

15F

# LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

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

**HI-FI**  
**LA BANDE**  
**MAGNETIQUE A 50 ANS**

**REALISATIONS**

**REALISEZ UN**  
**INDUCTANCEMETRE**  
**CAPACIMETRE**

**MICRO**  
**INFORMATIQUE**

**LE MICRO ORDINATEUR**  
**ORIG ATMOS**  
**AU BANC D'ESSAI**

**Vidéo** Actualité

**LA CAMERA**  
**JVC GX-N70**



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

## Pratique de la Mesure

# L'OSCILLOSCOPE

(Suite voir N° 1706)

Comme nous l'avons vu le mois dernier, le tube cathodique permet de positionner, sur son écran, un spot lumineux assimilable à un point. La position de ce spot est parfaitement contrôlée par les plaques de déviation. Sa luminosité et sa finesse sont commandées par la tension de Wehnelt d'une part et par celle de l'anode de concentration d'autre part. Le tube cathodique est donc une sorte d'écrivoire magique dont la rapidité laisse loin derrière elle celle de tous les autres moyens connus. Le spot peut ainsi se déplacer à des milliers de kilomètres par seconde !

A une telle vitesse, ce spot pourrait être totalement invisible. Heureusement, deux phénomènes se conjuguent pour qu'il n'en soit rien :

- La rémanence de l'écran d'abord. La matière fluorescente rendue lumineuse par l'impact des électrons ne s'éteint pas immédiatement mais avec retard. Pour un tube normal, on peut compter cette rémanence en dixièmes de seconde. Certains écrans, pour applications spéciales, ont une rémanence allant à plusieurs dizaines de secondes.

- La persistance rétinienne de l'œil. La rétine se souvient pendant quelques dixièmes de seconde de l'impression visuelle reçue.

Finalement, si le spot se déplace à une vitesse suffisante sur l'écran, l'œil voit une ligne continue de luminosité régulière, et c'est ainsi qu'apparaîtront sur l'écran les oscillogrammes qu'il ne restera plus qu'à interpréter !

### Utilisation du tube cathodique

Nous avons vu que la déviation du spot sur l'écran est proportionnelle à la différence de potentiel existant entre les deux plaques de déviation. Le tube cathodique est donc un voltmètre.

$$y = K (V_1 - V_2)$$

La mesure de la longueur  $y$  est ainsi une mesure de la d.d.p.  $V_1 - V_2$ , à condition de connaître le coefficient  $K$ . ( $K = 1 \text{ L/d V}$ , voir le mois dernier). Ce coefficient  $K$  est la déviation obtenue par vol de d.d.p. En effet, si  $V_1 - V_2 = 1 \text{ V}$ , alors  $y = K$ .

On exprime donc  $K$  en  $\text{cm/V}$  et on l'appelle **sensibilité** de la paire de plaques correspondantes.

Disons tout de suite que le tube cathodique n'est pas un voltmètre très sen-

sible ! La valeur pratique de  $K$  dépend évidemment du type de tube, mais  $K$  est généralement compris entre  $0,2 \text{ mm/V}$  et  $1 \text{ mm/V}$ . Il s'agit donc d'une sensibilité faible puisque cela correspond pour  $1 \text{ V}$  à une déviation ayant l'ordre de grandeur du spot et par conséquent, non mesurable ! Il est facile de deviner que, dans ces conditions, l'utilisation du tube cathodique est à peu près sans intérêt ! Le voltmètre à aiguille est nettement plus performant... lorsqu'il s'agit de mesurer des tensions continues ou à fréquence basse ! Quoi qu'il en soit, on se doute qu'il y a absolue nécessité d'intercaler entre le tube et la tension à mesurer un **amplificateur** étalonné destiné à augmenter l'amplitude de la déviation et à la rendre exploitable.

**N.B.** La sensibilité d'un tube cathodique est sou-

vent exprimée, non pas en cm/V comme ci-dessus, mais en V/cm, valeur inverse de la précédente : ainsi 0,2 mm/V ou 0,02 cm/V correspondent à 50 V/cm et 1 mm/V ou 0,1 mm/V à 10 V/cm.

