

Collection

**PRÉAMPLIFICATEUR
A BRUIT DE FOND RÉDUIT**

J. TAIEB

Rapport C. E. A. n° 52

1950

COMMISSARIAT A L'ÉNERGIE ATOMIQUE

**Service de Documentation
Laboratoires du Fort de Châtillon
Fontenay-aux-Roses**

Rapport C.R.A. n° 52

Copie n° 18

Date : Septembre 1950

Auteurs : J. TAIEB

Titre : Préamplificateur à bruit de fond réduit

P R E A M P L I F I C A T E U R

A BRUIT DE FOND REDUIT.

Le préamplificateur décrit ci-dessous est celui du spectromètre de masse construit au C.E.A. pour l'analyse rapide des mélanges gazeux (rapport C.E.A. n° 42). Nous renvoyons le lecteur à ce rapport pour tout renseignement concernant le spectromètre et ses circuits électroniques.

Ce préamplificateur peut être utilisé chaque fois que se pose le problème de l'amplification de courants faibles fournis par une source à haute impédance avec une bande passante de 10 c/s à quelques milliers de cycles.

I. PRINCIPE.

1) Le signal à amplifier est périodique et se présente sous la forme d'une série d'impulsions de courant, fournies par une source à haute impédance (spectromètre de masse). La fréquence de récurrence est 100 c/s. Le nombre d'impulsions contenues dans une période du signal et leur durée varient avec l'amplitude du balayage de la tension d'accélération des ions, ce qui fait varier la pente des fronts raides des impulsions. Les amplificateurs doivent permettre l'amplification des fronts les plus raides sans déformation appréciable, ainsi que la transmission sans déformation des paliers entre impulsions. Il faut pour cela que les fréquences qui forment le spectre du signal à amplifier se trouvent comprises entre les limites de la bande passante des amplificateurs. En pratique, on constate qu'une bande passante de 10 c/s à 5.000 c/s est nécessaire.

2) La sensibilité du spectrographe de masse est limitée par le bruit de fond de l'étage d'entrée de la chaîne d'amplification. Le signal à amplifier est un courant fourni par une source à haute impédance : la tension d'entrée du préamplificateur est alors d'autant plus importante que la résistance d'entrée R est plus élevée. Si le signal est un courant i , la tension d'entrée est Ri . Les bruits de fond sont indépendants de cette résistance d'entrée R , sauf le bruit

d'agitation thermique de la résistance R qui, toutes autres choses égales, est proportionnel à \sqrt{R} (si on l'exprime en tension), et le bruit dû aux fluctuations du courant grille, qui, (si on l'exprime en tension) est proportionnel à R .

Si l'on fait croître la résistance R , le bruit d'agitation thermique, qui croît comme \sqrt{R} , devient, à partir d'une certaine valeur de R , prépondérants devant les autres bruits, si l'on néglige le bruit dû aux fluctuations du courant grille. Mais le signal lui-même croît plus rapidement encore puisqu'il est proportionnel à R : le rapport signal-bruit est de la forme $\frac{R}{\sqrt{R}}$ soit \sqrt{R} et croît avec la résistance d'entrée. Il revient au même de dire que le bruit d'agitation thermique exprimé en courant, décroît comme $\frac{1}{\sqrt{R}}$.

Il est donc intéressant d'utiliser une résistance d'entrée R de valeur aussi élevée que possible.

3) On est cependant limité par la constante de temps du circuit d'entrée, produit RC , de la valeur de la résistance R par la valeur de la capacité parasite C , entre grille d'entrée et masse. Si R croît, la constante de temps RC , croît également : or, le système ne peut transmettre sans affaiblissement les fréquences supérieures à $\frac{1}{2\pi RC}$. La bande passante nécessaire est de 5.000 c/s, ce qui limite, avec les valeurs usuelles de C , la résistance d'entrée à quelques mégohms.

4) L'application au préamplificateur d'une contre-réaction totale de tension permet la diminution de la constante de temps du circuit d'entrée (et de la bande passante), et, pour une bande passante donnée, l'augmentation de la résistance d'entrée R .

