

6^F
6,50

L' ANNÉE N 1495 DU 13 MARS 1975

SUISSE : 5 FS
ITALIE : 1000 Lires
ALGÉRIE : 6,50 Dinars
TUNISIE : 6,50 Mill
BELGIQUE : 65 FB

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

radio.TV.son
ELECTRONIQUE

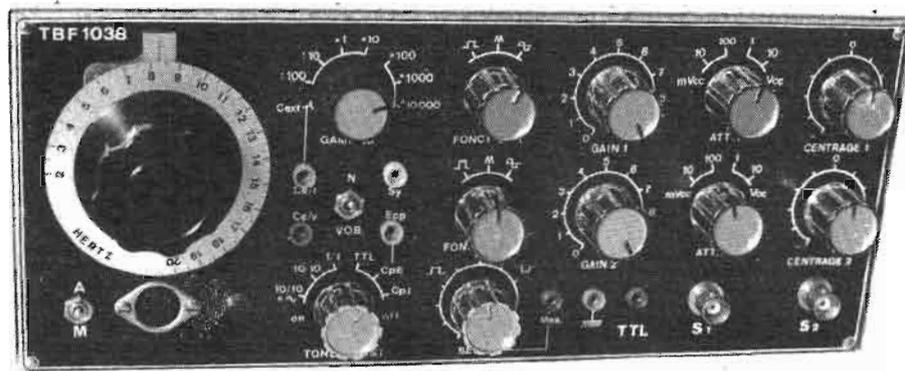


- 1925-1975 les 50 ans du HAUT-PARLEUR
- Chaîne compacte CS400 Teleton
- Réalisation d'un détecteur d'intrus
- Un jeu de lumières psychédéliques ■



PHILIPS

Un générateur de fonctions B.F.



le TBF 1038

(Suite voir N° 1490)

NOUS ne prétendons pas passer en revue toutes les applications possibles du TBF 1038, la grande versabilité de l'appareil permettant des travaux très divers. Nous nous contenterons donc d'en décrire quelques-unes, en approfondissant, à l'occasion, tel ou tel point nous semblant intéressant.

Chaque forme d'onde a évidemment ses applications spécifiques : nous les envisagerons à tour de rôle.

1. LES SIGNAUX SINUSOÏDAUX

a) **Normaux.** Le gros avantage du TBF1038 est qu'il nous garantit ces signaux à une amplitude parfaitement constante de 0,02 Hz à 200 kHz. En effet, cette amplitude est définie d'une part par les seuils des comparateurs du 8038BC et d'autre part par les niveaux du conformateur de ce même circuit. La large bande pas-

sante des LM318 et LM310 permettant une transmission sans atténuation mesurable. Nous disposons donc d'une bonne référence en amplitude, cette référence étant de plus garantie par une impédance de sortie très basse, en gammes 10 mVcc et 100 mVcc (2,5 Ω et 25 Ω) donc presque totalement insensible aux charges normales que nous pourrions y connecter.

Une remarque importante : il faudra se méfier des liaisons entre

le TBF1038 et les circuits à tubes alimentés en haute tension. En effet, si l'atténuateur de sortie est en position 10 Vcc, la borne S₁ (ou S₂) est reliée directement à la sortie du LM318. Il suffirait donc d'une liaison capacitive pour détruire ce circuit, à l'instant de la connexion, si la résistance R de la figure 45 est de faible valeur. Bien que l'on ne voit pas très bien l'utilité du branchement de la figure, il est toujours possible, sans le vouloir, de se trouver dans un cas

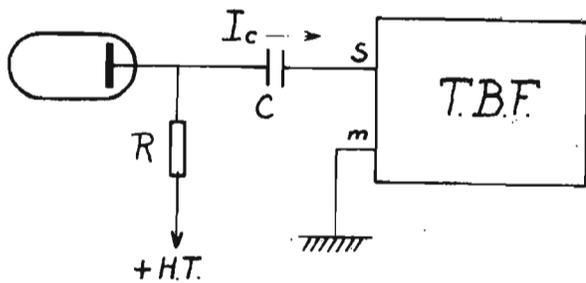


Fig. 45 - « Les liaisons dangereuses ».

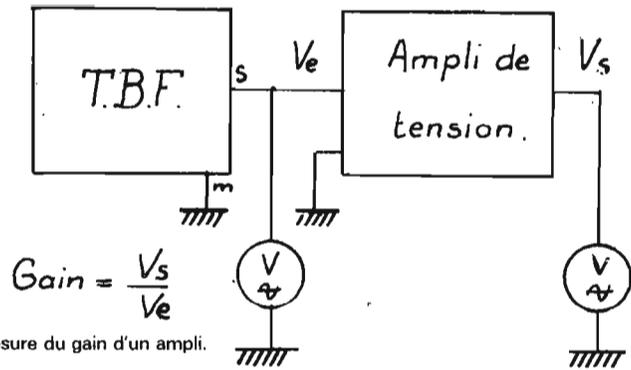


Fig. 47 - Mesure du gain d'un ampli.

$$\text{Gain} = \frac{V_s}{V_e}$$

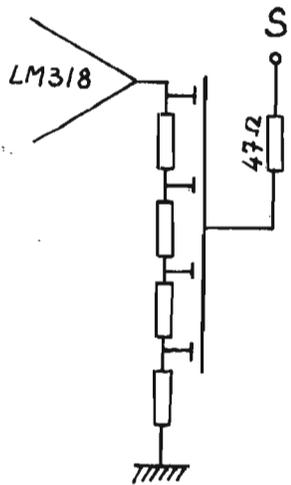


Fig. 46 - Protection du LM 318.

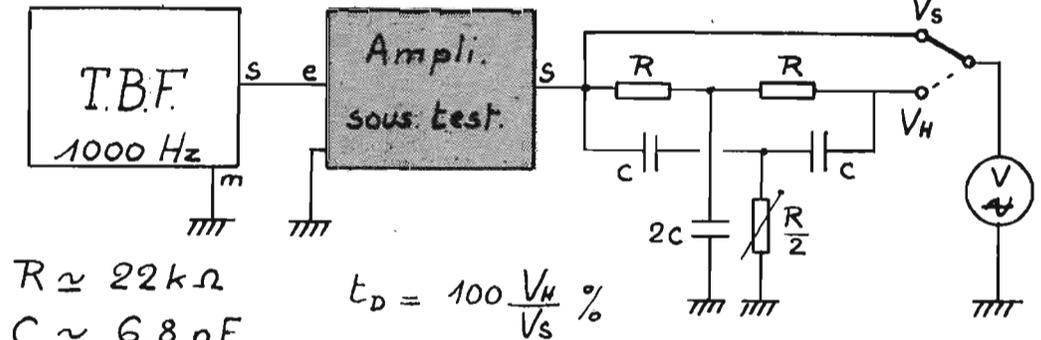


Fig. 48 - Mesure directe d'un taux de distorsion $\geq 1\%$.

$$R \approx 22 \text{ k}\Omega$$

$$C \approx 6,8 \text{ nF}$$

$$t_D = 100 \frac{V_H}{V_s} \%$$

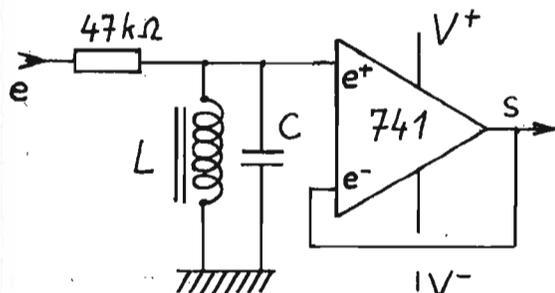


Fig. 49 - Filtre à circuit L.C.

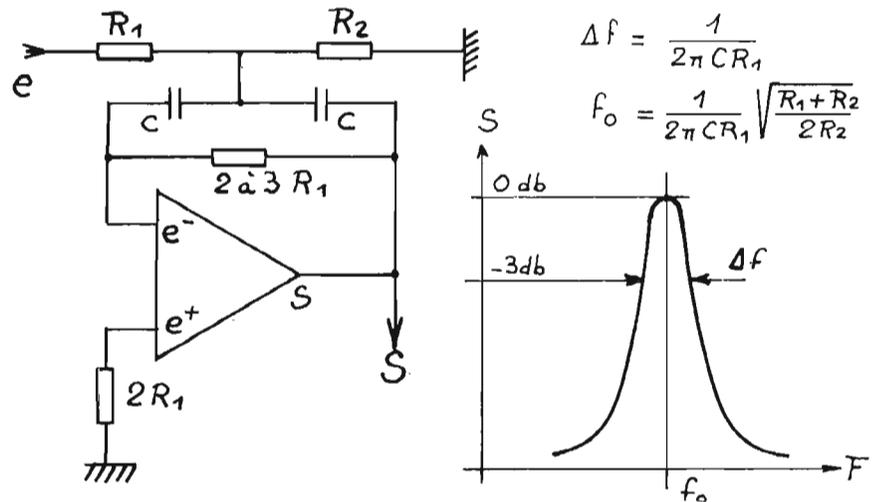
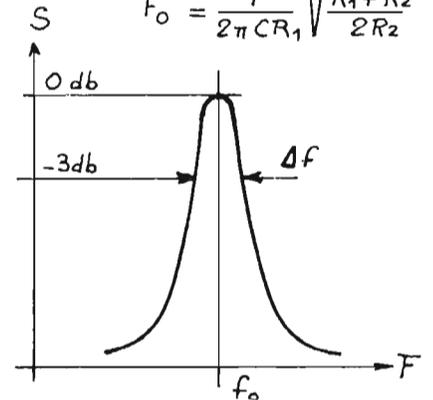


Fig. 50 - Principe d'un filtre actif.

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi CR_1}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR_1} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2R_2}}$$



semblable. Nous conseillons donc vivement aux utilisateurs travaillant souvent sur des châssis à tubes, d'intercaler une résistance de limitation de 47Ω environ, en série avec l'une des sorties (S_1 ou S_2), voir figure 46. En spécialisant ainsi l'une des deux sorties (ou les deux) pour ce genre d'application.

