage et une commutation "mono-stéréo".

La stéréophonie exige un équilibrage rigoureux entre les deux canaux. On accepte toutefois un déséquilibre n'excédant pas 3dB.

Cependant les conditions acoustiques peuvent quelque fois exiger un certain déséquilibre, c'est pourquoi on trouve sur les amplis stéréos des dispositifs dits :

"balance sonore". Il s'agit de potentiomètres doubles pour le réglage de la puissance des deux canaux. Cet équilibrage varie en fonction de l'auditeur et de l'acoustique de la pièce.

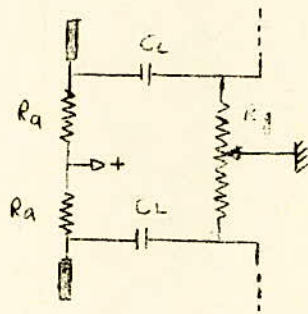
Cette balance sonore peut être réalisée en agissant sur le potentiel de grille des 2 tubes amplificateurs de chaque canal.

Mais les dispositifs d'équilibrage augmentent souvent la diaphonie entre les deux canaux. L'efficacité des commandes devrait être d'une douzaine de decibels.

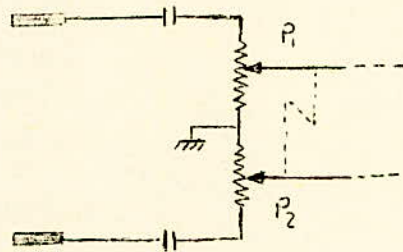
Le système le plus utilisé est endemement le plus mauvais : remplacement de deux grilles de grille par un potentiomètre linéaire dont le curseur est à la masse. Il n'est efficace que si la valeur du potentiomètre est de l'ordre au moins de la résistance interne des tubes précédents, sans quoi son action est illusoire, sauf sur la fréquence de coupure de l'ensemble $C_2 R_g$ de liaison sur laquelle son efficacité est indiscutable.

Si on considère maintenant la capacité parasite qui existe aux bornes du potentiomètre (20 à 30 pF), la commande de balance devient sujet critiquable et aura des fâcheuses tendances.

à agir en mélangeur automatique.



Une meilleure solution consiste à utiliser une double commande ; 2 potentiomètres linéaires avec une piste moulée à l'envers.



Nous avons mis en série avec $P_1 = 470\text{K}\Omega$ une résistance de $220\text{K}\Omega$, pour que P_1 quelle ne soit directement au potentiel de la masse.

L'efficacité de cette commande est relativement bonne par rapport à la précédente.

2.6. Capacités de liaisons :

Les capacités de liaison inter étages sont calculées de telle manière qu'elles présentent une faible impédance pour la fréquence la plus basse à transmettre. (ω_1)

$$C_L \geq \frac{1}{(R_g + R_{eq}) \omega_1}$$

$$\text{ou } R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_a}}$$

Nous avons choisi la valeur de $3,3\mu\text{F}$

pour les liaisons de part et d'autre du connecteur étant donné que son affaiblissement

introduirait une perturbation sur le fonctionnement du connecteur de tonalité.

2-7. Alimentation:

La solution la meilleure consisterait à prévoir une alimentation distinguée par voie.

Dans un ampli de haute qualité, le moindre ronflement qui serait presque imperceptible avec un ampli de qualité moyenne devient intolérable.

Ce ronflement peut être dû à bien des causes. La première qui vient à l'esprit est l'insuffisance du filtrage du courant ondulé fourni par l'alimentation continue.

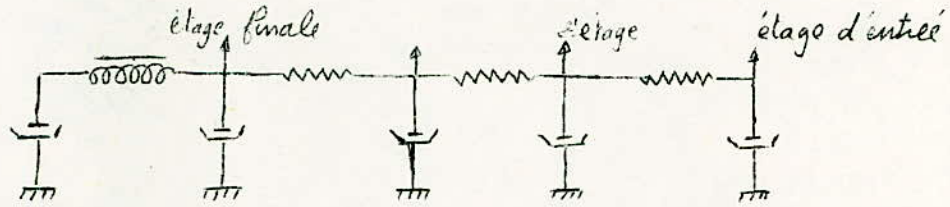
On utilise en général pour le filtrage un filtre composé d'une inductance et de 2 condensateurs électrochimiques de forte capacité. Mais cette régulation n'est pas très bonne quand on considère un préampli de haute fidélité.

Le pourcentage de ronflement, rapport entre la tension résiduelle à 100 périodes et la tension totale redressée et filtrée, devra être d'autant plus petit que l'on alimentera des étages où la tension BF à amplifier est faible.

Si la tension de ronflement est $\frac{1}{10}$ V, elle sera imperceptible sur un étage final où la tension de sortie est de l'ordre d'une centaine de volts mais elle sera catastrophique sur un étage d'entrée où l'on amplifie des tensions de l'ordre du $\frac{1}{100}$ V.

Aussi pourra-t-on alimenter les étages de sortie sans inconvénients directement à la sortie du filtre, mais pour alimenter les étages précédents il faudra parfaire le filtrage à l'aide de cellules supplémentaires à résistances capacités.

Ces cellules auront d'ailleurs, également un rôle de découplage, destiné à éviter les réactions entre étages en phase.



Il existe aussi les ronflements produits par les fuites filaments-cathode. Il réside dans le chauffage des filaments en courant alternatif : le filament est voisin de la cathode et des fuites se produisent entre filament et cathode. Le premier est en général relié à la masse en son point milieu ou par une extrémité alors que la cathode est en général portée à un potentiel positif par la résistance de polarisation.

Le filament chauffé émet des électrons qui sont attirés par la cathode plus positif que lui.

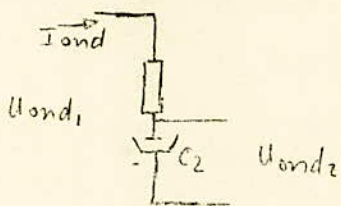
Dans un étage où les tensions à amplifier sont faibles, un ronflement important peut en résulter.

Un remède apparaît immédiatement à l'esprit :

1/ Il consiste à rendre le filament plus positif que la cathode. On peut relier le milieu du filament soit à la cathode de l'étage de sortie dont le potentiel positif est assez important, soit au milieu d'un pont de résistances placé entre HT et masse.