### 1. L'amplificateur de déviation

Cet amplificateur est indispensable, nous venons de le voir, pour exploiter correctement le tube cathodique. Mais la réalisation d'un tel ampli n'est pas simple, compte tenu des impératifs difficiles qu'il doit respecter.

Devant procurer une sensibilité importante que le tube seul n'a pas, il doit être à **grand gain**. Ainsi, en raisonnant sur une sensibilité moyenne de 25 V/cm, si l'on désire observer correctement des tensions de 5 mV, sous 1 cm de déviation, il faut un gain maximum de  $25/5 \cdot 10^{-3} = 5000$ .

Ce n'est pas négligeable et cela ne peut pas s'obtenir avec un seul étage, évidemment !

Il est indispensable d'amplifier les tensions sans les déformer : il doit donc s'agir d'un montage à haute **linéarité**, donc de grande qualité. De plus, la tension de sortie doit être importante, atteignant ou même dépassant la centaine de volts crête-à-crête, pour un balayage complet de l'écran. Un tel ampli nécessite alors une alimentation à tension au moins égale au potentiel le plus élevé désiré, donc de 100 V ou plus !

Il est nécessaire d'avoir une amplification constante dans une large bande de fréquences car – et c'est là l'intérêt du tube cathodique – les signaux appliqués seront souvent à fréquence

élevée, mais aussi parfois à fréquence basse, voire nulle, dans le cas d'une mesure sur courant continu !

La courbe de réponse en fréquence doit donc être plate de 0 à plusieurs mégahertz ! On a d'ailleurs assisté, ces dernières années, à une course vers les fréquences élevées. Il y a quelque 20 ans, les oscilloscopes dépassaient péniblement le mégahertz ! Il y a 10 ans, une bande de 10 MHz était considérée comme très correcte ! Aujourd'hui, on parle de 20, 50 et même 60 MHz pour des matériels presque... grand public !

L'intérêt de telles bandes passantes n'est d'ailleurs pas du tout dans le fait que, par exemple, le cibiste pourra examiner les détails de sa porteuse 27 MHz, mais dans celui que tout signal non sinusoïdal doit être considéré comme une somme de signaux comprenant une fondamentale et de nombreuses harmoniques. Ainsi, par exemple, un signal carré à 10 MHz comporte certes une fondamentale à cette fréquence, mais aussi des harmoniques à 20, 30, 40... mégahertz ! Ces harmoniques atteignant parfois le gigahertz ! (le 100° !). On peut admettre en approximation pratique que l'oscilloscope doit passer au moins le dixième harmonique de la fondamentale pour que le signal soit montré avec une forme correcte. Cela signifie que

pour passer un signal carré à 10 MHz, il faut un oscillo à bande atteignant au moins 100 MHz ! Sinon le signal est déformé, généralement arrondi, les angles droits disparaissant ! Avec un oscilloscope de bande 10 MHz ou même un peu plus, le signal carré sera vu comme... une sinusoïde, seule la fondamentale traversant l'amplificateur.

Il s'agit d'ailleurs d'un petit détail qui échappe à beaucoup d'électroniciens, même avertis ! Or, de tels signaux ne sont pas aussi rares qu'on le croit. Ils existent dans de nombreux montages logiques ! Les horloges des microprocesseurs, des synthétiseurs et autres circuits à division de fréquence travaillent souvent à des fréquences de plusieurs mégahertz ! Si vous observez de tels signaux carrés avec un oscilloscope à bande passante faible, non seulement vous ne les verrez pas sous leur vraie forme (ils seront le plus souvent très arrondis !), mais pas non plus sous leur vraie amplitude, car l'absence des harmoniques réduit d'autant l'amplitude finale. En somme, vous ne verrez qu'un signal présentant un très lointain rapport avec la réalité et dont l'observation est sans intérêt, hormis celui de constater que signal... il y a ! Mais, de grâce, n'en tirez pas d'autre conclusion ! Et nous ne parlons pas encore de la perturbation apportée par le prélèvement lui-même !

