

14<sup>F</sup>

N° 1699  
DÉCEMBRE  
1983  
LVIII<sup>e</sup> ANNÉE

# LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS

## HI-FI

LES LECTEURS DE  
"COMPACT DISC"  
TECHNICS SL P8  
HITACHI DA 800  
4 PLATINES T D  
AU BANC D'ESSAIS

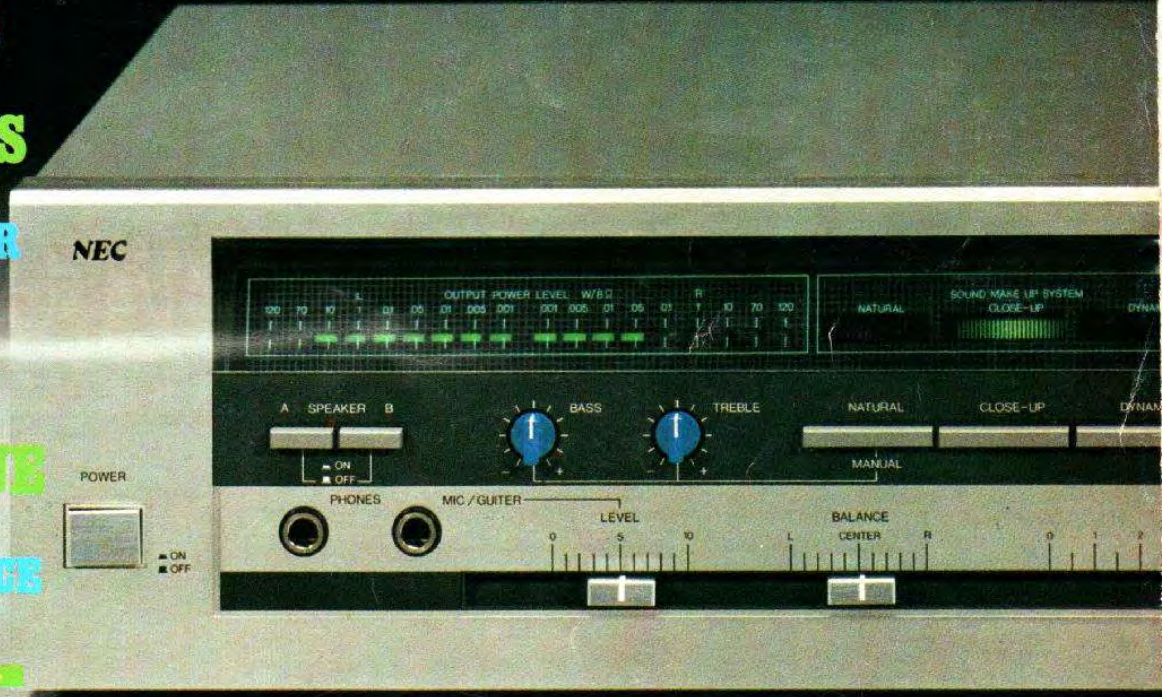
## RENCONTRE

## AVEC

## L'HYPERTECHNOLOGIE

## REALISATIONS

5 MONTAGES  
UN AMPLIFICATEUR  
HI-FI 2x30 W/8Ω



## MICRO INFORMATIQUE

PARLEZ FORTH  
AVEC LE JUPITER AGE

## Vidéo

LA CAMERA  
HITACHI VK-C 2000 S  
LE MAGNETOSCOPE  
JVC HR 2650 S

## RADIO COMMANDE

REALISATION DE  
L'EMETTEUR TF-7S



# NEC

AMPLIFICATEUR  
A 730

BELGIQUE : 105 F.B. • CANADA : 2,50 \$ • SUISSE : 5 F.S. • TUNISIE : 1,49 DIN • ESPAGNE : 300 PTAS

# PRATIQUE DE LA MESURE

## LE CONTRÔLEUR UNIVERSEL

### MESURE DES TENSIONS

### ALTERNATIVES

## UN ADAPTATEUR SENSIBLE

**N**OUS avons parlé longuement, le mois dernier, des problèmes posés par la mesure des tensions alternatives et constaté que ces mesures étaient bien difficiles avec le contrôleur universel. Nous avons particulièrement constaté que cet appareil donnait une non-linéarité de l'échelle de lecture, rendant les faibles déviations difficiles à interpréter, et avait une bande passante très réduite, rendant son usage aléatoire en signaux BF de fréquence supérieure à 1 ou 2 kHz !