2/ Un autre remède consiste à alimenter l'entrée avec du courant continu.

Du fait que ce projet n'avait pas pour objet l'étude d'une alimentation, le laboratoire étant suffisamment pourvu, il sera bon toutefois de réaliser des cellules RC qui auront à leur rôle, à savoir achever le filtrage de l'alimentation du préampli; D'autre part il faudrait que les capacités des condensateurs qui constituent un retour à la masse pour les courants B.F soient suffisantes.



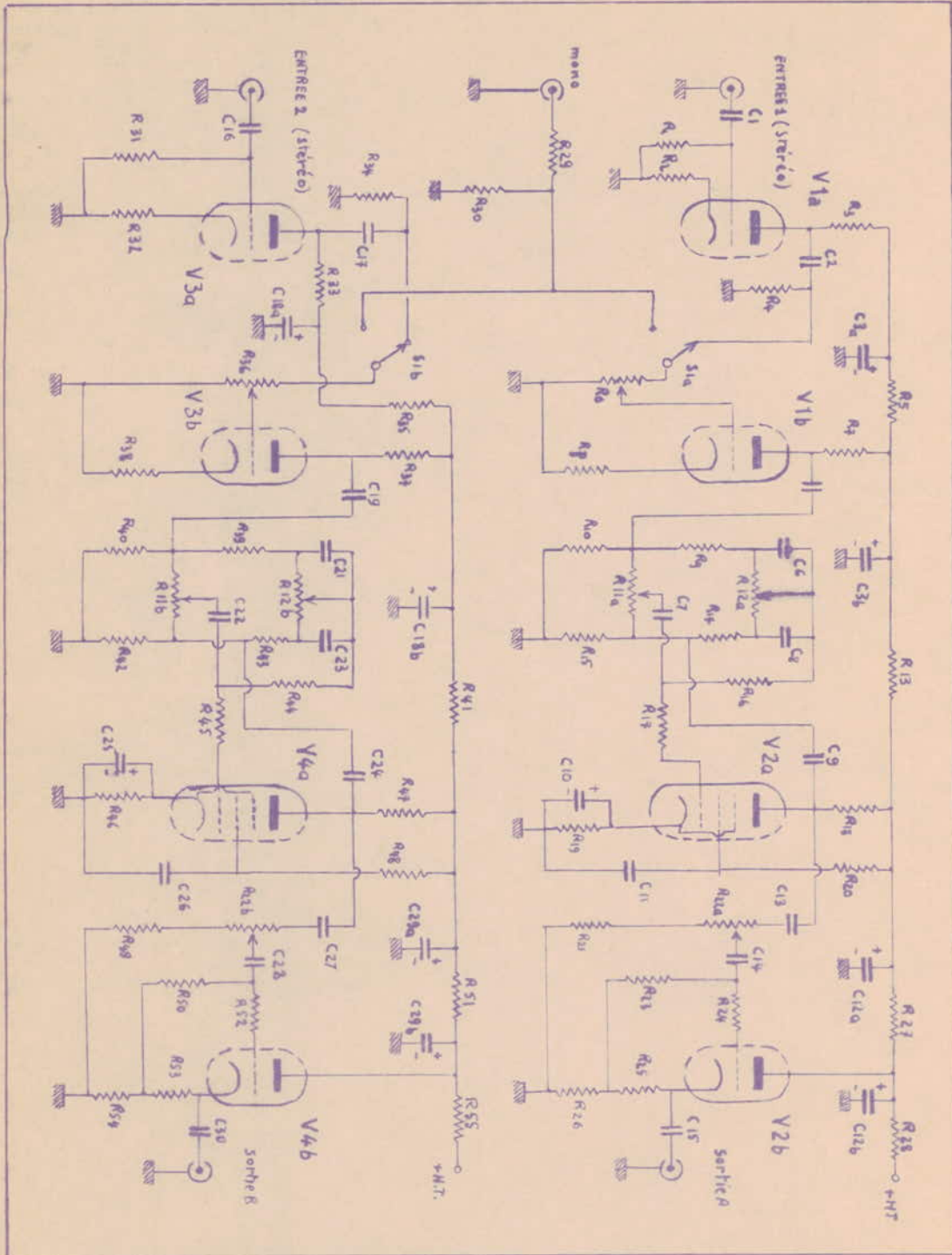
L'efficacité d'un tel filtre est donnée par $\eta = \frac{U_{ond2}}{U_{ond1}} = \frac{I_{ond}}{I_{ond} \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C_2}\right)^2}}$

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 C_2^2 R^2 + 1}} \quad (1)$$

Pour l'étage de sortie $R = 4,7 K\Omega$. Dans le cas d'un redressement à double alternance $\omega = 314$. Pour avoir une efficacité très bonne $\eta = 0,9$ il faudrait alors prendre une capacité de 32 μF . de (1)

2-8. Problèmes posés par le câblage.

Ces-ci sont très délicats. Ils sont posés sous deux formes différentes: répartition des masses et élimination au maximum des capacités parasites. L'absence des connexions blindées, rendue obligatoire par cette dernière exigence, oblige un placement maximum des commandes peu compatible avec l'esthétique de l'ensemble. Il s'agit de placer les entrées le plus près du 1^{er} tube. Il y aura ensuite à séparer V_1 et V_2 de manière à taper au maximum l'ensemble "commandes de tonalité". Il serait alors recommandé de câbler sur masse unique



SCHEMA GENERAL DU PREAMPLIFICATEUR.

Valeur des éléments entrant dans la composition
du Preampli stéréo.

Capacités :

C₁ - C₆ - C₈ - C₁₆ - C₂₁ - C₂₃ : 4700pF céramique

C₂ - C₇ : 0,022 μF papier

C₃ - C₁₂ - C₁₈ - C₂₉ = 32 μF + 32 μF condensateur électrolytique 450V.

C₅ - C₉ - C₁₅ - C₁₉ - C₂₄ - C₃₀ = 0,5 μF papier.

C₇ - C₂₂ : 180 pF.

C₁₀ - C₂₅ = 100 μF électrolytique 6V tropicalisé.

C₁₁ - C₂₆ = 0,5 μF papier.