Nous avons vu, le mois dernier, les avantages de l'attaque symétrique des plaques de déviation. Pour y parvenir, il faut évidemment utiliser un ampli à sorties symétriques. Cette exigence supplémentaire ne facilite pas, on s'en doute, la conception de l'amplificateur !

Enfin, s'il est nécessaire d'observer des tensions faibles, 5 mV par exemple, il faut souvent aussi en observer de bien plus élevées, et alors il faut en principe réduire le gain de l'amplificateur. C'est une chose très difficile à réaliser. Il est en effet indispensable de garder intacte la courbe de réponse. Or, tout réglage de gain a tendance à la modifier. En fait, on va contourner cette nouvelle difficulté ! On laisse travailler l'amplificateur à gain maximum et on **atténue** le signal à observer. Ainsi, dans l'exemple précédent, nous ayant amené à un ampli de gain 5000, donnant 1 cm de déviation pour 5 mV à l'entrée, si nous injectons maintenant 10 V, en conservant le même gain, il faut atténuer de  $10/5 \cdot 10^{-3} = 2000$  fois.

Cela va nous donner la configuration de la figure 1. On peut trouver cette solution un peu bizarre : atténuer pour amplifier ! Mais c'est la seule qui sauvegarde précision du gain et bande passante ! En effet, l'ampli fonctionne toujours dans les mêmes conditions et peut donc être parfaitement réglé pour le meilleur rendement, avec un gain très bien défini. D'autre part, l'atténuateur est très facile à réaliser en lui donnant des taux différents et eux aussi bien définis. Nous y reviendrons plus loin.

Un dernier point important : l'impédance d'entrée

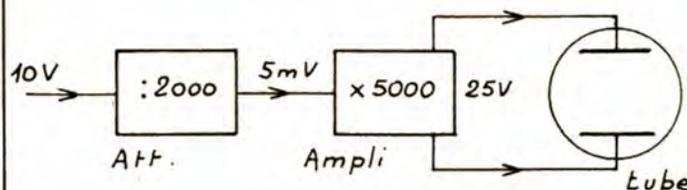


Fig. 1. – Circuits de déviation verticale.

de l'amplificateur doit être suffisamment élevée pour faire un voltmètre acceptable. On se rappelle cette nécessité longuement discutée lors de l'étude du contrôleur universel ! En fait, ici, c'est vers l'atténuateur qu'il faut regarder puisque c'est lui qui reçoit la tension à observer. Cependant, il est non moins sûr que l'ampli ne doit pas charger anormalement la sortie de cet atténuateur et de là en perturber le fonctionnement. Généralement, l'entrée de l'ampli est équipée de transistors à effet de champ (FET) et présente

donc une impédance de plusieurs mégohms, au moins. Il n'y a donc pas problème ! Quant à l'atténuateur, il est conçu pour présenter, sur son entrée, une impédance constante de  $1\text{ M}\Omega$ . Cette valeur étant normalisée sur tous les oscilloscopes normaux. Seuls les modèles montant très haut en fréquence (à échantillonnage, par exemple) ont des impédances normalisées à  $50\ \Omega$ .

Nous pouvons constater tout de suite que si  $1\text{ M}\Omega/5\text{ mV}$ , en sensibilité maximum, correspond à  $200\text{ M}\Omega/\text{V}$ , ce qui est très

bon pour un voltmètre, par contre  $1\text{ M}\Omega/10\text{ V}$  donne  $100\text{ k}\Omega/\text{V}$ , ce qui est nettement moins bon ! En gamme  $50\text{ V}$ , on tombe à  $1\text{ M}\Omega/50\text{ V}$ , soit  $20\text{ k}\Omega/\text{V}$ , ce qui nous ramène aux performances d'un banal contrôleur universel.