Mesure du gain d'un amplificateur. La figure 47 parle d'elle-même. Le signal de sortie du TBF1038 est injecté à amplitude mesurée, V_e , à l'entrée de l'amplificateur à l'essai. La tension de sortie V_s est mesurée également et permet de calculer le gain en tension du montage. La mesure de la tension d'entrée peut se faire :

— Par lecture directe sur les cadrans de gain du TBF1038.

— Par mesure indirecte, grâce au comparateur interne, ce qui donne les tensions de crête (mais $V_{\text{eff}} = 0,707 V_{\text{cc}}/2$).

— Par mesure directe à l'aide d'un voltmètre alternatif, numérique de préférence.

La mesure de la tension de sortie peut se faire :

— Par mesure indirecte, en utilisant le comparateur interne (fonction CpE, la tension à mesurer étant injectée en Ecp) à condition que V_s ne dépasse pas $1 V_{\text{cc}}$. Il suffit pour cela de travailler à faible niveau à l'entrée.

— Par mesure directe au voltmètre alternatif, ce qui est plus sim-

ple, si l'on possède cet instrument.

Bien entendu, il est possible de faire de nombreuses mesures, en changeant la fréquence de travail. Un report sur graphique donnera alors, point par point, la courbe de réponse de l'amplificateur étudié (voir plus loin).

Mesure du taux de distorsion.

Le gain est une chose, la distorsion en est une autre, mais malheureusement, l'un ne va pas sans l'autre. Nous savons que le taux de distorsion moyen du TBF1038 est de l'ordre de 0,5%. Il sera donc utilisable pour la mesure, dans le cas où le taux de distorsion de l'amplificateur sous test est notablement plus élevé, faute

de quoi la mesure ne présenterait guère de sens. Il suffit pour cette mesure, d'utiliser le filtre en double T dont nous avons parlé, lors de la mise au point. Comme le taux de distorsion est souvent défini à 1 000 Hz, il est conseillé de régler la fréquence de réjection du filtre à cette valeur. Voir fig. 48. La résistance ajustable permet de figoler l'accord. Pratiquement, procéder ainsi :

— Régler soigneusement la fréquence du TBF1038 pour avoir le minimum de tension à la sortie du filtre.

— Agir sur la résistance ajustable pour réduire encore cette tension.

— Calculer le taux de distorsion

selon les indications de la figure 48.

Bien entendu, les amateurs de Hi-Fi vont sourire en lisant les lignes précédentes. Eux qui se délectent des 0,0... 1% de leur dernière chaîne (du moins, constructeur dixit !).

Est-il donc impossible d'augmenter les possibilités du TBF1038 dans ce sens ? Et bien non ! Puisque la mesure du taux de distorsion se fait le plus souvent à 1 000 Hz, il suffit de réaliser un filtre d'harmoniques, réglé sur cette fréquence et purifiant le signal du générateur.

Différentes solutions sont possibles. Nous vous en proposons deux !

La première (fig. 49) utilise la résonance d'un filtre LC. Un suiveur de tension réalisé économiquement avec un LM741, délivre la sinusoïde purifiée, à basse impédance et avec une amplitude quelque peu inférieure à celle de l'entrée. La résonance en renforçant la fondamentale au détriment des harmoniques, diminue assez nettement le taux de distorsion qui tombe à 0,2 %, voire 0,1 %. Ce résultat dépend évidemment du coefficient de surtension du circuit accordé et l'on aura avantage à choisir un bobinage en pot fermé, du genre de ceux qui sont utilisés en radio-commande, pour la sélection des notes BF. Le réglage est facilité si le pot, ferroxcube est muni d'un noyau de réglage, l'accord fin sur le 1 000 Hz étant plus facile à obtenir, plutôt qu'en jouant sur la capacité seulement.

La deuxième méthode utilise la technique du filtre actif à amplificateur opérationnel. La figure 50 montre le schéma d'un montage présentant une surtension élevée et surtout la particularité d'être facilement accordable par la simple variation de la résistance R_2 .

La largeur de bande à -3 dB est donnée par la formule :

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi CR_1}$$

La fréquence centrale est de :

$$f = \left[\frac{1}{2\pi CR_1} \right] \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2R_2}}$$

Ainsi pour avoir $f_0 = 1\ 000$ Hz, en fixant R_1 à $100\ k\Omega$ et C à $15\ 000\ pF$, on trouve $R_2 \approx 566\ \Omega$. On constituera donc cette résistance avec une $470\ \Omega$ fixe et une $220\ \Omega$ variable en série. La largeur de bande à -3 dB est de 100 Hz environ.

Pour rendre le montage insen-

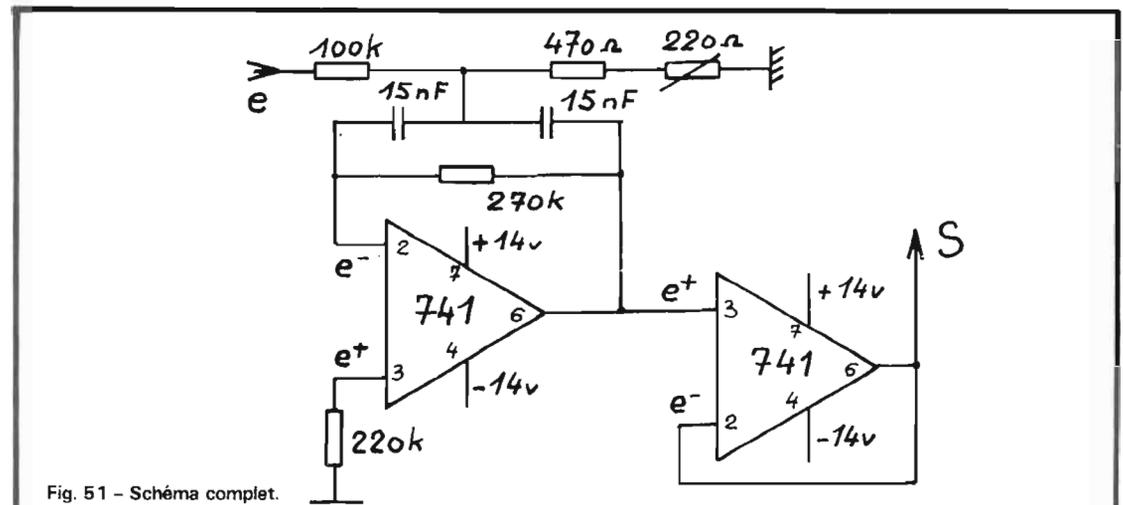


Fig. 51 - Schéma complet.

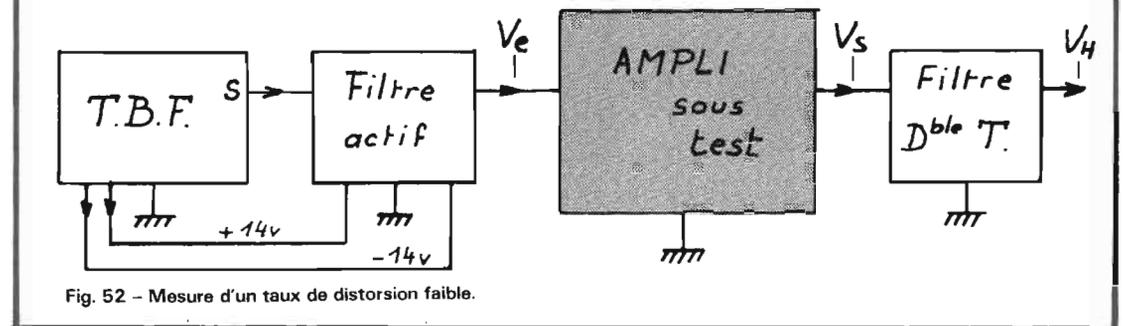


Fig. 52 - Mesure d'un taux de distorsion faible.

sible aux charges connectées en sortie, nous conseillons de la faire suivre d'un « voltage follower » à LM741 comme dans le montage précédent.

La figure 51 montre le schéma complet. Nous ne donnons aucun détail de réalisation, celle-ci ne posant aucun problème. On peut faire le câblage sur une petite plaque de veroboard. Les condensateurs C seront soigneusement appairés, par la méthode déjà décrite. Il est possible de remplacer le LM741 par le LM709, légèrement plus économique. Dans ce cas il faut évidemment monter les éléments habituels de compensations : $4\ 700\ pF + 1\ 500\ \Omega$ entre les broches 1 et 8, $150\ pF$ entre la broche 6 de sortie et la broche 5.

L'alimentation du montage est fournie par le TBF1038 lui-même (+14 V et masse). Le niveau à injecter à l'entrée est de $100\ mV_{cc}$ maximum.

La tension de sortie est de 5 à $6\ V_{cc}$ à la résonance. Pour l'utilisation, on réglera cette tension de sortie à la valeur désirée, en jouant sur les réglages de niveau du TBF1038.

Une mesure du taux de distorsion de la sinusoïde purifiée nous a donné un résultat inférieur à $0,1\ %$ (de l'ordre de $0,05\ %$). Cette mesure a été faite à l'oscilloscope car il faut signaler que le résidu d'harmoniques n'est pas sinusoïdal, de loin s'en faut, il est en plus

très faible, ce qui fait que l'indication d'un voltmètre alternatif est entachée d'erreur.

L'efficacité du filtre actif de la figure 51 est telle que la sinusoïde obtenue est aussi pure si l'on injecte à l'entrée le signal triangulaire ou même le signal carré. Le résidu d'harmonique n'augmente pas, seule l'amplitude du signal de sortie varie avec la forme. Très sincèrement, nous ne pensons pas qu'il est possible de faire mieux, du moins aussi simplement.