A cet effet, la résistance d'entrée R n'est plus insérée entre la grille d'entrée et la masse, mais entre la grille d'entrée et la sortie du préamplificateur. Si certaines conditions que nous précisons plus loin sont respectées, la constante de temps du circuit d'entrée est divisée par le gain A en tension du préamplificateur. Avec la même bande passante, on peut alors utiliser des résistances d'entrée A fois plus élevées.

A est le gain du préamplificateur seul, et non celui du montage qui se trouve ramené à l'unité par la contre réaction totale.

5) En fait, la constante de temps du circuit d'entrée s'écrit (voir annexe 2) :

$$\tau = R \left(\frac{C_1}{A} + C_0 \right)$$

$C_1 =$ Capacité d'entrée du montage
 $C_0 =$ Capacité entre bornes de la résistance d'entrée R.

Il faut donc, pour que le montage précédent puisse fonctionner correctement, que C_0 soit rendu le plus petit possible, par exemple par l'interposition d'un écran que traverse la résistance d'entrée R. La réalisation d'un système de blindage efficace constitue une condition essentielle au bon fonctionnement du système.

6) Une deuxième condition est que l'impédance ρ de la source soit élevée, pour que celle-ci ne court-circuite pas le système de contre réaction. On démontre qu'il suffit que :

$$\rho \gg \frac{R}{A} \quad (\text{voir annexe 2}).$$

7) Il faut enfin que les capacités réparties le long de la résistance R n'introduisent pas une rotation de la phase importante du signal qui se transmet d'une extrémité à l'autre de la résistance R. Cette condition est pratiquement toujours réalisée avec des résistances de longueur voisine du centimètre si l'on ne dépasse des valeurs de l'ordre de 10.000 M Ω .

En résumé, le préamplificateur est utilisé principalement pour abaisser la capacité d'entrée de la chaîne d'amplificateurs. De plus, il fournit, à basse impédance, une tension rigoureusement égale à celle qui se développe sur la résistance d'entrée R.

II. LIMITATIONS DU PROCÉDE.

Les facteurs qui interviennent pour limiter R sont les suivants :

1) Le gain A du préamplificateur ne peut dépasser quelques centaines si l'on veut réaliser un montage simple.

2) Dans le cas général, on ne peut réduire C_o au-delà de toute limite ; d'autre part, dans le cas où l'on veut réaliser un montage simple, on utilise un préamplificateur qui comporte une amplificatrice de gain A et un cathode follower.

Dans ce cas :

la capacité d'entrée du montage est de la forme :

$$C_i = C_{gc} + A C_{gp} + C_o$$

C_{gc} = capacité grille cathode

C_{gp} = capacité grille plaque

C_o = capacité entre le câblage de la grille d'entrée et la masse.

La constante de temps du système d'entrée s'écrit donc :

$$R(C_o + C_{gp} + \frac{C_{gc}}{A} + \frac{C_c}{A})$$

Nous voyons que si C_{gc} et C_o sont divisés par A, C_{gp} et C_o ne le sont pas. Il est essentiel de les réduire le plus possible, même en augmentant C_o . Un accroissement du gain A n'a pas d'influence sur la constante de temps dès que

$$C_o + C_{gp} \gg \frac{C_{gc} + C_o}{A}$$

La capacité résiduelle $C_{gp} + C_o$ imposera donc une limite supérieure aux valeurs de R, pour une bande passante déterminée.

3) Le courant grille de la première lampe du montage traverse la résistance d'entrée R. Ses fluctuations constituent un bruit qui limite la sensibilité du système. Les raisonnements précédents ne sont valables que si ce bruit est négligeable à côté du bruit d'agitation thermique, ce qui est vrai si les valeurs de R ne sont pas trop élevées. Mais si R augmente, le bruit de courant grille, exprimé en courant, reste constant, tandis que le bruit d'agitation thermique, exprimé en courant, décroît comme $\frac{1}{\sqrt{R}}$. (Il revient au même de dire que le bruit de courant grille exprimé en tension est, comme le signal, proportionnel à R). En conclusion on voit qu'il est inutile d'augmenter la valeur de R dès que le bruit d'agitation thermique, exprimé en courant, qui décroît comme $\frac{1}{\sqrt{R}}$, devient moins important que le bruit dû aux fluctuations du courant grille.