C₁₃ - C₂₇ = 0,05 μF papier

C₁₄ - C₂₈ = 0,01 μF papier

Résistances :

R₁ - R₃₁ : 1 MΩ ½ W faible souffle.

R₂ - R₃₂ - R₈ - R₃₈ : 1,2 KΩ 1 W.

R₃ - R₇ - R₃₃ - R₃₇ : 47 KΩ 1 W

R₄ - R₃₄ : 3,3 MΩ ½ W.

R₅ - R₃₅ : 6,8 KΩ 1 W.

R₉ - R₁₄ - R₃₉ - R₄₃ : 100 KΩ 1 W.

R₁₀ - R₁₅ - R₁₆ - R₁₇ - R₂₉ - R₃₀ - R₄₀ - R₄₂ - R₄₄ - R₄₅ : 390 KΩ ½ W

R₂₃ - R₅₀ : 1 MΩ 1 W.

R₁₃ - R₂₈ - R₄₁ - R₅₅ : 4,7 KΩ 1 W

R₂₄ - R₅₂ : 1 KΩ ½ W

R₁₈ - R₂₁ - R₄₇ - R₄₉ : 220 KΩ 1 W

R₂₅ - R₅₃ : 560 Ω 1 W

R₂₆ - R₅₄ : 15 KΩ 1 W

R₂₇ - R₅₁ : 22 KΩ 1 W.

V₁ - V₃ : 12 AU7

V₂ - V₄ : ECF80.

Résultat des mesures.

Conditions de mesures.

Toutes les mesures sur chaque canal (stéréo). Les filaments des lampes V_1 et V_2 sont alimentées en courant continu.

On utilise comme haute tension : 250V continu dont l'alimentation du préampli adhésera le filtrage.

Toutes les mesures sont effectuées avec le réglage de tonalité au maximum, les correcteurs de tonalité étant en position linéaire, de même que le réglage de balance, sauf cas particuliers mentionnés.

Appareillages de mesures:

Les mesures à effectuer dans la suite de nos manipulations demandent un appareillage divers.

1. Générateur BF (signaux sinusoïdaux)
 2. Générateur à signaux rectangulaires
 3. 2 Millivoltmètres
 4. Distorsionmètre
 5. Oscilloscope
 - 6/ Alimentation continue. LTI
 - 7/ Alimentation .CRC.
-

3. Courbe de réponse du correcteur Baxandall.

Pour une tension d'entrée de 0,5V à l'attaque du correcteur soumis à R.N.T. (période de la ECF 80), on mesure la tension de sortie pour chaque fréquence. Nous recommençons l'opération dans les 3 cas suivants :

- Potentiomètres des graves et des aigus au maximum (A)
- Potentiomètres — — — en position moyenne (B)
- Potentiomètres — — — au minimum (C).

De la figure (1) on peut remarquer que les correcteurs sont efficaces particulièrement dans les aigus.

$$A \quad 30 \text{ Hz} \quad \left\{ \begin{array}{l} +14 \text{ dB} \\ -15 \text{ dB} \end{array} \right.$$

$$A \quad 20 \text{ KHz} \quad \left\{ \begin{array}{l} +30 \text{ dB} \\ -34 \text{ dB} \end{array} \right.$$

En position médiane des curseurs, la courbe de réponse est quasiment plate.

Il est cependant à remarquer une résonance inutile aux environs de 25 KHz.

II Etude d'un canal de préampli.

L'ampli est constitué de telle sorte que $\frac{V_s}{V_e}$ varie aussi peu que possible dans le domaine de tension et de fréquence auquel il est appelé à être utilisé

1/ Linéarité (distorsion en amplitude).

Cette courbe quoique inhabituelle permet de vérifier la linéarité de l'ampli.

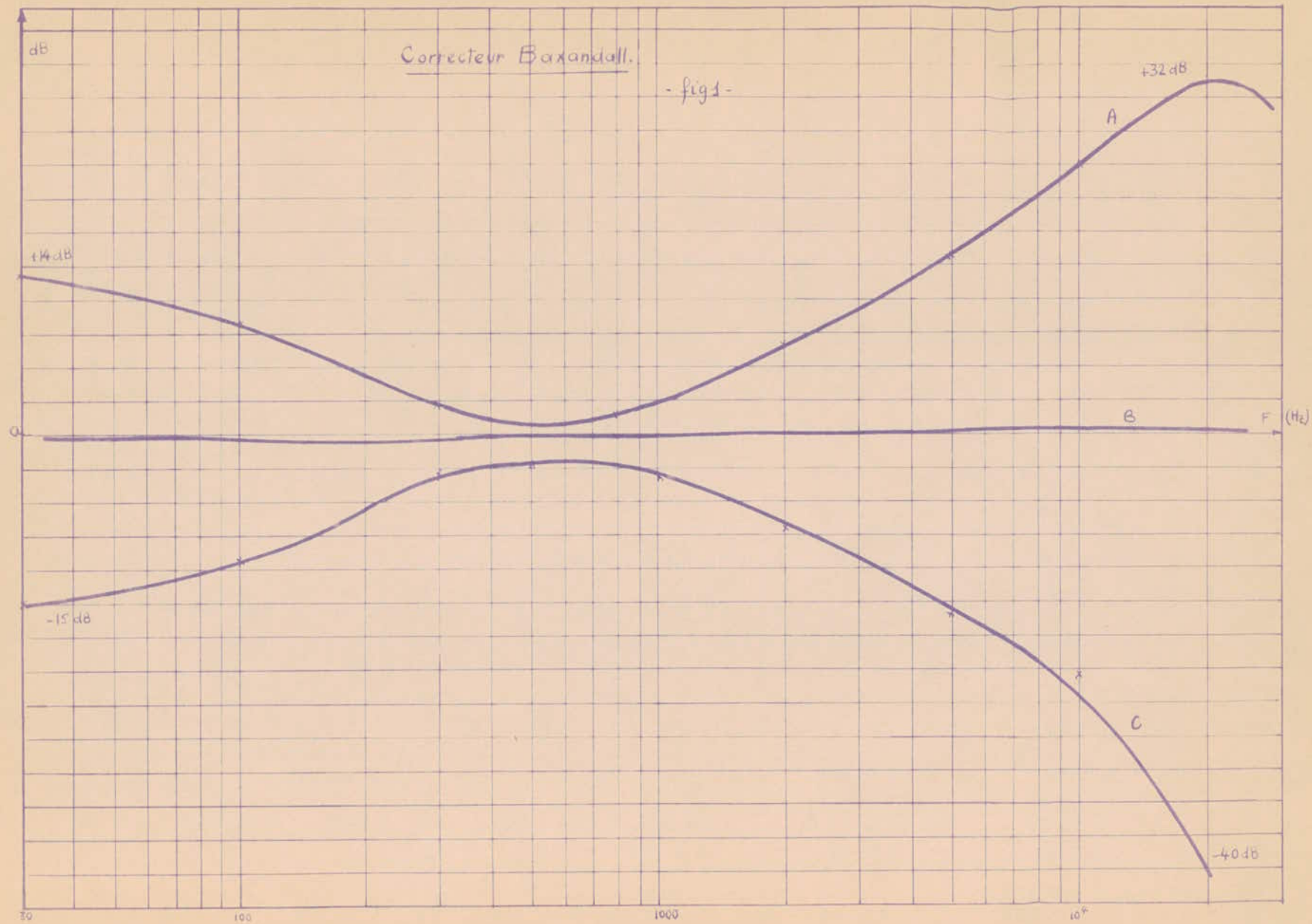
$V_s = f(V_e)$. On mesure la tension de sortie, en faisant varier la tension d'entrée et cela pour 3 fréquences, 30 Hz, 1000 Hz et 20 KHz.