L'oscilloscope est donc un voltmètre de qualité très variable selon la gamme choisie. Il va nous poser les mêmes difficultés d'emploi que les autres voltmètres. Notons bien ce point et gardons-le bien présent dans notre esprit ! L'oscilloscope va ainsi se comporter comme le multimètre

numérique, lequel a aussi une impédance d'entrée constante, mais fixée en général à  $10\text{ M}\Omega$ . A ce point de vue, l'oscilloscope est 10 fois moins bon que le multimètre ! Le lecteur peut d'ailleurs se demander la raison du choix de  $1\text{ M}\Omega$ . Pourquoi pas  $10\text{ M}\Omega$ , comme le multimètre ? Simplement parce que l'oscilloscope doit monter beaucoup plus haut en fréquence et qu'il a fallu trouver un compromis acceptable entre haute impédance et réponse aux fréquences élevées ! C'est qu'il ne faut surtout pas oublier ces fa-

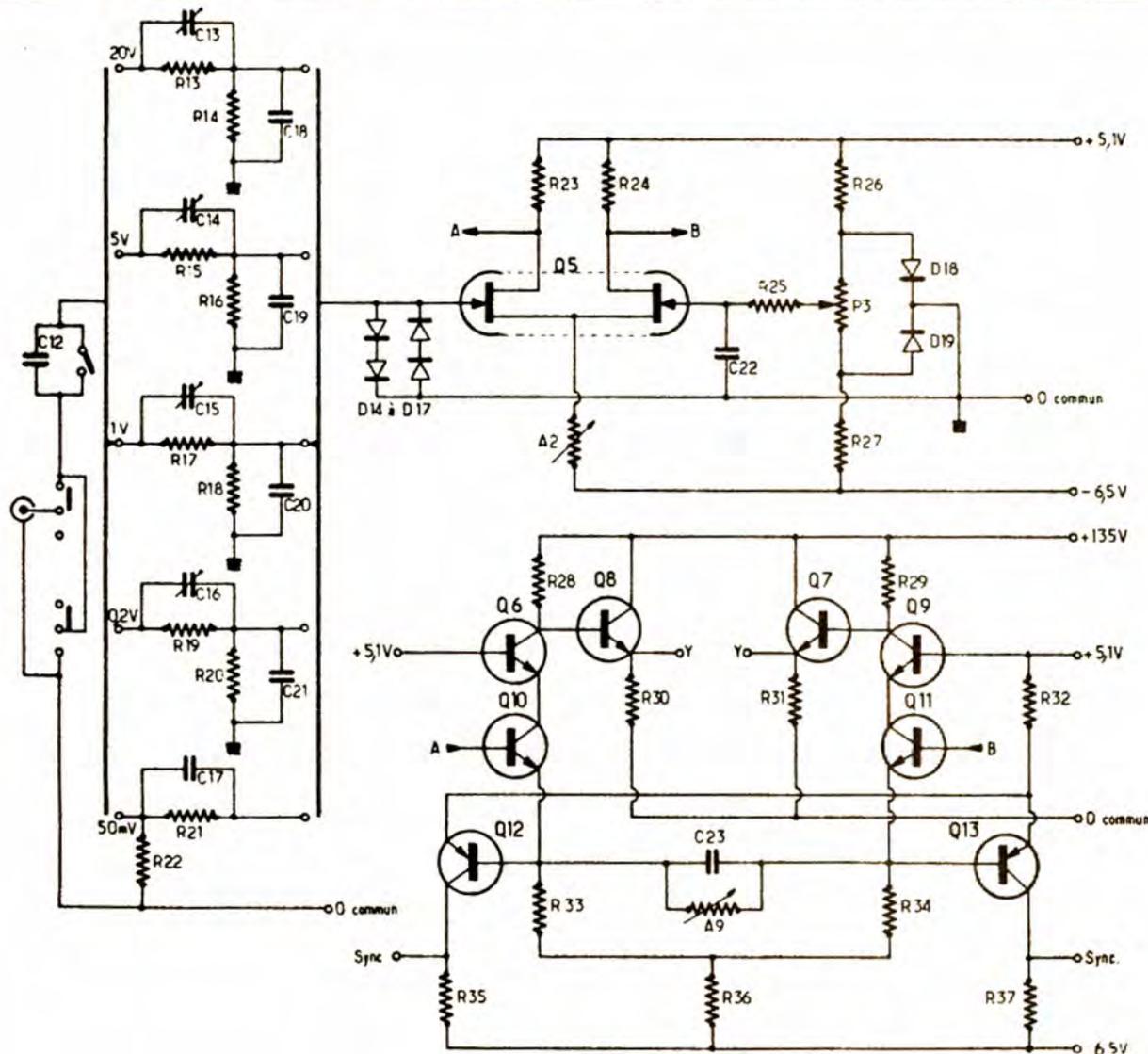


Fig. 2. — Un schéma d'amplificateur vertical d'oscilloscope.

meuses capacités parasites dont nous avons déjà parlé et qui viennent shunter les résistances matérielles ! Capacités du même ordre, que la résistance soit de  $1\text{ M}\Omega$  ou de  $10\text{ M}\Omega$  ! Si l'on fixe à  $15\text{ pF}$  leur ordre de grandeur, cela équivaut à une impédance parasite de :  $1/6,28\text{ F C}$ , soit à  $1\text{ MHz}$  de :  $1/6,28 \times 10^6 \times 15 \cdot 10^{-12} = 10\ 000\ \Omega$  environ, venant en parallèle sur la résistance prévue. C'est déjà terrible sur  $1\text{ M}\Omega$  ! C'est catastrophique sur  $10\text{ M}\Omega$  ! Nous verrons, plus loin, une solution à ce problème.

Nous montrons, en figure 2, le schéma d'un amplificateur de déviation verticale d'oscilloscope, pour servir à illustrer ces propos. Il s'agit d'ailleurs d'un montage à performances très modestes : une sensibilité de  $50\text{ mV/cm}$  et une bande passante de  $5$  à  $6\text{ MHz}$  ! On y trouve cependant toutes les particularités évoquées ci-dessus :