Dans le cas du montage simple composé d'une amplifi-
trice et d'un cathode follower, la lampe d'entrée est dans des condi-
tions peu favorables à la réduction du courant grille, dont les
fluctuations constituent une limitation à l'accroissement de μ .

III. DESCRIPTION DU MONTAGE.

1) Schéma du préamplificateur.

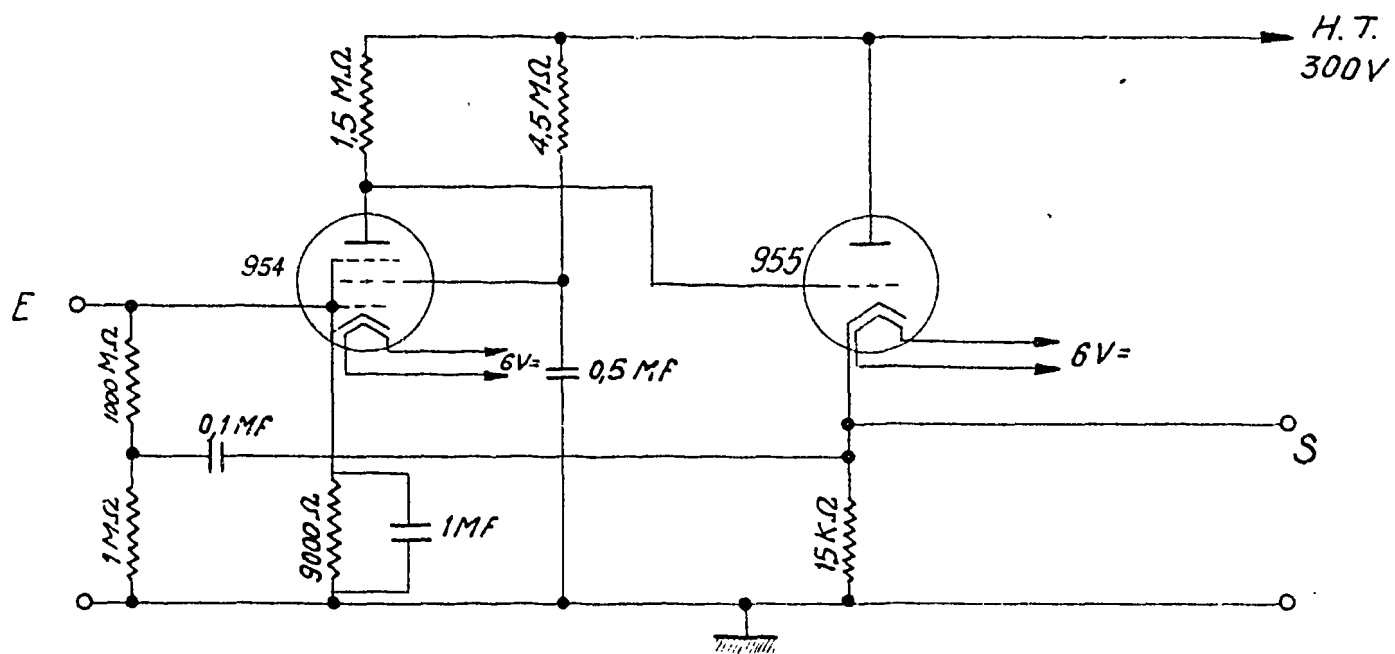


fig. 1

Préamplificateur à deux étages, le premier amplificateur
de tension (pentode 954), le deuxième cathode follower (triode 955).

La tension de sortie est appliquée par l'intermédiaire
d'une liaison capacité-résistance à la base de la résistance d'entrée.

Le gain a été poussé aux environs de 500.

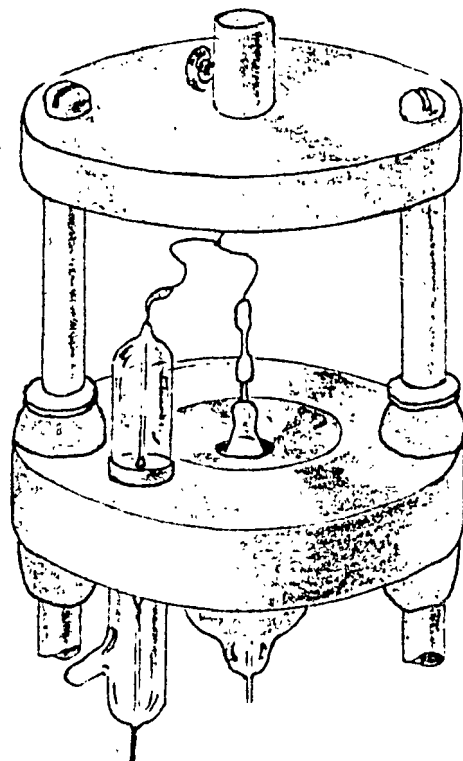
Le chauffage des filaments est effectué en continu.