La réalisation définitive pourrait comporter un commutateur permettant l'accord du filtre actif sur différentes fréquences (par changement de la valeur de C). Associé à quelques filtres en double T correspondants, l'ensemble constituerait un banc de distorsiométrie de classe.

Pratiquement, pour mesurer un taux de distorsion, on procédera de la manière suivante : (voir fig. 52).

Au départ nous supposons que le filtre actif est réglé sensiblement sur la même fréquence que le filtre en double T.

— Connecter l'oscilloscope en V_H et régler minutieusement la fréquence du TBF1038 au minimum de tension de sortie (il est alors calé sur la fréquence du filtre en double T).

— Connecter alors l'oscilloscope en V_e et amener le filtre actif à la résonance en recherchant le

maximum d'amplitude.

NB : Bien entendu, cette tension V_e doit être compatible avec les possibilités d'admission de l'amplificateur sous test. Le réglage de niveau se faisant, comme déjà dit, par la tension de sortie du générateur.

V_s/V_e donne le gain en tension de l'amplificateur.

$100\ V_H/V_s\ %$ donne son taux de distorsion.

Étalonnage d'un voltmètre alternatif.

RETOUR SUR LE DMM1038

Calage du niveau.

L'étalonnage du DMM1038 avait été fait avec le secteur. Il est maintenant possible de revenir sur la question. En effet, grâce au comparateur interne du TBF1038, il est possible de déterminer exactement, en volts continus, les niveaux de crêtes positive et négative du signal, donc la tension efficace correspondante, puisque

$$V_{eff} = \frac{0,707\ V_{cc}}{2}$$

La distorsion de $0,5\ %$ suffit pour ce travail, mais il n'est pas interdit d'utiliser le filtre actif précédent, avec cette petite difficulté supplémentaire, qu'il faudra

mesurer les tensions de crête en comparateur externe.

D'une manière ou de l'autre, on réglera donc très soigneusement la tension de sortie du TBF1038 à 1,000 Vcc (ou celle du filtre actif).

La fréquence du générateur sera de 1 000 Hz. Mesurer alors cette tension avec le DMM1038 et amener l'indication à

$$\frac{0,707 \times 1\,000}{2}$$

soit à 0,354 V eff.

Etude de la bande passante.

Les niveaux précédents étant conservés, il nous est maintenant possible de faire varier la fréquence du TBF1038 et d'observer les variations de l'affichage.

En-dessous de 1 000 Hz : voir fig. 53a.

L'affichage ne varie pas d'une unité jusque 100 Hz. Il augmente ensuite : 0,355 à 50 Hz, soit 0,3 % d'erreur. Cette erreur passe à 1 % à 25 Hz, pour atteindre 10 % à 10 Hz, avec un affichage qui commence à donner des signes de panique. La bande est donc plate à 1 % près jusque 25 Hz, ce qui est très satisfaisant.

NB : Il est possible de remplacer le 100 µF de sortie S de la section alternatif du DMM1038, par un 10 µF. Le temps d'établissement de l'affichage étant plus réduit, sans inconvénient par ailleurs.

Au-dessus de 1 000 Hz : voir les fig. 53b, c, d.

La forme de la courbe obtenue dépend des éléments de correction du LM709 et en particulier de la valeur du condensateur disposé entre les broches 1 et 8. Le schéma initial indiquait 100 pF. En fait, avec cette valeur, la courbe de réponse remonte trop vers les fréquences élevées.

Nous indiquons les courbes obtenues avec 100 pF + 45 pF (fig. 53c) et avec 100 pF + 70 pF.

Il semble donc que la valeur la plus convenable se situe autour de 140 pF, et dans ces conditions la courbe peut être considérée comme plate à 1 % près de 1 000 Hz à 160 kHz. Au-delà, la courbe baisse très vite.

Toutefois nous signalons que ce résultat n'est pas indépendant de l'amplitude d'entrée. Voir fig. 54. Ainsi à 0,1 V eff, la courbe est parfaitement plate pour toute l'excursion du TBF1038, soit jusque 200 kHz. A 1 V eff, la courbe est respectée à 1 % près jusque 75 kHz, tandis qu'à 1,5 V eff, la limite descend à 60 kHz. Pratiquement donc, **jusque 50 kHz,**

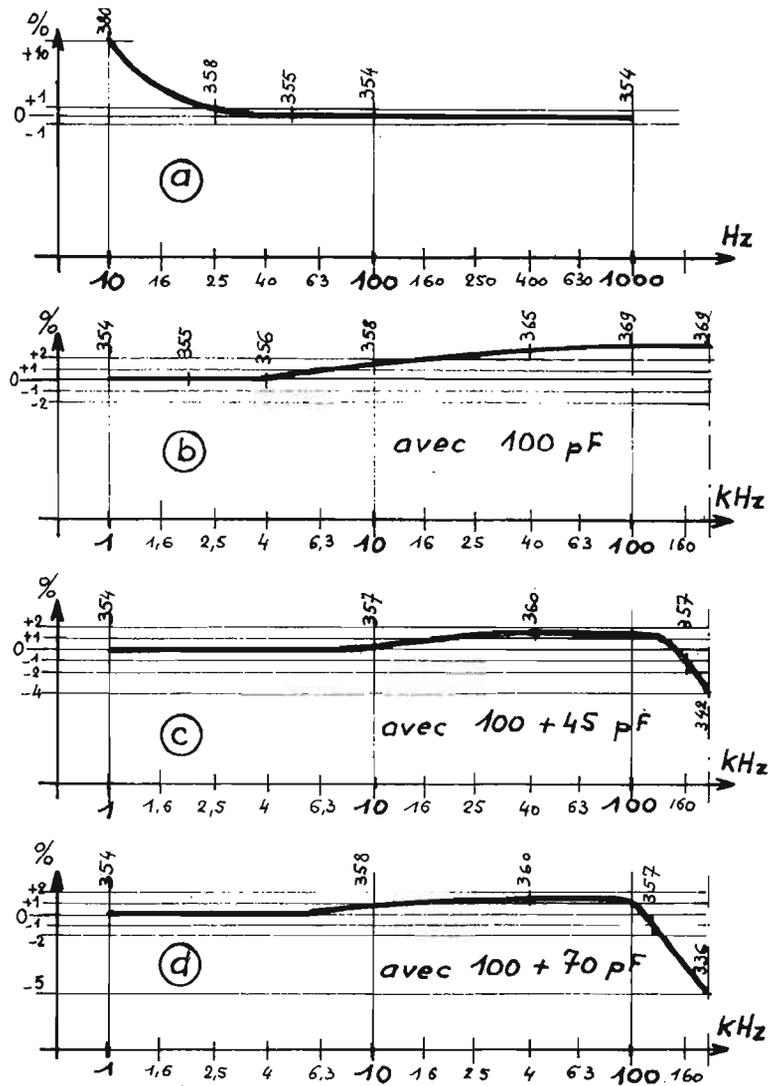


Fig. 53
Courbes de réponse du DMM 1038.

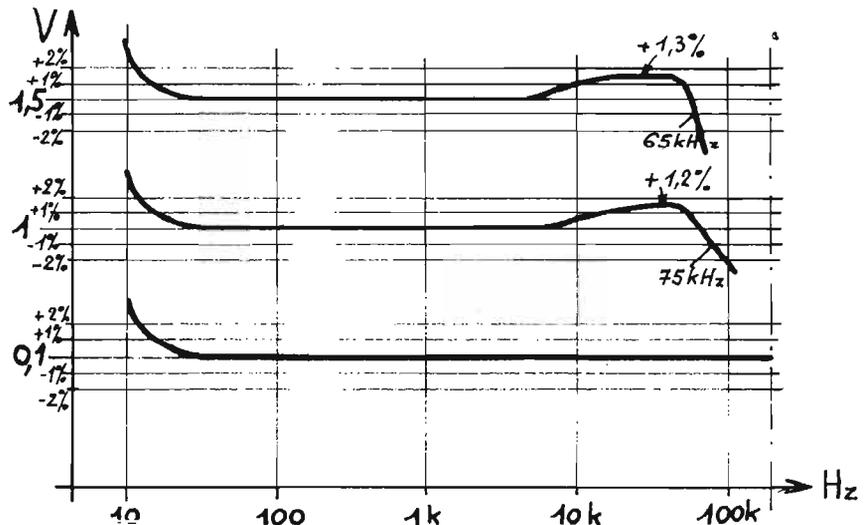
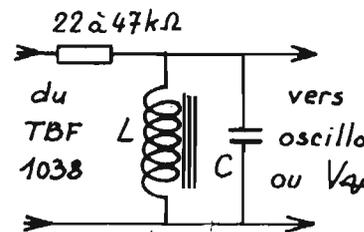


Fig. 54 - Variation de la courbe de réponse en fonction du niveau d'entrée.



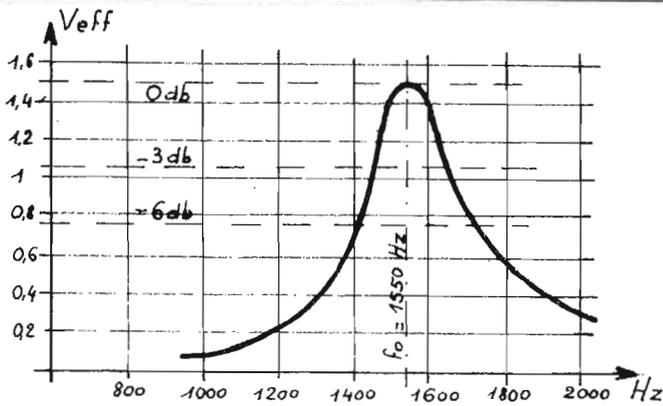


Fig. 56 - Courbe de réponse d'un filtre L.C.