Par ailleurs, nous avons insisté sur le fait que le redressement du courant alternatif, indispensable pour avoir une déviation effective du cadre, se faisant avec des diodes, non seulement la courbe de transfert n'était pas linéaire, d'où la graduation, mais que toute mesure d'une tension inférieure à la tension de seuil de la diode était impossible, car cette tension trop faible ne fait pas conduire la diode. Si ces diodes sont au germanium, la tension critique est de 100 mV, si elles sont au silicium, elle est de 600 mV ! Bien sûr, ce seuil n'est pas très net et la diode conduit mal autour de cette tension, ce que prouve le coude arrondi de la courbe de transfert. C'est la raison pour laquelle les contrôleurs n'ont jamais de calibre inférieur à 1 V. Ce manque de sensibilité est un gros handicap dans les mesures « audio », donc dans les amplificateurs et autres montages BF : les signaux y sont généralement à petit niveau et, par conséquent, ne provoquent aucune déviation du contrôleur universel.

Mais les voltmètres alternatifs des contrôleurs souffrent encore d'un autre défaut que ceux déjà signalés. En effet, leur résistance interne est toujours beaucoup plus faible qu'elle ne

l'était dans la fonction voltmètre continu.

Cela s'explique d'ailleurs assez simplement. Nous avons vu que, dans le cas du redressement à double alternance (en sinusoïdal),

l'intensité efficace ne correspondait qu'à 70,7 % de la valeur de crête, mais ne faisait dévier le cadre que des 63 % de cette valeur. Si nous voulons avoir des calibres communs en alternatif et en continu, il faut compenser cette moindre déviation par une diminution de la résistance interne, de manière à se retrouver, en fin d'échelle, en alternatif.

Dans le cas du redressement en simple alternance, souvent utilisé, l'écart est encore plus grand, car si la tension efficace est toujours de 70 %, la valeur moyenne tombe à la moitié de la valeur précédente, soit à environ 30 %. Il faut alors compenser en réduisant la résistance interne des 3/7. Si cette résistance était de 20 k $\Omega$ /V en continu, elle sera de  $20 \times 3/7 = 8$  k $\Omega$ /V environ en alternatif.

C'est à ce moment qu'il faut se rappeler que le redresseur n'est pas parfait et que sa tension de seuil est notable. Or, cette tension de seuil apparaît en série avec celle développée

aux bornes du cadre. Comme cette tension est sensiblement du même ordre, on a une réduction supplémentaire de l'intensité dans le cadre de l'ordre de 2. Il faut une nouvelle compensation pour rattraper la réduction d'intensité en réduisant encore de moitié la résistance série, trouvée précédemment. La résistance interne du voltmètre final est ainsi de l'ordre de 4 à 5 k $\Omega$ /V pour un départ de 20 k $\Omega$ /V en continu. Voir figure 1.

Tant que les mesures de tensions alternatives se bornent à celles du réseau 220 V ou à celles de tensions dérivées de celui-ci, le mal n'est pas bien grand. Par contre, si les mesures se font dans un montage électronique, il n'en est plus de même. La faible résistance interne du voltmètre vient shunter les circuits sous mesure en provoquant de fortes perturbations.

En conclusion de toutes ces remarques, avec sa bande passante très faible, son impédance d'entrée insuffisante, le voltmètre alternatif du contrôleur uni-

versel a presque tous les défauts et est incapable de mesures sérieuses dans le domaine BF. Tout au plus peut-on mesurer les tensions de sortie d'un amplificateur (basse impédance et niveau élevé) à condition de ne pas injecter de fréquences supérieures au kilohertz ! Pour le reste, il convient très bien pour connaître les tensions développées par les transformateurs d'alimentation de vos montages !

Heureusement, l'électronique peut nous venir en aide, une fois encore, et nous permettre la réalisation d'un petit adaptateur de très grande simplicité, de coût très réduit, mais malgré tout très performant et permettant, cette fois, la mesure des tensions alternatives faibles dans d'excellentes conditions.

### I - Principe de l'adaptateur

Il existe plusieurs techniques pour pallier les insuffisances du voltmètre alternatif ordinaire, mais toutes font appel à l'amplificateur opérationnel !

Généralement, dans la solution la plus classique, on insère des diodes de redressement dans le réseau de contre-réaction de l'ampli OP. Lorsque les tensions à mesurer sont faibles, l'ampli tend à se mettre en

boucle ouverte, car les diodes ne conduisent pas. Le gain augmente alors très fort, compensant le défaut des diodes et permettant l'obtention d'une courbe de transfert parfaitement linéaire.