D'après la figure 2, on peut voir que notre préampli est linéaire dans une large plage de la tension d'entrée.

Il existe une chute de tension aux extrémités du spectre audible, à savoir

Correcteur Baxandall.

- fig 1 -



- 28 -

30KHz et 30Hz, cette dernière étant plus importante.

Cette suite de gain sera corrigée par le correcteur de tonalité.

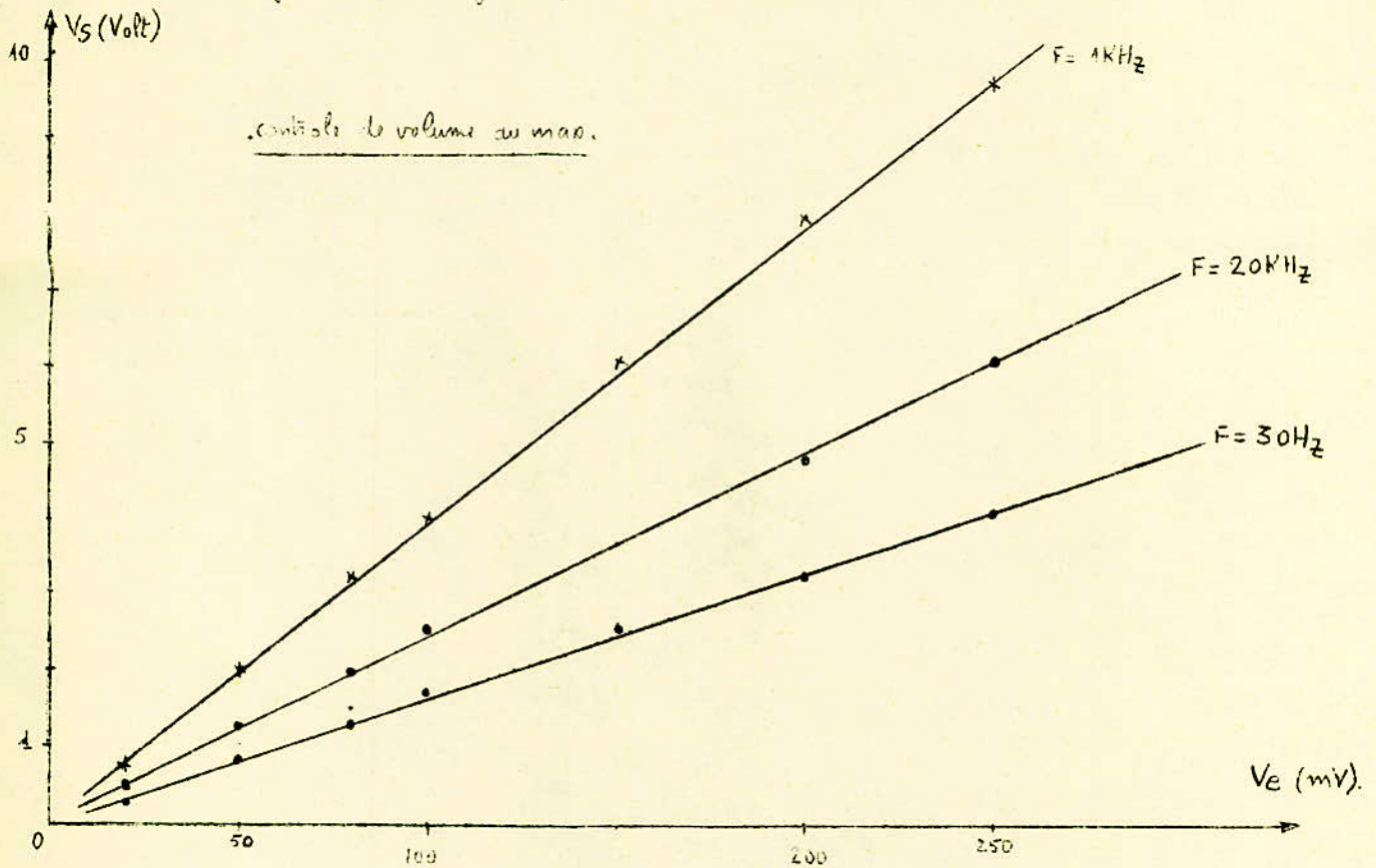


Figure 2: Linearité du préampli

2/ Fidélité (distorsion en fréquence).