Deux appareils ont été construits. La résistance d'entrée du premier est une résistance de 500 megohms en tube scellé, obtenue par pulvérisation cathodique d'un dépôt de platine. La résistance d'entrée du deuxième est une résistance SS White de 1000 megohms protégée par un tube de verre blindé sur sa surface extérieure par un cylindre métallique mis à la masse.

La bande passante s'étend jusqu'à 6.700 cycles pour le premier appareil et jusqu'à 4.300 cycles pour le second. Le bruit total mesuré correspond en valeur efficace à un courant de $1,1 \cdot 10^{-12}$ A pour le premier préamplificateur et à 10^{-12} A pour le second.

2) Détails de réalisation.

a) Ecrans : Afin de diminuer autant que possible C_0 , l'entrée du système est séparée du reste du montage par un écran qui passe dans le plan du blindage interne de la lampe et au niveau de la partie supérieure de la résistance. La disposition est assez critique. Tout déplacement relatif de ces éléments peut conduire à une déformation de la bande passante.



b) Antimicrophonie : L'écran est une pièce tournée dans une plaque de tôle de 10mm et percée de deux ouvertures pour le passage de la lampe et de la résistance. Il est porté, par l'intermédiaire de quatre rondelles de caoutchouc mousse, par deux colonnettes de plexiglass fixées au boîtier du préamplificateur. L'écran, la première lampe et la résistance forment un ensemble mécanique rigide, lourd,

bien suspendu, relié au reste du montage par des fils très fins. Cette disposition diminue fortement la microphonie du système, déjà affaiblie par la contre-réaction.

IV. RESULTATS DES MESURES.

1) Bande passante. Si l'on n'a pas de source de courant à grande résistance interne, on peut commodément employer un générateur de tension sinusoïdale ou rectangulaire en série avec une résistance élevée par rapport à la résistance d'entrée du système. On voit facilement qu'une résistance d'une centaine de mégohms est suffisante (1). Il faut évidemment prendre de grandes précautions pour réduire la capacité entre bornes de cette résistance.

Les mesures usuelles sont ensuite faites : bande passante en signaux sinusoïdaux, passage sans déformation des signaux carrés.

Signalons à ce sujet que ceux-ci sont déformés lorsqu'on déplace légèrement la résistance d'entrée par rapport à l'écran, la forme obtenue indiquant soit une diminution de la bande passante (fig.3-1), soit une surcompensation (fig.3-2).



fig.3

L'observation de ces déformations à l'oscillographe constitue le meilleur moyen de régler la position de l'écran.

2) Bruit de fond. Une mesure approximative du bruit de fond a été faite en injectant à l'entrée un signal carré d'amplitude connue et égale à l'amplitude crête à crête du bruit. La valeur efficace de bruit rapporté à l'entrée déduite de ces mesures est, pour le premier appareil, égale à $550 \mu\text{V}$ (résistance d'entrée de 500 MQ), correspondant à un courant de $1,1 \cdot 10^{-12} \text{ A}$, et pour le second

(1) voir page 3, 6)

appareil (résistance d'entrée de $1000 \text{ M}\Omega$), égale à 1 mV , correspondant à un courant de 10^{-12} A .

Les valeurs calculées du bruit d'agitation thermique correspondant aux résistances de $500 \text{ M}\Omega$ et $1000 \text{ M}\Omega$ (avec la bande passante respective de chaque préamplificateur) sont $240 \mu\text{V}$ et $260 \mu\text{V}$, soit $0,48$ et $0,26 \cdot 10^{-12} \text{ A}$, ce qui indique que le bruit d'agitation thermique n'est pas prépondérant.