Nous n'avons pas utilisé cette technique dans le montage proposé, mais une solution bien plus astucieuse. Nous avons trouvé cette idée dans une revue d'outre-Atlantique, obligamment communiquée par un lecteur de nos articles, que nous remercions vivement de sa collaboration.

Commençons par examiner le montage de la figure 2 qui correspond simplement au montage classique de l'ampli OP en « amplificateur non inverseur ». Les signaux sont injectés sur l'entrée  $e^+$  et se retrouvent amplifiés en S. Le gain du montage est déterminé par le rapport

$$\frac{R+r}{r}$$

des résistances amenant la contre-réaction sur l'entrée  $e^-$ .

Pour fonctionner correctement en amplificateur, l'ampli OP doit être alimenté en tensions symétriques  $V^+$  et  $V^-$ . Par exemple en +12 V et en -12 V, avec point commun de ces deux alimentations à la masse.

Dans ces conditions,

l'ampli OP amplifie correctement les alternances positives et négatives du signal. Mais, imaginons un instant que nous supprimions l'alimentation négative ! Avec la plupart des amplis OP, c'est la catastrophe : non seulement les alternances négatives disparaissent, mais également tout le bas des positives. Seules les crêtes positives réussissent à passer les différents étages dont la polarisation correcte a disparu.

Par contre, si nous utilisons un certain type d'ampli OP, fonctionnant sans prépolarisation des divers étages, l'alternance négative est bien supprimée, mais la positive passe intégralement, l'ampli se transformant ainsi en... redresseur parfait !

Cet ampli OP existe : c'est par exemple le CA3130 de RCA. Il s'agit d'un des rares amplis C.MOS ayant cette particularité et, de surcroît, des entrées à très haute impédance, parfaites pour la fonction voltmètre que nous envisageons. De plus, le 3130 possède également des entrées de correction d'offset permettant de régler exactement le « zéro » du circuit et ainsi de faire passer exactement la droite de transfert par l'origine des coordonnées, ce qui est indispensable dans une loi linéaire.

Le problème de la graduation linéaire réglé, comme l'entrée de l'ampli OP est à très haute impédance, la véritable résistance d'entrée est constituée par la valeur de  $R_1$ . Nous avons choisi 1 M $\Omega$  de manière à être conforme aux entrées d'oscilloscope et de pouvoir ainsi utiliser le même type de sonde. Nous en reparlerons plus loin. Dans le cas le moins favorable du calibre maximum prévu, soit 2 V, la résistance par volt est de 1 M $\Omega$ /2 V soit de 500 k $\Omega$ /V, performance 100 fois meilleure que celle du contrôleur universel. Dans les calibres plus sensibles, la performance est encore meilleure, puisque l'impédance d'entrée est constante.

Reste la question de la bande passante, tributaire du choix de l'ampli OP. Pas de problème de ce côté, non plus. Le montage proposé a une courbe de réponse parfaitement plate de moins de 50 Hz à plus de 20 kHz. Les mesures sont possibles jusqu'à 50 kHz au moins, avec une erreur n'atteignant pas 5 %.

Voilà donc un montage laissant le contrôleur très loin derrière lui ! Mais, voyons maintenant le schéma exact de cette petite merveille !

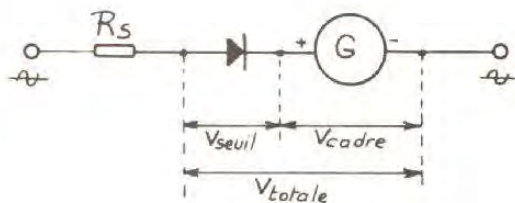


Fig. 1. - La tension sur le cadre est une fraction de la tension totale.

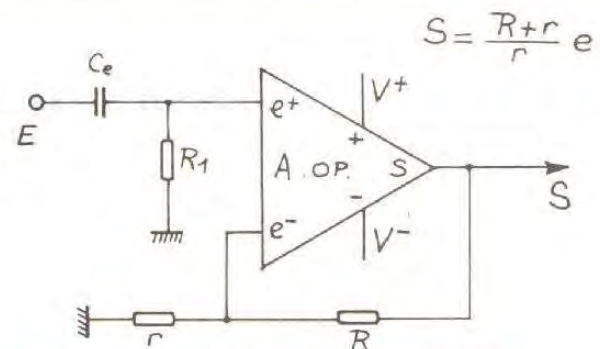


Fig. 2. - Le très classique ampli non inverseur.