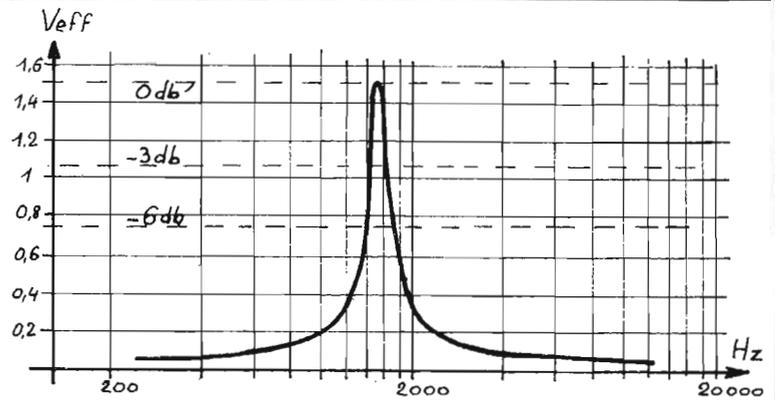


Fig. 56 bis - Même courbe, mais avec échelle linéaire des fréquences

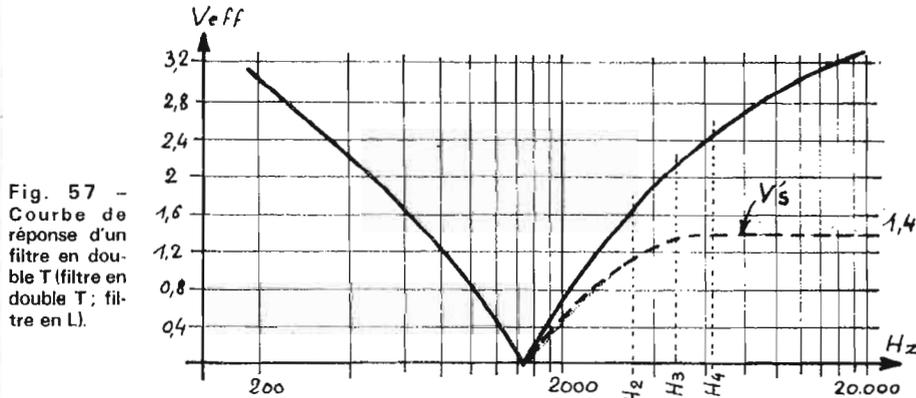
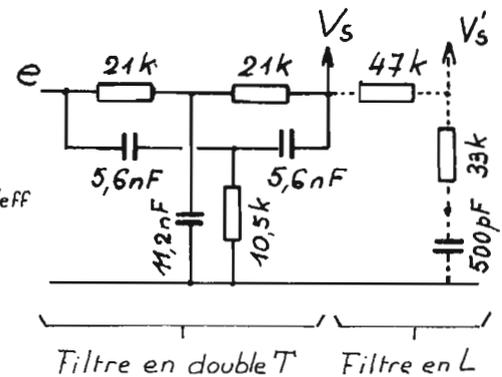


Fig. 57 - Courbe de réponse d'un filtre en double T (filtre en double T; filtre en L).



nous pouvons compter sur une précision de 1 % pour toutes les lectures. Au-delà, il serait nécessaire d'établir patiemment, des courbes de réponse à différents niveaux, indiquant les correctifs à apporter dans chaque cas.

Ne pas oublier évidemment que ces mesures ne sont valables que si la tension mesurée est bien sinusoïdale ! (ce qui est, somme toute, assez exceptionnel). Nous terminerons donc sur ce sujet en constatant que la mesure très précise des tensions efficaces n'est pas un mince problème et qu'il faut, là comme bien souvent, avoir la sagesse de ne pas exiger une précision incompatible avec les moyens limités de l'amateur, précision dont ce dernier n'a pas souvent besoin, convenons-en !

NB : Nous faisons remarquer qu'une erreur de +1 % correspond à un écart de +0,1 dB environ, dans les mesures de tensions.

($N_{db} = 20 \log_{10} E_1/E_2 = 20 \log 99/100 = 20 (\log 99 - \log 100) = 20 (1,99564 - 2) = -0,0872 \text{ dB}$).

En se référant à un écart de +1 dB (c'est-à-dire à un rapport de tension de 89,2/100 ou une erreur de +10 %) il est évident que la courbe du DMM1038 est parfaitement plate, de 20 à 200 kHz.

A toutes fins utiles, on pourra

se reporter au n° 1351, p. 29, où l'on comparera ces résultats avec ceux d'un appareil du commerce.

Etablissement de courbes de réponse.

Le TBF1038 garantissant un niveau constant à toutes les fréquences, le relevé des courbes, point par point est facile.

Filtre LC : réaliser le montage de la figure 55. Le générateur à l'entrée et un voltmètre alternatif à haute impédance, à la sortie. L'utilisation d'un modèle numérique est très agréable, par la facilité des lectures qu'il apporte. Les contrôleurs à aiguille classiques sont pour la plupart inutilisables, car présentant une résistance par volt beaucoup trop faible (4 000 Ω /V par ex. pour le 819 de Centrad). A la rigueur, on peut utiliser un oscilloscope étalonné, mais les mesures, se faisant par appréciation de l'amplitude sont peu précises. La courbe de la figure 56 a ainsi été relevée avec le TBF1038 à l'entrée, niveau 10 Vcc (3,54 V eff), DMM1038 en sortie, le filtre testé étant un modèle RC de marque Reuter. Le graphique a été dessiné avec une échelle logarithmique en abscisses, ce qui est habituel pour ce genre de travail. Un tracé avec échelle linéaire n'est pas sans intérêt (voir fig. 56 bis) car il permet

de faire, sur le papier, des mesures de largeur de bande, avec une excellente précision, puisque les longueurs mesurées sont, dans tous les cas, proportionnelles aux excursions de fréquence. Par contre, on notera l'allure dissymétrique que prend alors la courbe.

Signalons encore la possibilité de déterminer le coefficient de surtension du circuit testé. Ce coefficient Q est donné par la formule :

$$Q = \frac{f}{2 \Delta f}$$

dans laquelle f est la fréquence de résonance et Δf la largeur de bande à -3 dB, c'est-à-dire 0,707 fois l'amplitude maximum. Ainsi pour le circuit de la figure 56b, on trouve $f = 1550 \text{ Hz}$ et $\Delta f = 175 \text{ Hz}$, d'où l'on tire $Q = 5$ environ.

Cette détermination peut d'ailleurs se faire sans le tracé du graphique :

— Rechercher soigneusement la fréquence f de résonance, en obtenant l'indication maximum du voltmètre V_m . Noter f et V_m .

— Chercher, de part et d'autre de f, les fréquences f' et f'' amenant l'indication du voltmètre à 0,707 V_m . On a $\Delta f = f' - f''$

— Calculer Q par la formule précédente.

Si la valeur précise des fréquences a été mesurée au fréquence-mètre numérique, la précision est très bonne. Bien entendu, la valeur du coefficient de surtension trouvée dépend de la valeur de la résistance série, alimentant le filtre LC. Ainsi en réduisant la 47 k Ω à 18 k Ω , Q tombe à 2,3 environ, par contre V_m passe à 2,2 V eff. Avec une résistance de 270 k Ω , Q est de 9,5 mais V_m est de 0,5 V eff. L'impédance à la résonance est facilement calculable :

$$\frac{Z}{V_m} = \frac{R + Z}{V_c}$$

Nous avons obtenu avec $R = 18 \text{ k}\Omega$, 47 k Ω , 270 k Ω , respectivement 30, 35 et 50 k Ω . La mesure du coefficient de surtension à vide pourrait se faire en alimentant le filtre par une source à forte résistance interne, par exemple en l'insérant dans l'anode d'une penthode à pente variable (EF89) dont l'impédance de sortie atteint environ 3 M Ω , à faible gain. La valeur de Q trouvée à -3 dB peut être vérifiée à -6 dB (soit 0,5 V_m) en utilisant la formule suivante :

$$Q = \frac{f}{2 \Delta f} \times 1,73$$

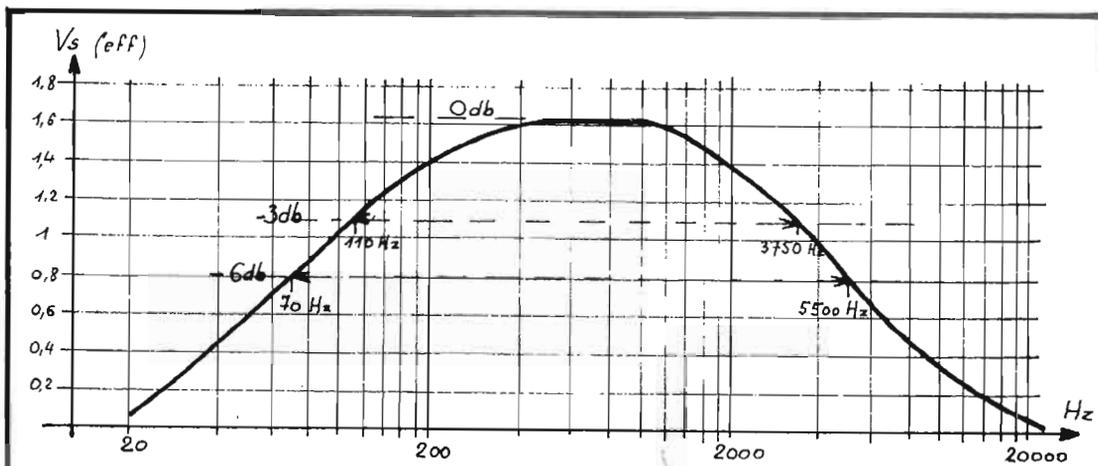


Fig. 58 - Courbe de réponse d'un amplificateur BF.