Le courant grille de la 954, montée en amplificatrice, est compris entre 10^{-9} et 10^{-8} A . Pour une bande passante de l'ordre de 5000 cycles, la valeur efficace calculée des fluctuations de ce courant est de l'ordre de l'ordre de 10^{-12} A .

On voit ainsi que le bruit prépondérant est dû au courant grille : il est inutile d'utiliser avec un tel montage des résistances d'entrée supérieures à 500 ou $1000 \text{ M}\Omega$.

ANNEXE II. BRUIT D'AGITATION THERMIQUE DE LA RESISTANCE D'ENTREE.

L'agitation thermique des électrons dans la résistance d'entrée produit à ses bornes une fluctuation de tension. Le calcul montre que le spectre de fréquences du bruit d'agitation thermique est uniforme. On peut définir ce bruit par la valeur quadratique moyenne e de cette fluctuation de tension.

$$e = \sqrt{4kTR\Delta N}$$

où l'on voit que e est proportionnel à $\sqrt{\Delta N}$ et à \sqrt{R}

k = constante de Boltzmann, $1,37 \cdot 10^{-23}$ (joule par degré)

T = température absolue en degrés.

ΔN = largeur de bande de l'amplificateur et du système d'entrée (en cycles par seconde).

R = résistance d'entrée (en ohms).

Soit $e = 1,28 \cdot 10^{-10} \sqrt{R\Delta N}$ (en volts) à la température de 300°K et l'on peut donner du système un schéma équivalent où la résistance réelle R est remplacée par une résistance de même valeur supposée sans bruit en série avec une source de force électro-motrice e .

II. BIBLIOGRAPHIE.

1) Pour toutes les questions concernant le bruit de fond des lampes, consulter :

- Fluctuations in space charge limited currents at moderately high frequencies

B.J. THOMPSON, D.O. NORTH and W.A. HARRIS

RCA Review vol IV p. 269-285 (1940)

vol IV p. 441-472

vol V p. 106-124

vol V p. 244-260 *

vol V p. 371-388

vol V p. 505-524 (1941)

vol VI p. 114-124

2) Courant grille et fluctuations du courant grille.

- METCALF and THOMPSON

A low grid current vacuum tube

Phys. Rev. 36, 1489 (1930)

- C.E. NIELSEN

Characteristics of types 38, 954 and 959 as reduced grid
current tubes

R.S.I. (18-1) (1947)

- CRAWFORD

H.F. pentodes in electrometer circuits

Electronic engineering, p. 227 (juillet 1948)

- C.S. WU and L.J. RAINWATER

An investigation of the input grid current of the type

959 acorn tube used as an electrometer tube

Columbia University AECD 2049

- STRONG

Procedures in experimental Physics p. 434 à 438.

ANNEXE 2.I. CONSTANCE DE TEMPS DU CIRCUIT D'ENTREE DU PREAMPLIFICATEUR.

1) Le montage du préamplificateur est représenté sur la figure 4.