à pointe de touche particulièrement pratique. N'oublions pas, en effet, que nous prétendons mesurer sur un calibre de 10 mV, pleine échelle ! Il ne faut pas espérer faire cela avec des fils nus, c'est évident. La liaison blindée s'impose. Par ailleurs, en commutant la sonde en 1/10, la sensibilité est divisée par 10, permettant de mesurer jusque 20 V, mais ceci avec

une impédance d'entrée de 10 MΩ, au lieu de 1 MΩ. Par contre, dans ce cas, la compensation du réseau atténuateur est nécessaire. C'est pourquoi il a fallu prévoir C<sub>2</sub>.

### III - Montage pratique

#### 1. Liste des composants

- 1 CA3130E plastique
- 1 support DIL 8 br.

- 1 Zener 6,8 V
- 1 commutateur rotatif plastique 2 c/6 pos. A picots pour CI
- R<sub>1</sub> : 1 MΩ
- R<sub>2</sub> : 43 Ω (à ajuster)
- R<sub>3</sub> : 91 Ω
- R<sub>4</sub> : 470 Ω
- R<sub>5</sub> : 1 000 Ω
- R<sub>6</sub>, R<sub>7</sub> : 2 × 18 kΩ en parallèle
- R<sub>8</sub> : 1 kΩ (voir texte)
- R<sub>9</sub> : 390 Ω
- R<sub>10</sub> : 15 kΩ (voir texte)

- R<sub>11</sub> : 150 kΩ (voir texte)
- C<sub>1</sub> : 0,1 μF MKH
- C<sub>2</sub> : 2/22 pF RTC
- C<sub>3</sub> : 47 pF cér.
- C<sub>4</sub> : 0,1 μF cér.
- P<sub>1</sub> : 10 kΩ VA05H
- P<sub>2</sub> : 10 kΩ VA05H (voir texte)
- 1 BNC de châssis
- 1 interrupteur
- 1 poussoir inverseur.

#### 2. Le circuit imprimé (voir fig. 4)

A fabriquer en époxy de 15/10. C'est très facile par la méthode des transferts directs Mecanorma ou Alfac. Signalons aussi que ce circuit est en principe disponible chez Selectronic, ainsi que l'ensemble de tous les composants.

Ne pas oublier d'étamer le circuit terminé, gage de bonne tenue dans le temps. Penser aussi au nettoyage énergique à l'acétone, nécessaire pour éliminer les traces de résine, pouvant donner des troubles de fonctionnement.

#### 3. Montage (voir fig. 5)

Il y a peu de chose à dire, compte tenu de la simplicité de la réalisation.

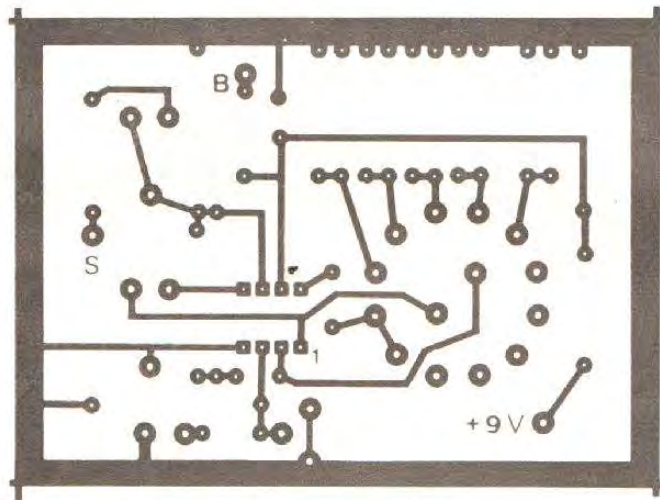


Fig. 4. - C.I. de l'adaptateur.