Nous allons tracer la courbe de réponse de l'ampli. soit $V_s = f(F)$

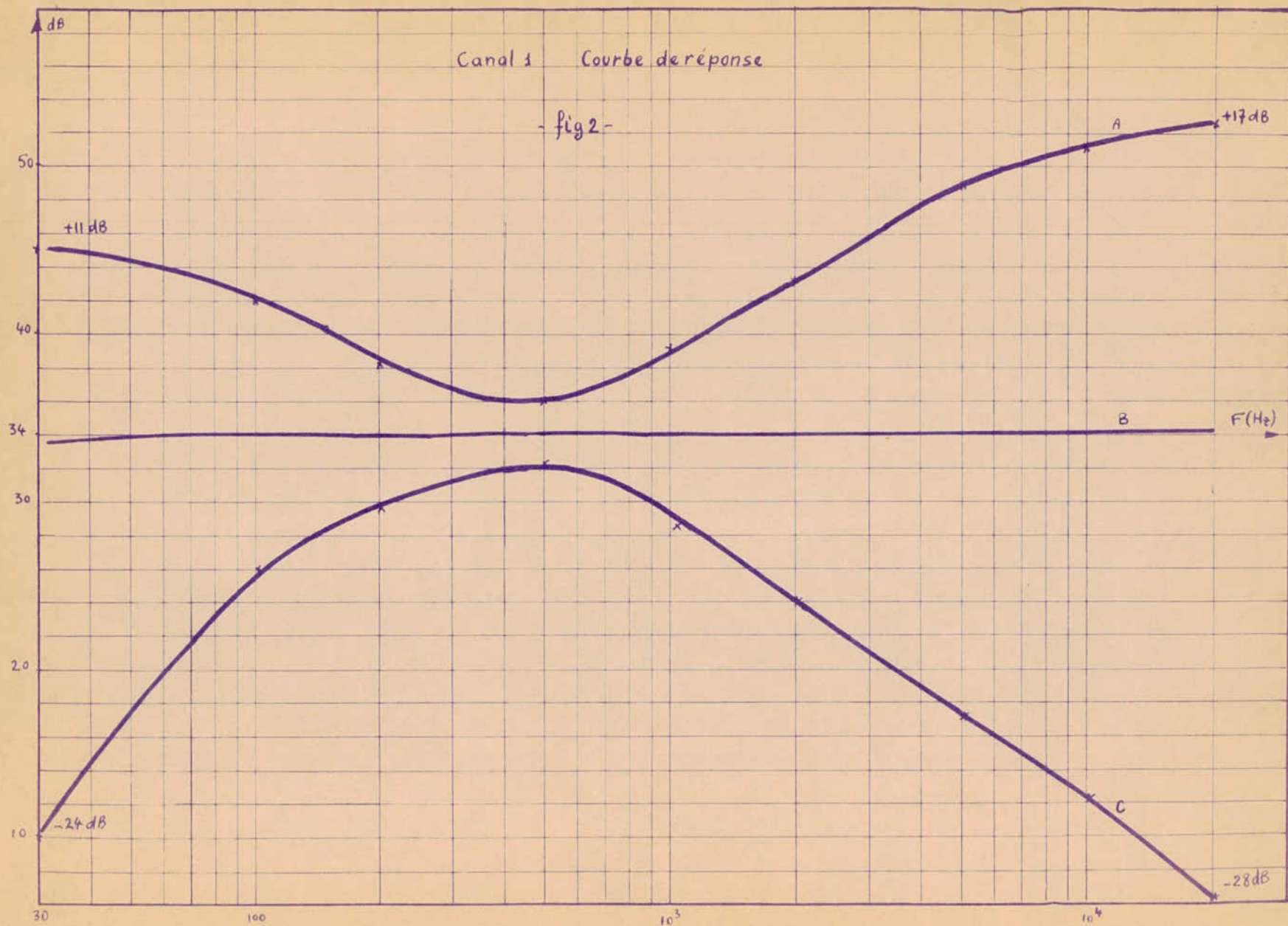
ou $G = f(F)$.

On se place à la valeur de V_s donnant le minimum de distorsion et on conserve la valeur de $V_e = e^t = 10 \text{ mV}$.

Cette opération sera reprise pour les positions suivantes du correcteur de tonalité :

Canal 1 Courbe de réponse

- fig 2 -



- 1°/ Potentiomètres des graves et des aigus au maximum
- 2°/ — — — au minimum
- 3°/ — — — en position moyenne.

Voici courbe n° 2

La courbe des correcteurs est très efficace.

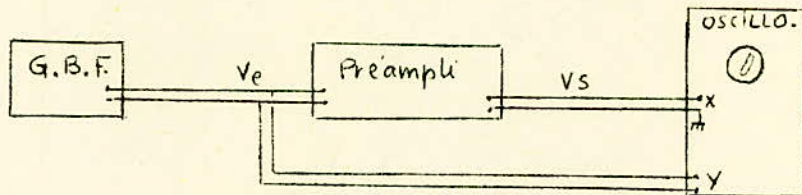
En position moyenne des curseurs la courbe de réponse est très bonne.

$$A \quad 30\text{Hz} \quad \begin{cases} +11\text{dB} \\ -24\text{dB} \end{cases} \qquad A \quad 30\text{kHz} \quad \begin{cases} +17\text{dB} \\ -28\text{dB} \end{cases}$$

3/ Déphasage.

On applique la méthode de Lissajous. On note les oscillogrammes qui mettent en évidence cette rotation de phase entre le signal d'entrée et de sortie pour différentes fréquences. Ce déphasage est pris entre 20Hz et 30kHz.

On réalise le montage suivant :



On remarque pour une position moyenne des potentiomètres, que le déphasage à 30Hz est de -45°

φ est nulle à 100 Hz.



7° pour 10 kHz



17° pour 20 kHz



25° pour 30 kHz

On peut donc dire qu'entre 30 Hz et 30 kHz la stabilité du préampli est assurée puisqu'en aucun cas le déphasage entre le signal d'entrée et le signal de sortie n'atteint la valeur de 90° . Il n'y a pas donc de risque d'oscillations avec les boucles de contre réaction.

4/ Réponse aux transitoires.

Le comportement d'un ampli en signaux rectangulaires est très instructif.