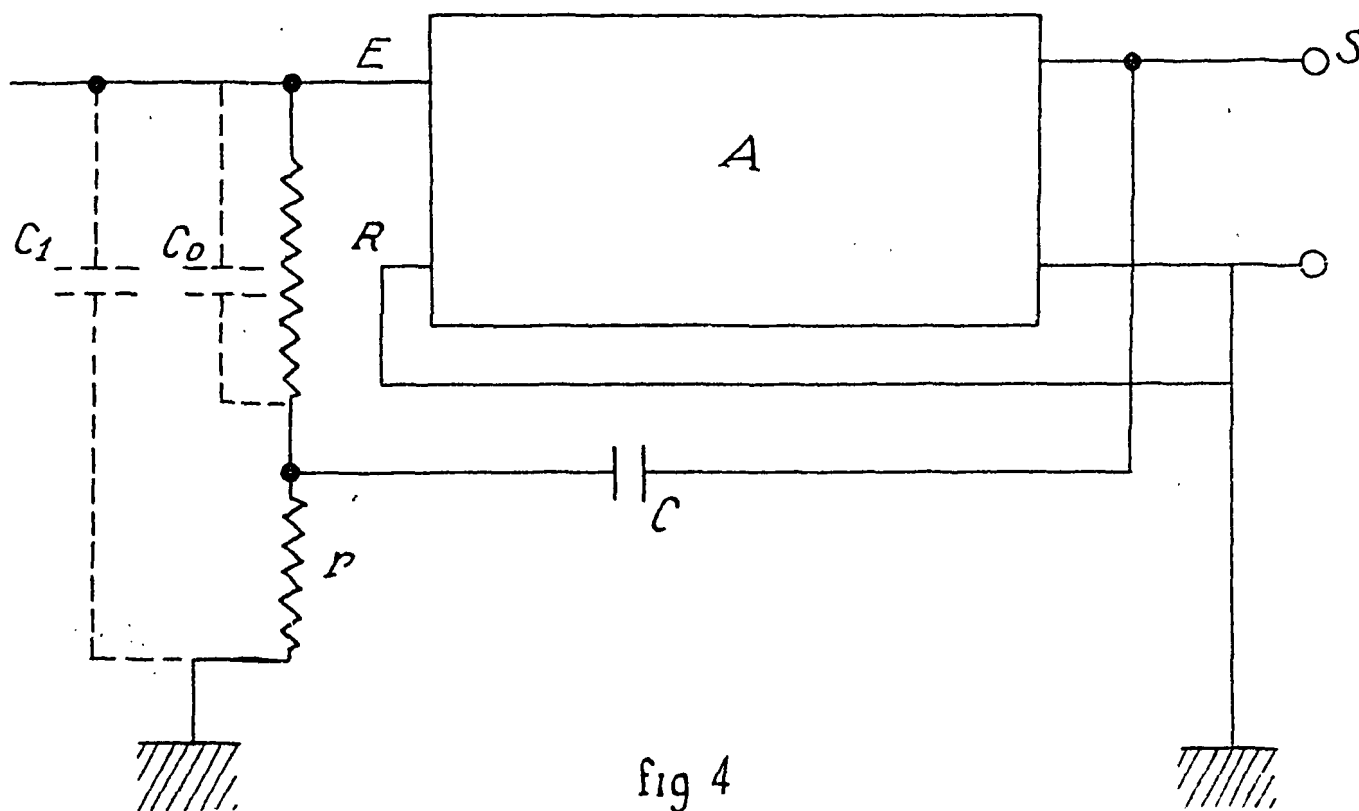


fig 4

C_1 est la capacité d'entrée du montage, comprenant la capacité d'entrée de la première lampe et la capacité parasite du câblage,

R est la résistance d'entrée,

C_0 est la capacité entre bornes de la résistance d'entrée

C et r sont les éléments du circuit de contre réaction,

A est le gain du préamplificateur.

2) Le signal à l'entrée du préamplificateur est fourni par une source à impédance très élevée (spectrographe de masse), ou, pendant les essais, par un système composé d'une source de tension e à basse impédance en série avec une grande résistance ρ . Le théorème de

Elévenin nous indique que ce système est équivalent à un injecteur de courant $i = \frac{e}{\rho}$ en parallèle avec la conductance $\frac{1}{\rho}$ (figure 5).

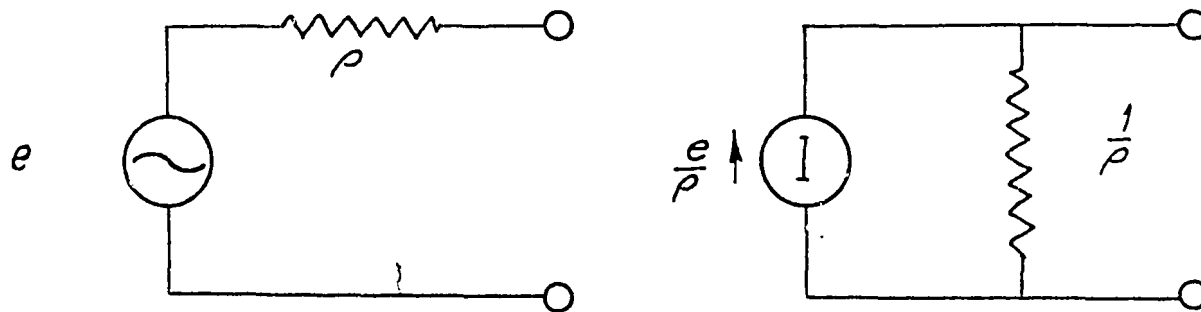


fig. 5.