— Une entrée à double FET,  $Q_5$ . La section de gauche de ce transistor amplifie le signal utile, tandis que la section de droite reçoit une tension continue réglable par  $P_3$  et qui se trouve ainsi mélangée au signal. On obtient de cette manière le cadrage vertical de la trace,  $P_3$  permettant de monter ou de descendre la position moyenne du spot. Noter les diodes  $D_{14}$  à  $D_{17}$  évitant de claquer le double FET par excès de niveau.

— La sortie de  $Q_5$  est symétrique, préparant déjà l'attaque finale du tube. Les tensions sont disponibles en A et B. Elles attaquent alors l'ampli symétrique final, constitué des transistors  $Q_6$  à  $Q_{13}$ . Noter la tension élevée de l'alimentation :  $135\text{ V}$ , nécessaires pour obtenir les ni-

veaux de balayage du tube, niveaux prélevés en Y/Y.

— Notons simplement l'existence des sorties annexes marquées **sync** et dont nous verrons l'utilité plus tard.

## 2. L'atténuateur

On le distingue parfaitement sur la gauche de la figure 2. Ici, il est monté avec 5 sections seulement, alors que sur certains oscilloscopes beaucoup plus performants, on peut compter jusque 12 sections au moins !

L'atténuateur doit réduire l'amplitude du signal dans un rapport précis. Ce rapport est donné par les deux résistances de chaque section.  $R_1$  et  $R_2$  de la figure 3. Par ailleurs, la somme des deux résistances doit être constante et égale à  $1\text{ M}\Omega$ . On a donc une première équation de la cellule :

$$R_1 + R_2 = 10^6 \text{ en } \Omega$$

Par ailleurs, il faut atténuer dans un rapport donné, soit  $r$ , ce qui nous permet d'écrire la seconde équation de la cellule :

$$(R_1 + R_2)/R_2 = r$$

Voyons cela sur un exemple précis : cellule de la figure 2, section  $20\text{ V}$ . On peut évidemment remplacer  $R_1 + R_2$  par sa valeur dans la deuxième équation, ce qui donne :  $10^6/R_2 = r$

Ici, la tension de  $20\text{ V}$  doit être ramenée à  $50\text{ mV}$ ,

sensibilité typique de l'ampli de déviation, ce qui donne  $r = 20/50 \cdot 10^{-3} = 400$ , d'où  $R_2 = 10^6/400 = 2\ 500\ \Omega$ .