vers BNC d'entrée

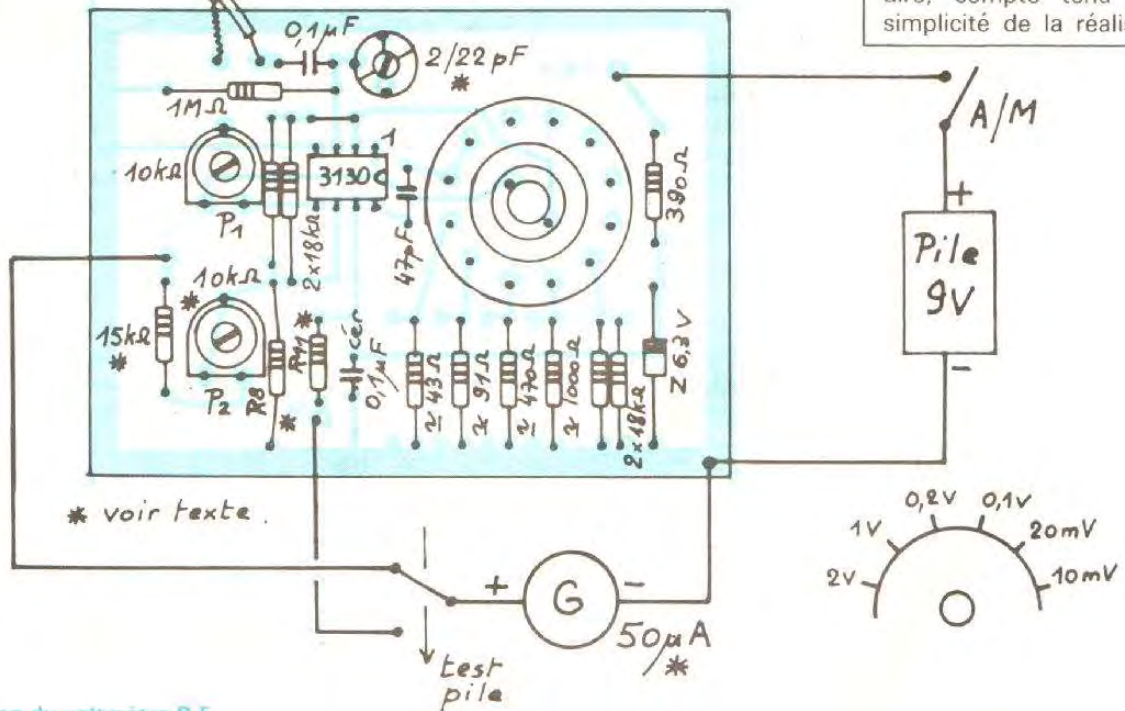


Fig. 5. - Réalisation du voltmètre B.F.

Le support de circuit intégré libère des inquiétudes : le 3130 est un circuit C.MOS et il vaut mieux être prudent. Tous les composants soudés, poncer les soudures, nettoyer à nouveau à l'acétone. Terminer par la pose des diverses liaisons.

Nous conseillons d'installer le montage dans un petit boîtier métallique protégeant des inductions de tout ordre. La platine est maintenue par le commutateur. Ne pas oublier la mise à la masse électrique du négatif de l'alimentation. La pile peut être intérieure ou extérieure. La BNC est en façade avec poussoir et interrupteur. Tout cela est bien simple !

### IV - Etalonnage

#### 1. Le zéro

Commuter en gamme 10 mV. Court-circuiter l'entrée du montage. Tourner P<sub>1</sub> à fond vers la gauche. Mettre sous tension : l'aiguille du galva doit rester à 0. Tourner lentement P<sub>1</sub> vers la droite et arrêter au point précis où l'aiguille décolle du 0.

#### 2. Gain

Nous conseillons vivement de réaliser le montage de la figure 6, donnant toutes les tensions maximales correspondant à chacun des calibres. Faire ce montage avec des résistances à 1%. En se servant du contrôleur universel, caler P pour avoir exactement 2 V sur la sortie en question. Comme il s'agit de 50 Hz, sous 2 000 Ω d'impédance, cet appareil convient bien.

Reprendre l'adaptateur en gamme 2 V et régler l'ajustable P<sub>2</sub> pour amener l'aiguille en fin d'échelle, l'appareil mesurant les 2 V du calibre.

Le réglage est en prin-

cipe terminé. On pourra maintenant mesurer successivement les tensions du calibre, chaque fois dans le bon calibre, donnant la pleine échelle. Des écarts proviennent des dispersions sur les valeurs des résistances sélectionnées par le commutateur. Les signaleurs pourront donc s'amuser à déterminer le groupement parallèle donnant à chaque fois la déviation idéale. Le CI est justement dessiné pour de telles associations. Pendant la mise au point, penser que la tension du secteur peut varier et revoir de temps en temps le réglage de P.

#### 3. Réglage de C<sub>2</sub>

C'est un peu plus délicat. Il faut un générateur délivrant une tension sinusoïdale de 2 V<sub>eff</sub> à la fréquence de 1 000 Hz.