On attaquera l'entrée de l'ampli avec des signaux rectangulaires fournis par le G.B.F., on examinera la forme du signal à la sortie.



entrée 150 Hz



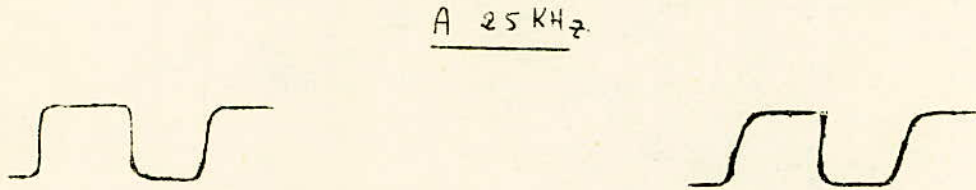
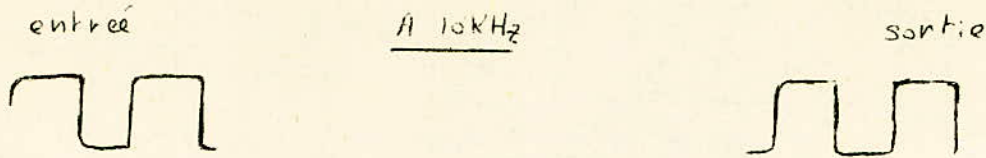
sortie 150 Hz



A 1 kHz



sortie 1 kHz



On voit donc qu'à partir de 150 Hz jusqu'à plus de 25 KHz il y a une bonne transmission des transistors.

En deça la réponse devient imprécise. En effet à 50 Hz on obtient.

l'oscillogramme suivant :



Ce qui montre que les transistors ne sont pas très bien transmis comme cela était pour le 10 KHz.

5°/ Mesure du bruit.

Le bruit est caractérisé par la tension de sortie lorsque la tension d'entrée est nulle donc à entrée court-circuitée.

Pour l'entrée en court-circuit : $V_s = 5,7 \text{ mV.}$

On vérifie à l'oscilloscope que ce bruit est périodique. Il est donc dû au ronflement.

Pour une entrée de 10 mV à 1000 Hz, la sortie vaut 0,43V.

Le rapport $\frac{S}{B} = \frac{430}{6}$ soit $\approx 38 \text{ dB.}$

III Mesures effectuées sur le canal 2.

Il est normal que les mesures faites sur le canal n°1 doivent être reprises quoique les canaux sont symétriques.

3 - 1° Linéarité.

On trouve la courbe suivante qui montre que l'ampli est linéaire
On fera donc les mêmes remarques que dans le I.

Pour des tensions d'entrée supérieures à 200mV la courbe nous révèle des distorsions. (fig 3-1)

3 - 2° Distorsion.

Cette mesure permet de compléter les résultats du n°1. Il s'agit là des mesures directes de distorsion - On dispose alors d'un distorsionmètre. Le potentiomètre de niveau étant au maximum, de même que la commande d'équilibrage (pour le canal considéré).

On procède comme suit :

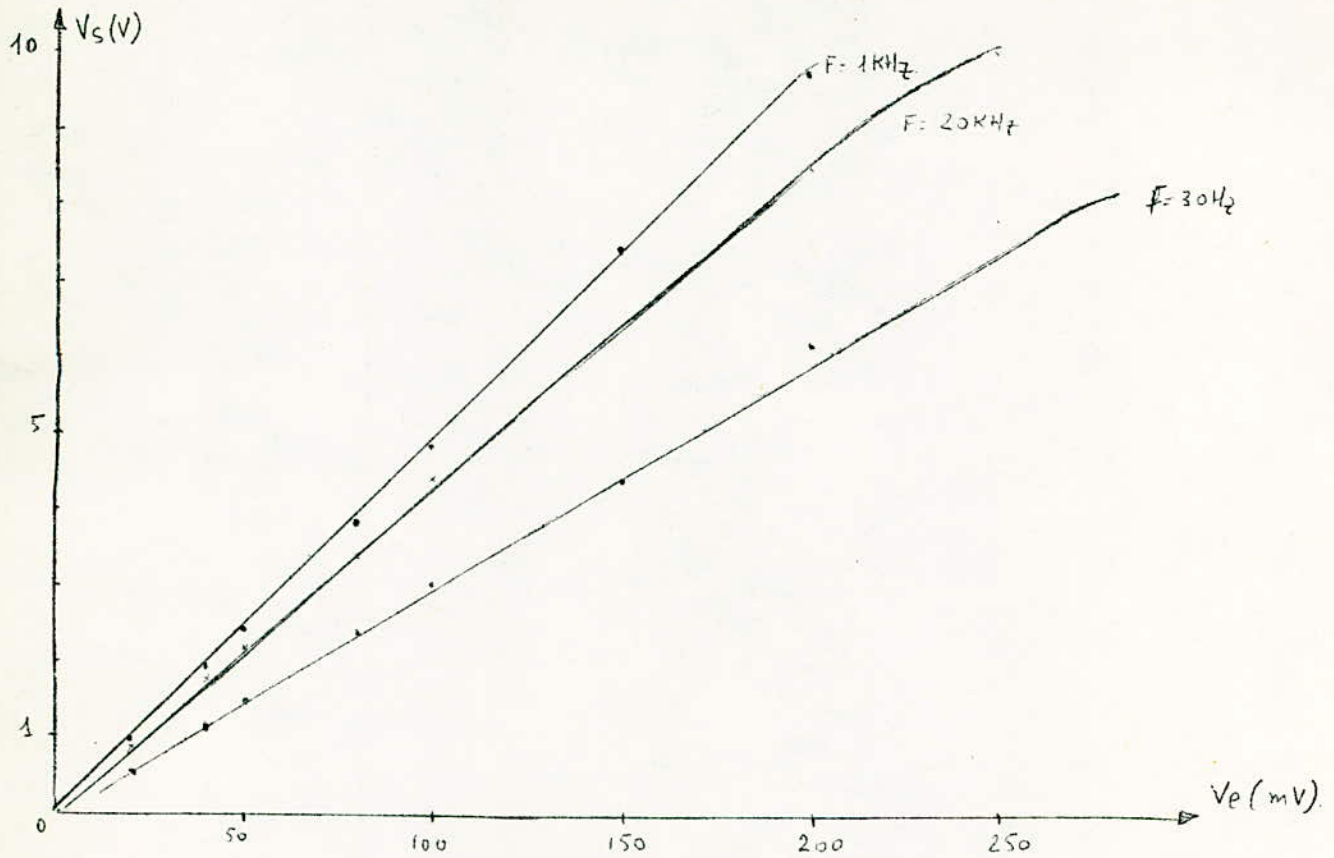
La tension de sortie variant dans une certaine plage, on note la variation de la distorsion. Autrement dit on relève la courbe $d\% = f(V_s)$.