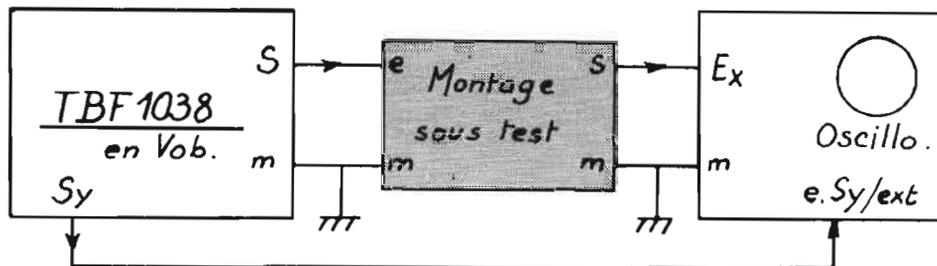


Fig. 59 - Utilisation de la fonction « Vobulateur ».

Δf étant la largeur de bande à - 6 dB.

Filtre en double T déjà mentionné à plusieurs reprises. Le TBF1038 en alimente l'entrée et le DMM1038 mesure les niveaux de sortie. On obtient la courbe de la figure 57 pour un filtre dont la fréquence de coupure est de 1 470 Hz ($R = 21 \text{ k}\Omega$, $C = 5,6 \text{ nF}$). On peut remarquer que le filtre atténue non seulement la fondamentale, mais aussi les harmoniques les plus proches, c'est-à-dire les 2, 3 et 4. Pour nos mesures de distorsion, il s'avère donc que les résultats obtenus ainsi, sont un peu optimistes. L'adjonction à la sortie d'un filtre en L, permet d'obtenir une atténuation à peu près constante de ces harmoniques, quelque soit leur rang. (voir la courbe en pointillé). Connaissant alors le taux d'affaiblissement de la tension résiduelle apportée par cette cellule (de l'ordre de 0,4), il est possible de s'approcher un peu plus près de la vérité, lors de la mesure. (On multipliera la tension résiduelle des harmoniques par $1/0,4 = 2,5$ pour avoir V_H).

Amplificateur. Nous avons utilisé, pour nos essais, la partie BF d'un poste radio à transistors. La bobine mobile du haut-parleur ($Z = 25 \Omega$) a été remplacée par une résistance de même valeur. Le niveau injecté à l'entrée est de

20 mV eff, la saturation apparaît à 35 mV eff.

Avec 20 mV eff, la tension de sortie à 1 000 Hz est de 1,6 V eff environ. Le gain en tension est donc de $1600 : 20 = 80$.

Le gain en puissance étant de :

$$G_p = G_t^2 \times \frac{R_e}{R_s} = 80^2 \times \frac{5000}{25} = 128000$$

soit 61 dB env. La courbe de réponse relevée point par point montre une chute rapide de l'amplification, à la fois en fréquences basses et hautes. La bande passante à - 3 dB est de 3 600 Hz et à - 6 dB de 5 430 Hz. Il ne s'agit pas, on le constate, d'un amplificateur à haute fidélité!

b) Vobulés.

La méthode du relevé point par point que nous venons d'étudier a l'avantage de la précision, mais elle est longue. Dans le cas fréquent où l'on désire modifier la courbe de réponse pour améliorer les performances du montage sous test, chaque modification apportée doit être suivie d'un nouveau relevé. Il faut donc une fameuse dose de patience pour atteindre le but fixé. C'est alors que devient évident l'avantage du vobulateur. Celui-ci donnant « de visu » la courbe globale, tout changement de composant montre immédiatement l'effet consé-

quent. La figure 59 montre la mise en œuvre de l'essai :

Le TBF1038 est en position vobulé, gammes x 10 à x 10 000. L'oscilloscope, en synchro externe est balayé à une fréquence de l'ordre de 10 Hz. La borne « Sy » du générateur fournit le top de synchronisation nécessaire pour stabiliser l'oscillogramme. Le montage essayé est relié au TBF dans les conditions du relevé point par point. Régler les niveaux d'entrée et de l'oscilloscope pour avoir une image d'amplitude correcte. Les photos 1 et 2 montrent les courbes de réponse d'un filtre LC et d'un filtre en double T. La photo 3 montre la réponse de l'amplificateur du paragraphe précédent, pour les fréquences élevées (de 1 800 à 25 000 Hz). On pourra comparer ce résultat avec la partie correspondante de la courbe de la figure 58. Le relevé complet de la réponse d'un montage se fera normalement en plusieurs fois, puisque l'excursion totale de chaque gamme est le plus souvent insuffisante : la réponse aux fréquences basses se fera en gamme x 10 (de 20 à 200 Hz), aux fréquences moyennes en x 100 (de 200 à 2 000 Hz), aux fréquences hautes en x 1 000 (de 2 000 à 20 000 Hz). La dernière gamme ne sera utilisée que pour des montages susceptibles d'amplifier de

telles fréquences (certains amplificateurs à haute fidélité, par exemple).

Lors de l'observation des courbes ainsi obtenues (dites « courbes enveloppes ») il est fort utile de savoir où se situe telle ou telle fréquence. Nous conseillons de réaliser pour cela un transparent gradué spécial, à placer devant l'écran de l'oscilloscope et autorisant une lecture directe. La figure 60 donne un exemple destiné à être placé devant un tube de 7 cm. On procédera comme suit :

- Régler la longueur du balayage de l'oscillo à une valeur correspondant à un maximum d'exploitation de la surface de l'écran.
- Repérer sur le transparent les points début et fin de balayage, ce qui permettra à l'avenir de retrouver cette même amplitude.
- Dans la figure 59, remplacer le circuit sous test par un filtre LC accordé sur 2 000 Hz.
- Repérer sur le transparent l'emplacement de la bosse de résonance, en se mettant en gamme x 100 (voir fig. 60).

- Passer en gamme x 1 000, la bosse se situe maintenant à gauche. Repérer ce point. Il reste maintenant à partager l'intervalle des deux repères en 9 parties, pour avoir la position des fréquences tous les 200 Hz, en gamme x 100. Graduer de 2 à 20 (2, 4, 6... 20) et appliquer le coefficient de la gamme utilisée (x 10, x 100, etc.).

On pourra aussi faire des repères verticaux :

- 0 dB à l'amplitude maximum admissible par le tube de l'oscilloscope.
- - 3 dB à 0,7 de cette valeur.
- - 6 dB à 0,5 de cette valeur.

Il faut signaler que pour les fréquences les plus basses (x 10, x 100) la rapidité de la vobulation est trop grande, car les constantes de temps, souvent assez importantes des circuits compromettent la qualité et l'exactitude des courbes obtenues. Il serait donc très souhaitable de réduire la vitesse de vobulation à la valeur la plus basse possible. Toutefois dans ce cas, nous l'avons déjà signalé, la rémanence du tube classique d'oscillo est trop faible, l'image étant affectée d'un clignotement extrêmement désagréable, pouvant aller jusqu'à l'impossibilité d'observation globale. Il faudrait donc avoir recours à un tube à très forte rémanence, comme le sont ceux qui sont utilisés en oscillographie médicale ou en SSTV (slow scan television).

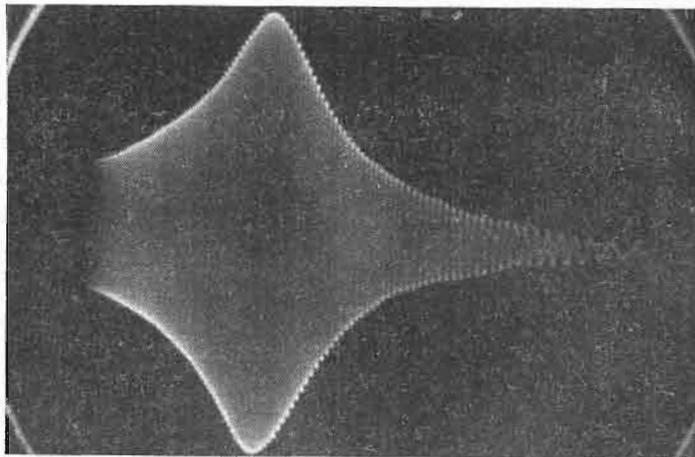


Photo 1 - Courbe de réponse d'un filtre LC.

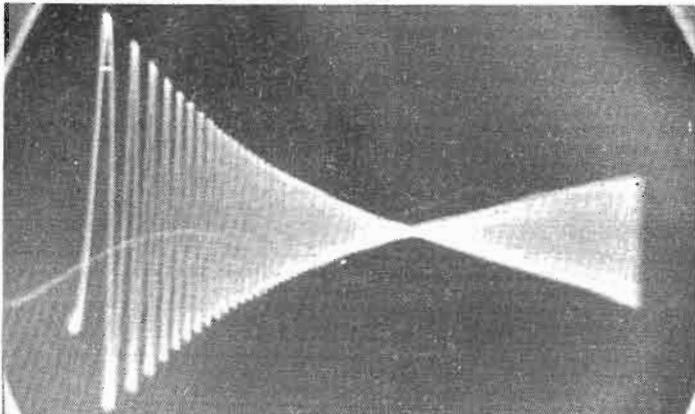


Photo 2 - Courbe de réponse d'un filtre en double T.

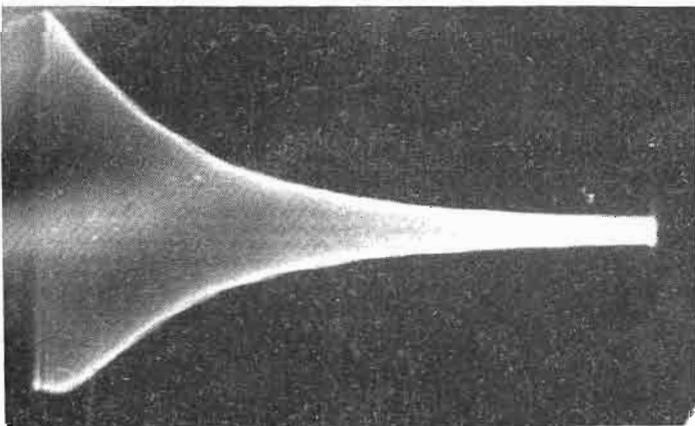


Photo 3 - Courbe de réponse de l'amplificateur essayé. Gamme x1000, soit de 1800 à 25 000 Hz environ.