3) L'ensemble du circuit d'entrée et de la source est représenté sur la figure 6.

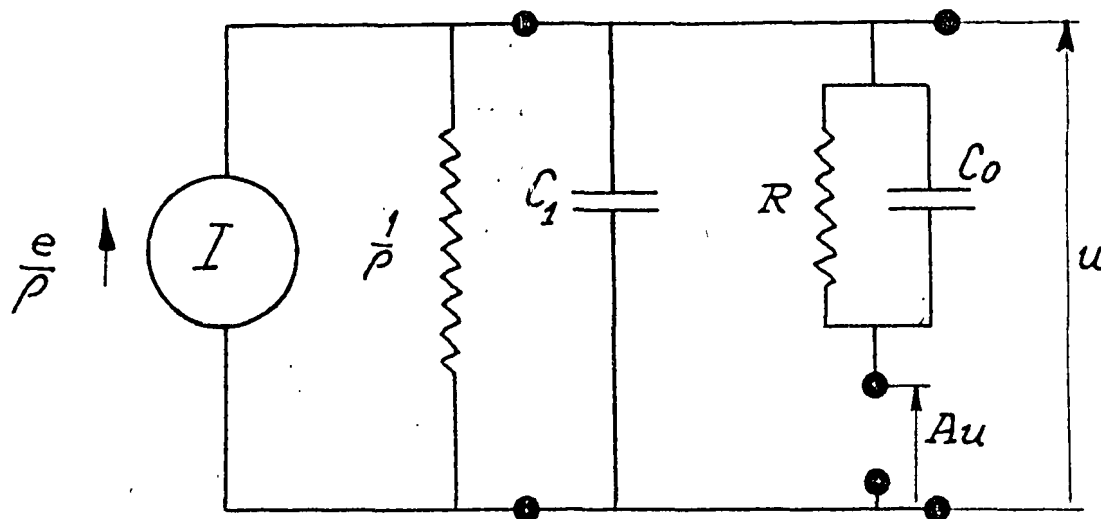


fig. 6.

Si u est la tension entre grille d'entrée et masse, le préamplificateur fournit à sa sortie la tension $-Au$, que le circuit de contre-réaction applique entre la base de la résistance d'entrée R et la masse.

On peut alors écrire :

$$I = C_1 \frac{du}{dt} + \frac{u}{P} + (A + 1) \left[C_0 \frac{du}{dt} + \frac{u}{R} \right]$$

équation de la forme :

$$I = \int \frac{du}{dt} + \frac{u}{\mathcal{L}}$$

Ce qui montre que la constante de temps du système est :

$$\mathcal{L}_1 = RP = \frac{C_1 + (A + 1) C_0}{\frac{1}{P} + \frac{A + 1}{R}}$$

En tenant compte du fait que :

$$\begin{aligned} A &\gg i \\ A^2 &\gg R \quad (\text{condition réalisée si } P \text{ est de} \\ &\quad \text{l'ordre d'une centaine de mégohms}) \end{aligned}$$

$$\mathcal{L}_1 = R \left(\frac{C_1}{A} + C_0 \right)$$

Alors que la constante de temps du circuit sans contre-réaction s'écrit :

$$\mathcal{L}_0 = R (C_1 + C_0)$$

On voit que

$$\text{Si } C_0 \gg C_1$$

$$\mathcal{L}_0 \neq \mathcal{L}_1$$

$$\text{Si } C_0 \neq C_1$$

$$\mathcal{L}_0 \neq 2\mathcal{L}_1$$

$$\text{Si } C_1 \gg C_0 \gg \frac{C_1}{A}$$

$$\frac{\mathcal{L}_0}{\mathcal{L}_1} = \frac{C_1}{C_0}$$

enfin si

$$\frac{C_1}{A} \gg C_0$$

$$\mathcal{L}_1 = \frac{\mathcal{L}_0}{A}$$

La réduction de C_0 est donc une condition essentielle au bon fonctionnement du système.

II. BIBLIOGRAPHIE.

H.A. THOMAS

Electrometer input circuits

Electronics, décembre 1946, p. 130-131.