On effectue ces mesures pour deux fréquences, à savoir 1KHz et 20KHz.

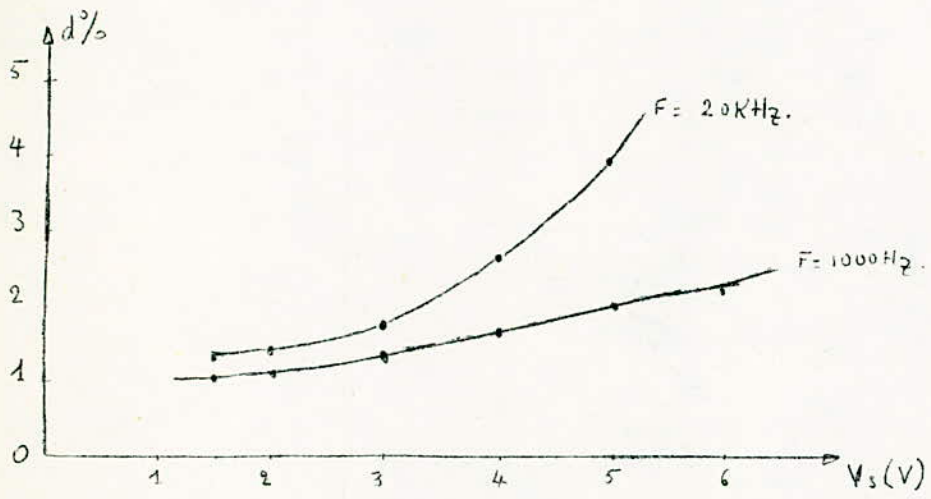
voir courbe (3-2)

On peut alors tirer la conclusion suivante : le fonctionnement est correcte jusqu'à la valeur de 4V en sortie si on admet une distorsion de 3%.

Pour une sortie de 2V, elle n'est que de 1,5%.



Linearité. fig. 3-1.



Distorsion : fig. 2-2.

3-3/ Déphasage:

Le déphasage introduit par ce canal est plus faible comme on peut le remarquer sur les oscillogrammes obtenus.

A 50Hz il vaut 30°



50KHz



10KHz



50KHz.

Ce déphasage entre entrée et sortie diminue jusqu'à être nul à 1000Hz.

A 10KHz il est encore très faible de l'ordre de 6° et n'atteint de nouveau 30° qu'à 50KHz.

Il n'y a donc rien à craindre du point de vue de la stabilité.

3-4. Mesure du bruit.

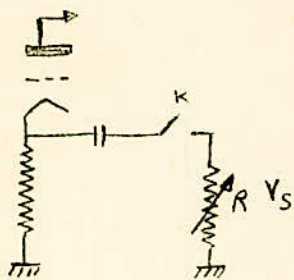
Pour l'entrée court circuité, la tension de sortie est de 20mV. On remarque à l'oscilloscope que ce bruit est essentiellement erratique.

Pour une tension d'entrée de 50mV à 1000Hz. la sortie vaut 2,5V

$$\text{d'où un rapport signal/bruit} = \frac{2,5}{20} 10^3 = 125 \text{ soit } \underline{42 \text{ dB}}$$

$$\boxed{\frac{S}{B} = 42 \text{ dB.}}$$

3-5. Mesure de l'impédance de sortie de l'étage.



On applique à l'entrée un signal de 55 mV

à 1000 Hz.

a/ Pour K ouvert, on mesure la tension de sortie soit 3V.

b/ On ferme K et on règle R pour que

la tension de sortie ne soit plus que 1,5V. soit R_1

A ce moment la résistance de sortie est devenue la moitié de sa valeur initiale $Z_s = R_1 = 1100 \Omega$

C'est d'ailleurs la même valeur que pour le premier étage.

La sensibilité du canal est de 50 mV car pour des valeurs d'entrées très en deça, les signaux ne sont plus correctes.

3-6. Courbe de réponse :

Pour une entrée de 50 mV on trace la courbe $G = f(F)$.