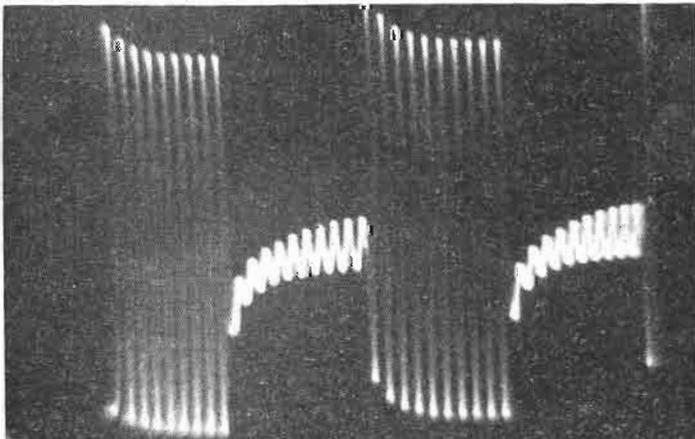


Photo 4 - Réaction de l'amplificateur essayé au signal de Tone-Burst : différenciation des paliers prévisible. Récupération progressive après une attaque à fort niveau.

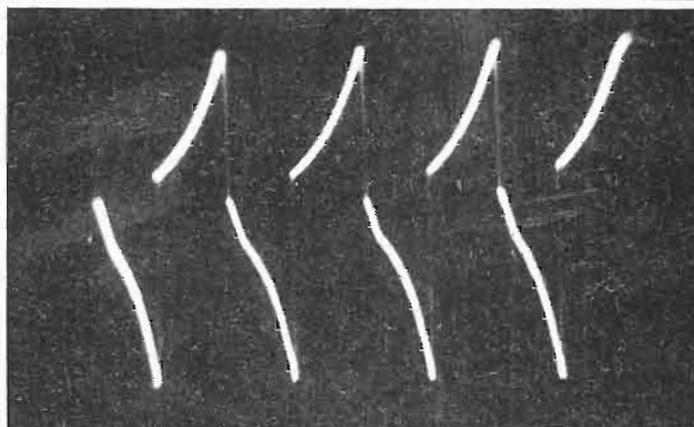


Photo 5 - L'amplificateur essayé est attaqué par des signaux rectangulaires à 200 Hz. On constate une très forte différenciation du signal, due à un manque d'amplification des fréquences basses.

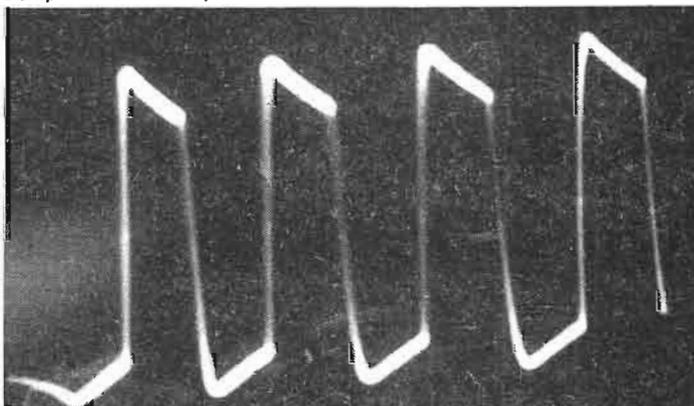


Photo 6 - Même essai. Fréquence 1000 Hz. Encore une légère différenciation. Les temps de montée, très visibles, sont donc longs.

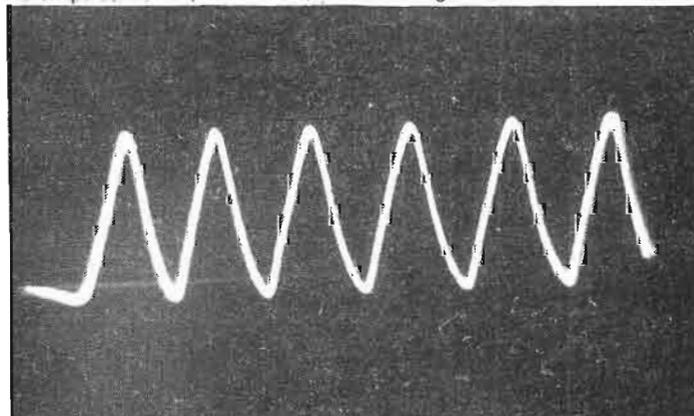


Photo 7 - Même essai. Fréquence 5000 Hz. Le signal de sortie est devenu triangulaire. Son amplitude est réduite, bien que le signal d'attaque reste constant.

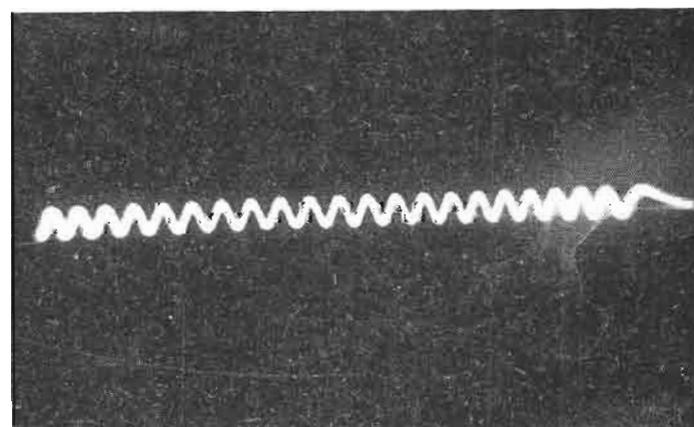


Photo 8 - Même essai. Fréquence 20 000 Hz. L'amplitude à l'entrée est demeurée celle des essais précédents, mais le signal de sortie n'est plus qu'une sinusoïde très atténuée.

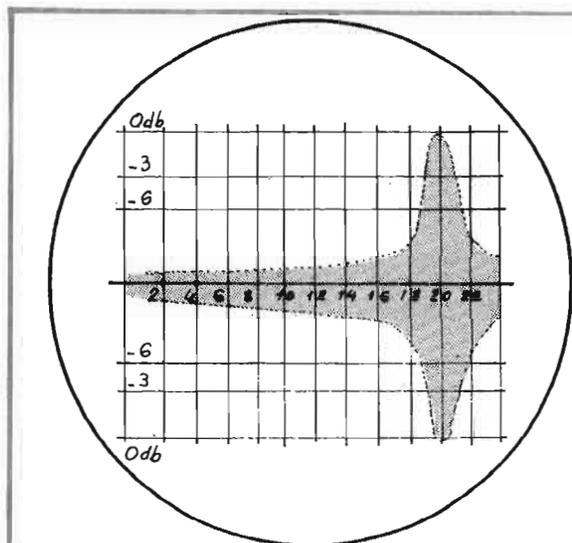


Fig. 60 - Exemple de réticule d'oscilloscope à disposer en fonction « Vobulateur ».

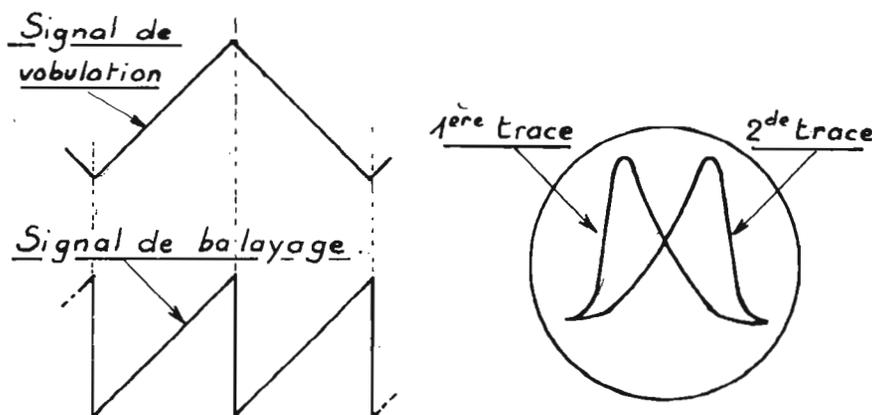


Fig. 61 - Méthode de vobulation HF double trace.

Ces tubes ont des écrans fabriqués avec des phosphores des types P₇ (ou GM) donnant une rémanence de 3 s, voire P₁₉ (ou LF) donnant 200 s. Les classiques 5UP₇, 5CP₇ conviendraient bien.

C'est d'ailleurs dans cette intention que nous avons prévu la borne C_v/v qui permet le branchement d'un condensateur additionnel, réduisant autant qu'il est nécessaire, la fréquence du générateur de rampe g.

Une autre application intéressera les amateurs de RC à filtres LC. En branchant entre C_v/v et masse, un condensateur de 100 μF, la vitesse de vobulation tombe à une rampe par 30 s environ. Si l'on relie la sortie du TBF à un ensemble à filtres BF, à un ensemble à lames vibrantes, on pourra observer tranquillement les réactions du montage, voir si les divers canaux réagissent aux mêmes amplitudes, si on n'a pas de mélange d'ordres, etc.

c) Tone-burst.

S'il est vrai qu'un ensemble à haute fidélité doit être capable de fournir sans distorsion une onde sinusoïdale, cela ne suffit pas.

« En effet, on sait maintenant que le domaine des sons ordonnés est dominé par le régime transitoire. Pratiquement tous les instruments de musique ne peuvent émettre des sons soutenus. Même à l'orgue, les notes émises sont riches en régimes transitoires. Ceux-ci sont d'ailleurs particulièrement importants au moment de l'attaque et de l'extinction des sons et se répercutent de ce fait sur l'aspect de transitoires donnent à l'objet

sonore une partie de son relief et de sa perspective spatiale ».