On peut alors tirer la valeur de  $R_1$  qui est de  $10^6 - 2\ 500 = 997\ 500\ \Omega$ . Les deux résistances de la cellule seront à  $1\%$  pour une bonne précision du rapport d'atténuation.

Les deux résistances seules ne donneraient un bon fonctionnement qu'aux fréquences basses. En effet, il est facile de comprendre que la même capacité parasite va apparaître aux bornes de ces deux résistances, mais que leurs valeurs étant très différentes, les effets produits ne seront pas les mêmes. Rappelons que  $15\text{ pF}$  à  $1\text{ MHz}$  équivalent à  $10\ 000\ \Omega$  ! Or,  $10\ 000\ \Omega$  en parallèle sur  $2\ 500\ \Omega$  ne font pas le même effet que sur  $997\ 500\ \Omega$  !

Il est indispensable de compenser l'atténuateur. Cela s'obtient en montant des condensateurs matériels en parallèle sur les deux résistances et en calculant leur valeur pour que les effets soient les mêmes sur les deux résistances, lesquelles seront ainsi réduites dans le même rapport, ce qui ne modifiera pas le rapport d'atténuation, mais seulement l'impédance d'entrée de la cellule. Pour obtenir un tel résultat, il suffit de respec-

ter la relation suivante :

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \text{ (voir fig. 3)}$$

Les inévitables capacités parasites sont comprises dans les valeurs réelles de  $C_1$  et  $C_2$ . Voyons un exemple de calcul, en reprenant la section  $20\text{ V}$  (fig. 2). Choisissons tout d'abord la valeur de  $C_1$ , soit  $25\text{ pF}$ . On a alors, en reprenant les résultats précédents :

$$997\ 500 \times 25$$

$$= 2\ 500 \times C_2$$

ce qui donne

$$C_2 = 997\ 500 \times 25 / 2\ 500 = 9\ 975\text{ pF}$$

Pratiquement, nous monterons un condensateur de  $10\ 000\text{ pF}$  ( $10\text{ nF}$ ) et nous adopterons pour  $C_1$  un ajustable de  $30\text{ pF}$ , ce qui permettra de tenir compte des capacités parasites, non incluses dans le calcul précédent.

La capacité d'entrée de la cellule d'atténuation équivaut à  $C_1$  et  $C_2$  en série, ce qui donne une valeur  $C_0$  telle que  $1/C_0 = 1/C_1 + 1/C_2$ . Cette relation permet de tirer la valeur cherchée :

$$C_0 = (25 \times 997\ 500) / (25 + 997\ 500)$$

$$\text{soit } C_0 \approx 25\text{ pF}$$

Il est astucieux, dans un montage simple, de calculer  $C_1$  et  $C_2$  pour avoir la même valeur de  $C_0$  pour toutes les cellules, ce qui est indispensable pour pouvoir utiliser une sonde, comme nous le verrons plus loin. Toutefois, comme cela est difficile à réussir pratiquement, on préfère souvent arriver à une valeur de  $C_0$  trop faible, par  $C_1$  et  $C_2$ , et amener la capacité d'entrée à sa valeur idéale par l'adjonction d'un condensateur ajustable  $C_{adj}$  entre l'entrée de cellule et la masse. Une valeur de  $30\text{ pF}$  est généralement retenue par les constructeurs d'oscilloscopes.

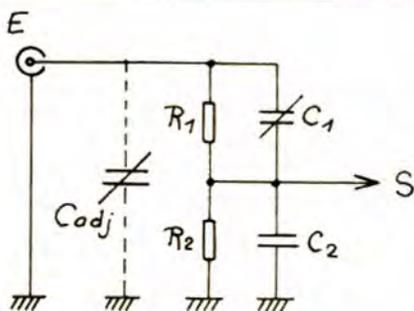


Fig. 3. — Cellule d'atténuation.

F. THOBOIS