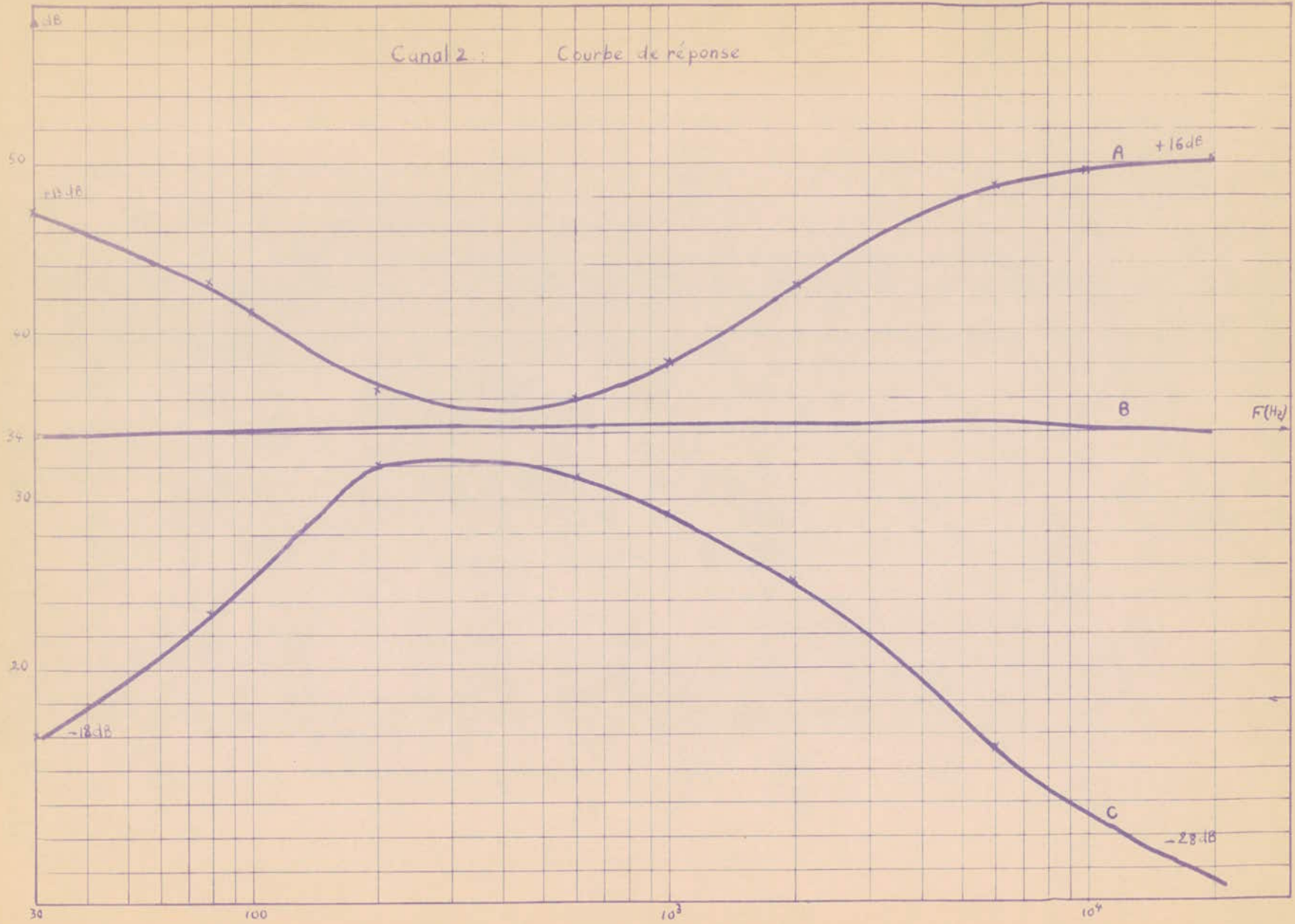
On obtient pour les positions suivantes des potentiomètres du connecteur de tonalité.

P_1 et P_2 graves et aigus au maximum : Courbe A

P_1 et P_2 au minimum : Courbe C

P_1 et P_2 en position moyenne : Courbe B.

Canal 2 : Courbe de réponse



$$A \quad 30\text{Hz} \quad \left\{ \begin{array}{l} +13\text{dB} \\ -18\text{dB} \end{array} \right.$$
$$A \quad 30\text{KHz} \quad \left\{ \begin{array}{l} +16\text{dB} \\ -28\text{dB} \end{array} \right.$$

La courbe en position lineaire est quasi plate.

IV Essai des 2 canaux.

Toutes les mesures précédentes étant effectuées sur chaque canal stéréo, il est intéressant d'étudier le comportement du préamplificateur lorsque les 2 canaux sont attaqués.

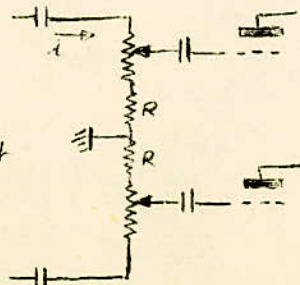
Nous allons d'abord étudier l'action de la balance et faire une mesure de diaphonie.

4.1./ Balance.

Le réglage de balance agit à 100%, c'est à dire qu'une voie reste au maximum de niveau lorsque l'autre est minimum et inversement.

Seulement en position extrême il se produit un phénomène de diaphonie assez nuisible, d'où la critique à faire à cette partie du circuit.

En effet il y a une partie du courant i qui circule et passe dans le canal 2. et ce courant est plus important en position extrême.



La précaution prise en plaçant une résistance $R = 220\text{K}\Omega$ en série avec le potentiomètre

ne suffirait pas.

4.2. Mesure de la diaphonie.

D'après les constatations précédentes la plus grande partie de la diaphonie sera créée à partir de la commande d'équilibrage.

Cette mesure de diaphonie sera effectuée comme suit :

Tous les réglages étant au maximum pour les 2 canaux, exception faite pour la commande d'équilibrage qui est en position moyenne, une voie est attaquée sur l'entrée stéréo 1 avec un signal sinusoïdal (10 kHz) et de niveau correspondant à la sensibilité nominale (50 mV), l'autre entrée étant court circuitée.

La diaphonie est donnée par le rapport des niveaux de sortie, le bruit de fond et le souffle se trouvant inclus dans la mesure.

Nous avons effectués ces mesures avec un signal de 10 kHz à 50 mV.

a/ $\left\{ \begin{array}{l} \text{canal 2 court circuité} : V_{S_2} = 0,02 \\ \text{canal 1 modulée} : V_{S_1} = 4V \end{array} \right.$

b/ $\left\{ \begin{array}{l} \text{canal 1 court circuité} : 11 mV \\ \text{canal 2 modulé} : 3,6V \end{array} \right.$

voie droite⁽²⁾ modulée, niveau voie gauche⁽¹⁾ : 51 dB

voie gauche⁽¹⁾ modulée, niveau voie droite⁽²⁾ : 34 dB.

On remarque que pour le deuxième cas elle est assez grande mais acceptable tout de même d'après les données en introduction.

Conclusion.

Toutes ces mesures prises montrent que ce préampli possède de bonnes performances principales à savoir :

- courbe de réponse correcte.
- très bonne linéarité
- action des conducteurs Bixandair efficace.
- amplification en tension suffisante de l'ordre de 2 à 3V pour attaquer l'amplificateur principale.

Mais ses défauts reposent surtout sur ce qui est de la diaphonie. En effet il a été très difficile d'éviter les capacités parasites introduites par l'emploi des commandes jumelées et doubles et surtout celle au niveau de la commande d'équilibrage.

La très grande impédance d'entrée du préampli conduit à l'attaquer par un pick-up - stéréo à cristal.

En cas d'utilisation d'un P.U. magnétique la sensibilité qui était de 50 mV pour chaque canal à un signal de sortie d'environ 2V. devient insuffisante, d'autant plus qu'il faudrait prévoir une correction de la caractéristique d'enregistrement, il faut relever les fréquences basses et atténuer les fréquences élevées. En monophonie, le signal est appliqué sur les deux canaux.