« L'absence de transitoires dans les graves, par exemple, donne un son plus simple, tandis que l'existence des transitoires aux basses fréquences donne une impression de plénitude sonore, qui augmente la présence de la musique » (Winckel). En conclusion, il est donc indispensable que les chaînes de reproduction de sons puissent, aussi fidèlement que possible, transmettre les régimes transitoires, dans tous les registres, du grave à l'aigu.

Le simple examen oscilloscopique des courants correspondants à une phrase musicale suffit à montrer la complexité des oscillations produites. Il est donc particulièrement intéressant de se munir d'un outil de travail, permettant une approche suffisamment précise de ces régimes transitoires. L'un de ces outils est justement le générateur de Tone-Burst (salves de sons).

Le TBF1038 fournit, comme nous le savons 3 types de signaux en salves :

- Le signal 1/1, une période - un silence.
- Le signal 10/10, dix périodes - dix silences.
- Le signal 10/10 + , comme ci-dessus mais en logeant dans le silence, un signal au 1/10 de l'amplitude maximum.

« Ces signaux présentent de notables avantages par rapport au sinusoïdal continu, lequel ne pourrait en effet reproduire les brusques variations caractérisant un signal porteur d'informations musicales. Ils permettent de se tenir très près des conditions réel-

les de fonctionnement, où alternent justement signaux à forte amplitude et passages à faible niveau ».

« Notons enfin, que ces trains d'onde, et ce n'est pas leur moindre intérêt, se prêtent à des surcharges passagères des amplificateurs essayés, en ne risquant pas, ou beaucoup moins, d'endommager les étages de sortie ou d'alimentation ». Le signal 10/10 + permet de juger de la faculté de récupération de l'amplificateur après une surcharge. En effet, il est facile d'apprécier l'amplitude de la sinusoïde à faible niveau.

Ainsi sur la photo 4, on constate :

- que l'ensemble du signal subit une déformation caractéristique d'une constante de temps insuffisante pour la transmission des fréquences basses (il s'agit du petit amplificateur déjà testé par ailleurs) : inclinaison des paliers horizontaux ;
- d'autre part, on remarque que, juste après la salve, l'amplificateur se désature lentement, la sinusoïde au 1/10 ne retrouvant son amplitude normale que vers la fin.

Il est donc indéniable que le Tone-Burst met en lumière des qualités et des défauts que ne permettraient pas de voir les essais en signaux constants. Il complète le test de distorsion harmonique et permet de comprendre pourquoi deux amplificateurs, ayant des taux de distorsion et des puissances de même ordre de grandeur, ne donnent pas nécessairement, à l'écoute, la même impression.

Une autre application à laquelle

nous pensons est l'étude des systèmes RC à découpage, certains ensembles simples utilisant ce principe (l'Analog 3 par ex.). Là encore, le TBF1038, fournissant en 10/10 des trains découpés, peut faciliter l'approche et la résolution du problème.

2. LES SIGNAUX TRIANGULAIRES

a) Etude de linéarité.

C'est sans doute la principale utilité de cette forme d'onde. Sachant que les pentes montantes et descendantes du signal sont presque parfaitement rectilignes, (0,1 %) il est facile de voir à l'oscilloscope, toute déformation éventuelle du signal, lorsqu'il a traversé un montage à l'essai. D'autre part, les sommets très pointus, se prêtent particulièrement bien à la détection d'un début d'écrêtage. On pourra ainsi travailler facilement sur l'amplificateur vertical d'un oscilloscope, sur un ampli BF... etc. Dans le premier cas, la possibilité d'un décentrage du niveau moyen du triangle est un atout supplémentaire, si l'amplificateur étudié, est prévu pour passer le courant continu.

b) Commande de générateurs vobulés.

Le signal triangulaire peut être utilisé pour la commande du glissement de fréquence :

D'un vobulateur HF. Le fonctionnement sera alors en double trace (voir fig. 61). La tension de glissement est triangulaire et le balayage est en dents de scie à fréquence double. La base de temps

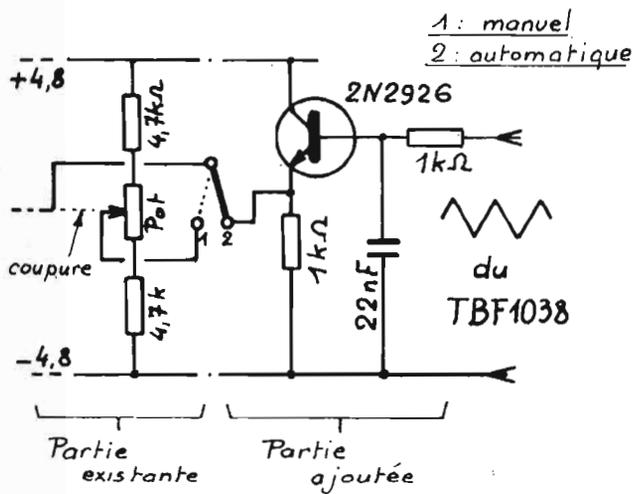


Fig. 62 - Vobulation d'un servo-test.

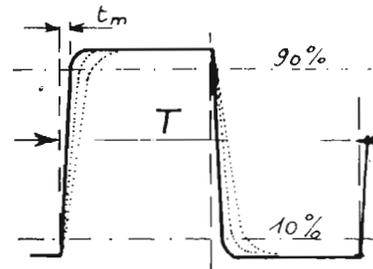


Fig. 63 - Influence du temps de montée sur la forme du signal.

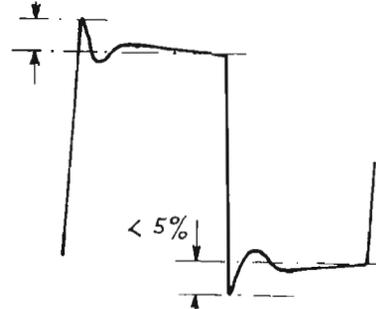


Fig. 64 - Suroscillation due à une correction excessive.

de l'oscilloscope, réglée en conséquence, est synchronisée, soit à partir du triangle lui-même, soit à partir des impulsions TTL, ce qui permet d'ailleurs une correction de phase, est de mettre en évidence, tout défaut de symétrie de la courbe de réponse. En effet, la superposition des deux courbes de la figure 61 est impossible, malgré l'action sur la commande de phase.

D'un récepteur de trafic. Le signal triangulaire à fréquence faible (1/20 Hz par exemple) commande une varicap, genre BA102, qui provoque un glissement de fréquence de l'oscillateur local du récepteur. La bande écoutée est ainsi explorée automatiquement et toute émission intéressante, rapidement détectée. Les OM connaissent le principe de ce système. Nous n'insistons pas.

D'un servo-test. A nouveau un retour vers un de nos sujets favoris : la radio-commande. Les ensembles digitaux sont équipés de servo-mécanismes qui en sont souvent le « talon d'Achille ». Que de « crashes » ont pour origine un engrenage qui coince, un moteur qui ne démarre pas bien ou un potentiomètre défectueux.

Les servos sont facilement testés au « servo-test » petit générateur de l'impulsion normalisée, qui sert à les commander. Seulement, on tourne bien le bouton du servo-test pendant quelques minutes, puis on perd patience et on déclare « que ça marche ! »

Le plus souvent, on tourne d'ailleurs ce bouton trop vite. En

effet, en vol réel, les actions sur les gouvernes sont, pour la plupart, insignifiantes et fort lentes. A terre, on ne reproduit jamais bien, ni assez longtemps, ce type d'action. Alors le TBF1038 s'en chargera pour vous !

Modifier le servo-test selon les indications de la figure 62 (valables pour le modèle que nous avons décrit dans l'article sur le TF6, n° 1355). La liaison au curseur du potentiomètre est reliée en « automatique » à la sortie du collecteur commun, 2N2926, recevant sur sa base, le signal triangulaire. Brancher un servo correctement calé, sur le servo-test.

Connecter le TBF1038, signal triangulaire, gain à 0, atténuateur sur 10 Vcc, fréquence gammes basses.

Mettre sous tension et amener rapidement le servo au neutre, en agissant sur le centrage du TBF. La tension continue de sortie est alors de +2 à +3 V

Pousser lentement le gain pour avoir l'amplitude de manœuvre nécessaire à l'essai.

On pourra tester alors, en mouvements rapides (gamme x1) ou lents (gamme 10' ou très lents (gamme 100', cette gamme permettant de manœuvrer le servo si lentement (un aller et retour en 50 s) que le mouvement est pratiquement indécélable. Mais c'est précisément sur de telles actions que certains moteurs calent et ne redémarreront plus !

Bien entendu, la commande pourrait se faire en signaux sinu-

soïdaux ou rectangulaires. On obtient ainsi des styles de manœuvre différents. On peut même utiliser le Tone-Burst : 1/1 donne un mouvement suivi d'un repos au neutre, 10/10 donne dix mouvements suivis de dix repos, 10/10 + donnerait dix mouvements à grande amplitude suivis de dix autres à amplitude faible.

Une autre possibilité intéressante du montage est la **mesure de la vitesse du servo**. Nous sommes souvent amusés par la lecture de revues modélistes, où l'on nous donne ce genre de renseignement, car nous nous demandons très naïvement comment les résultats ont été obtenus ! Voilà comment, avec le TBF1038, on procédera :

— Travailler en signaux rectangulaires : dans ces conditions, le mouvement du servo, d'une extrême à l'autre de son mouvement, se fait à une vitesse qui ne dépend que du mécanisme. Si la fréquence est basse, le servo a tout le temps de franchir sa course et même de rester à l'arrêt aux extrémités. Si maintenant nous augmentons lentement la fréquence, nous constatons que les périodes d'arrêt du servo en fin de course diminuent.

— On augmentera ainsi la fréquence jusqu'au moment où le servo repart immédiatement après avoir atteint ces fins de course. Attention, en augmentant encore la fréquence, la course va commencer à diminuer. Il faut donc s'arrêter juste à la fréquence à laquelle cette réduction com-

mence à apparaître. Des repères précis seraient utiles.