Si la sonde que vous allez utiliser est celle de votre oscillo, calibrez-la soigneusement avec cet appareil et n'y touchez plus. Si la sonde ne sert qu'à l'adaptateur, réglez-la à mi-course (ajustable de la sonde elle-même).

Mesurez maintenant 2 V, 1 000 Hz en direct, calibre 2 V. Ajustez le ni-

veau du générateur pour avoir l'aiguille exactement en fin d'échelle.

Commutez la sonde sur 1/10 et régler C<sub>2</sub> pour lire exactement le 1/10 de la valeur précédente.

NB. Attention, le réglage d'offset est primordial dans le calibre 10 mV où son efficacité est très grande. Ne pas incriminer le calibre avant d'avoir vérifié ce réglage.

Sur cette remarque, nous en terminons avec ce petit adaptateur que vous ne regretterez certainement pas d'avoir monté, surtout si vous travaillez souvent en BF ou similaire. Nous vous donnons rendez-vous au mois prochain pour la suite de cette série.

F. THOBOIS

### Correctif

Une erreur malencontreuse s'est glissée dans l'article de novembre 1983 (N° 1698, 4<sup>e</sup> colonne de la page 160). Nous y avons indiqué que :

$$I_{\text{eff}} = \frac{1}{2} I_c$$

dans le cas du courant rectangulaire symétrique et centré sur 0V. Or, cela est inexact. En effet, la valeur

correcte est donnée par la formule :

$$I_{\text{eff}} = \frac{1}{2} I_{cc}$$

Comme on a  $I_{cc} = 2 I_c$ , on obtient

$$I_{\text{eff}} = \frac{1}{2} (2 I_c) = I_c$$

L'intensité efficace est donc égale à l'intensité de crête et non à sa moitié ! Le rapport entre intensité moyenne et intensité efficace est donc de 1 et non de 0,5 (intensité moyenne du courant redressé, bien entendu !).

Il est d'ailleurs facile de comprendre que le courant rectangulaire est assimilable à un courant continu pendant la durée d'une alternance. Il ne se produit que des changements de sens. Comme l'effet thermique est indépendant de ce sens, il s'ensuit que intensité efficace et de crête se confondent.

#### Solution de l'exercice donné

Dans chaque cas, l'intensité de crête 1 A amènerait l'aiguille du galvanomètre sur 100 si le cadre avait une inertie nulle. Pratiquement, l'aiguille se fixe à la valeur de l'intensité moyenne.

##### • Pour le sinusoïdal :

$I_{\text{moy}} = 0,636 I_c$ , donc l'aiguille se fixe entre les graduations 63 et 64. Nous y noterons l'intensité efficace correspondante, soit 0,707 A (la graduation 63 étant remplacée par 70°).

##### • Pour le triangulaire :

$I_{\text{moy}} = 0,5 I_c$ , ce qui amène l'aiguille sur la graduation 50. Nous y notons la valeur efficace, soit  $1/\sqrt{3}$  ou 0,577 A (le 50 serait remplacé par 57°).

##### • Pour le rectangulaire :

$I_{\text{moy}} = I_{\text{eff}} = I_c$ . L'aiguille se fixe sur 100 et la graduation d'origine est inchangée.

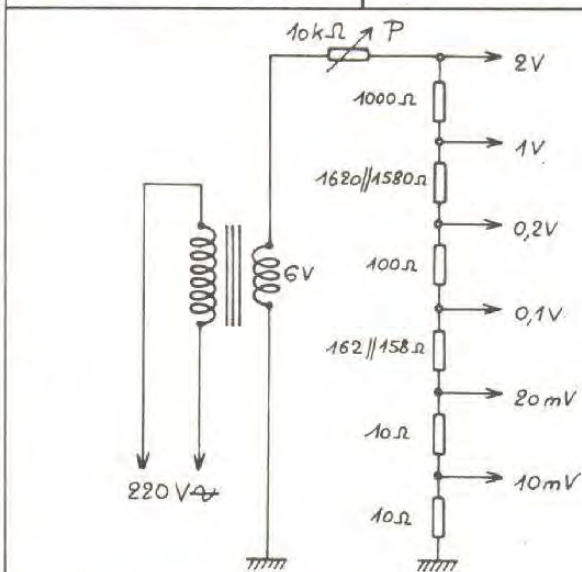


Fig. 6. - Calibre du voltmètre.

R à 1%