— La fréquence critique F obtenue, calculer sa période 1/F, et diviser par 2. on a alors la durée exacte de la course. Il est facile d'en tirer la vitesse. Bien entendu, une étude systématique peut-être faite, en soumettant le servo à des charges de plus en plus grandes.

3. LES SIGNAUX CARRÉS

L'utilisation des signaux carrés est assez connue et nous n'insisterons pas. Nous rappellerons simplement les deux applications classiques.

a) Essai des amplificateurs.

L'onde rectangulaire est caractérisée par le fait qu'elle contient, outre la fondamentale, un très grand nombre d'harmoniques. Si l'amplificateur perturbe quelque peu soit l'amplitude, soit la phase relative de ces harmoniques, il s'ensuivra une déformation clairement visible du signal. L'attention se portera plus particulièrement sur :

— **Les paliers.** Ceux-ci sont parfaitement horizontaux lorsqu'ils sortent du TBF1038. Pour leur conserver cette caractéristique, il faut que l'amplificateur transmette très bien les fréquences basses. Sinon il se produit un phénomène de différenciation plus ou moins accentué. Voir photos 5 et 6.

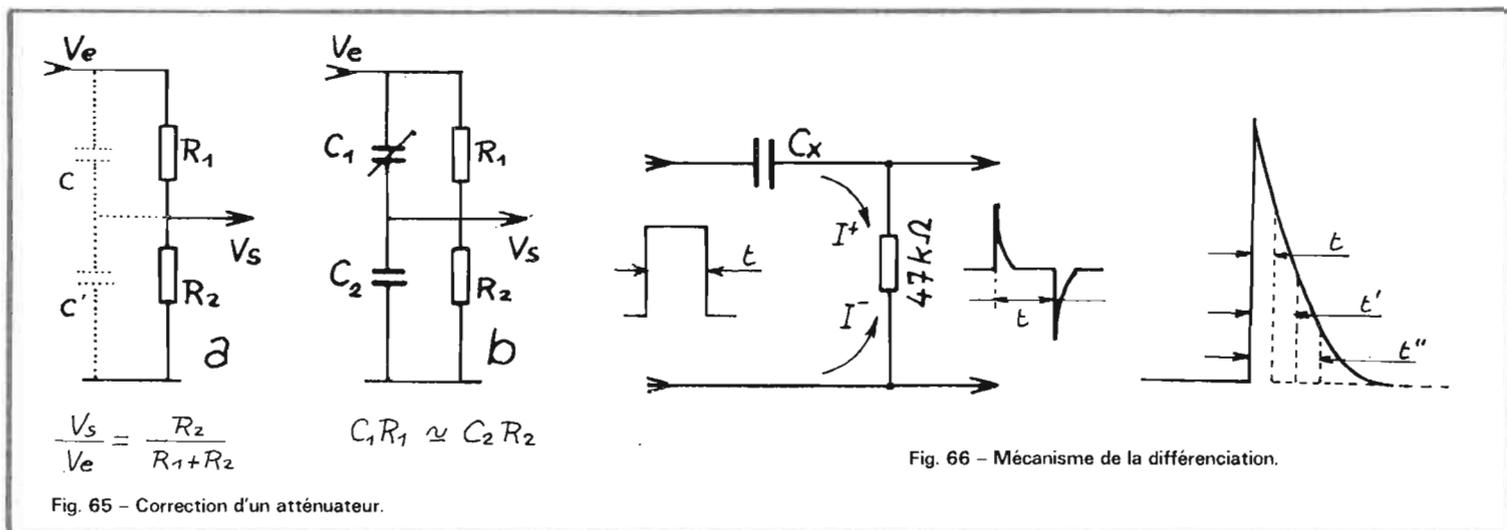


Fig. 66 - Mécanisme de la différenciation.

— Les montées et les descentes.

Ces transitions se font à vitesse très élevée (< 1 μs). Il faut donc que l'amplificateur ait une bande passante élevée pour ne pas les perturber. Au-delà d'une certaine limite, la tension de sortie varie à une vitesse qui ne dépend plus du signal d'entrée, mais uniquement de sa vitesse de montée propre (Slow-rate). Ainsi, en augmentant la fréquence du signal rectangulaire, on aura d'abord allongement des temps de transition, avec arrondissement des angles, puis passage progressif au triangulaire, non linéaire. Enfin on finira par la sinusoïde à amplitude très réduite, lorsque toutes les harmoniques seront disparues (photos 7 et 8).

On peut admettre que, entre le temps de montée t_m de l'amplificateur et la fréquence de coupure à - 3 dB, il existe, à peu près, la relation :

$$t_m \times f_c \approx 1/3$$

Cette relation s'applique évidemment aux amplificateurs de

déviations des oscilloscopes. Ainsi, pour passer presque parfaitement un signal rectangulaire idéal à 100 kHz, donc de période 10 μs, il faudrait un temps de montée au plus égal à 1/10 μs. En utilisant la relation précédente on a :

$$1/10 \cdot 10^{-6} \times f_c = 1/3$$

$$f_c = 1/3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \approx 3,5 \text{ MHz}$$

La bande passante de l'oscilloscope doit donc être de 3,5 MHz, à - 3 dB, au moins pour obtenir un tel résultat.

Les amateurs s'intéressant à ce problème ou à ceux, similaires, de la transmission vidéo (caméra de TV, par ex.) savent que, pour améliorer la bande passante des amplificateurs, on peut utiliser certaines corrections, à base de petites bobines d'induction, disposées en série avec les charges. L'impédance d'une bobine augmentant avec la fréquence ($Z = 2\pi FL$) on conçoit que l'on pourra ainsi compenser dans une certaine mesure, la défaillance du montage. Mais attention, point trop n'en faut, car on obtient alors

le phénomène de suroscillation, défaut tolérable s'il reste dans des limites raisonnables (de l'ordre de 5%). Voir fig. 64. Bien entendu, seuls les signaux rectangulaires permettent ces mises au point.

b) Réglage d'un atténuateur compensé.

Lorsqu'il faut atténuer un signal sous une impédance élevée, on utilise le classique pont diviseur à résistances. C'est ce que l'on fait, dans un oscilloscope, un multimètre... Pour les fréquences basses, le dispositif convient bien, mais en fréquences élevées, les inévitables capacités parasites C et C', réalisent en plus, un diviseur capacitif imprévu et qui vient perturber gravement le fonctionnement. Pour pallier à cette difficulté, on ajoute les capacités C1 et C2, en leur donnant des valeurs notablement plus grandes que celles des capacités parasites. On peut ainsi choisir C1 et C2 de manière à obtenir sur une large bande de fréquence la même atténuation que celle de R1 et R2 (voir fig. 65). On

a alors $R_1C_1 = R_2C_2$. Le réglage est facile avec les signaux rectangulaires :

- Injecter en V_e le signal carré.
- Régler C1 pour avoir en V_s la même forme.

Si C1 est trop faible, les fréquences élevées sont atténuées : le signal carré s'arrondit.

Si C1 est trop fort, elles sont favorisées et il y a dépassement. Pour la bonne valeur, le créneau est parfait. Voir photos 9, 10 et 11.

Signalons encore une manipulation permettant d'apprécier la valeur d'un condensateur.

Il s'agit tout simplement d'une utilisation du phénomène de différenciation. Le TBF1038 alimente en signaux carrés, le montage de la figure 66, un oscilloscope permettant d'observer la forme de la tension de sortie.

La résistance de 47 kΩ est parcourue par les courants de charge I_c de C_x , alternativement dans un sens, puis dans l'autre. Ces courants développent aux bornes de la résistance, des tensions $V = R \cdot I_c$ qui sont observées. Plus C_x

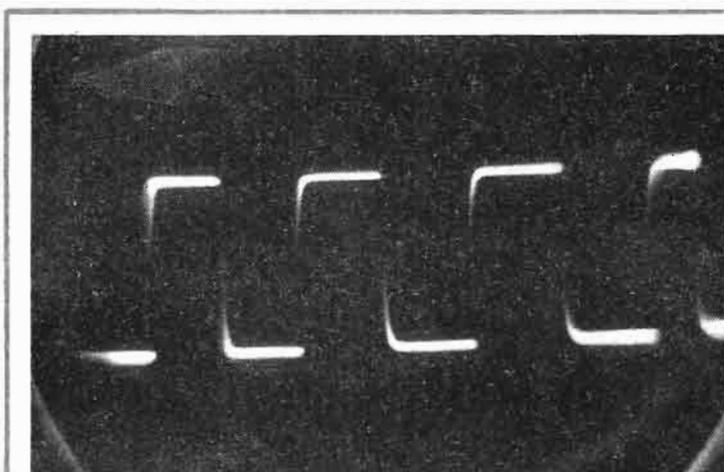


Photo 9 - Réglage d'un atténuateur compensé. Sous-compensation : C1 est trop faible.

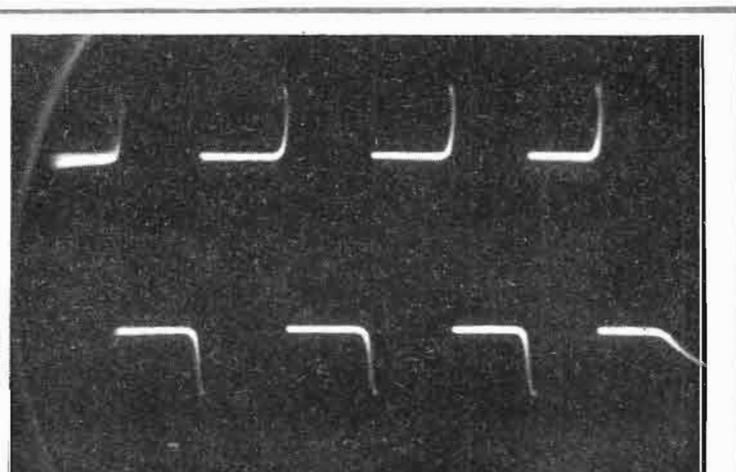
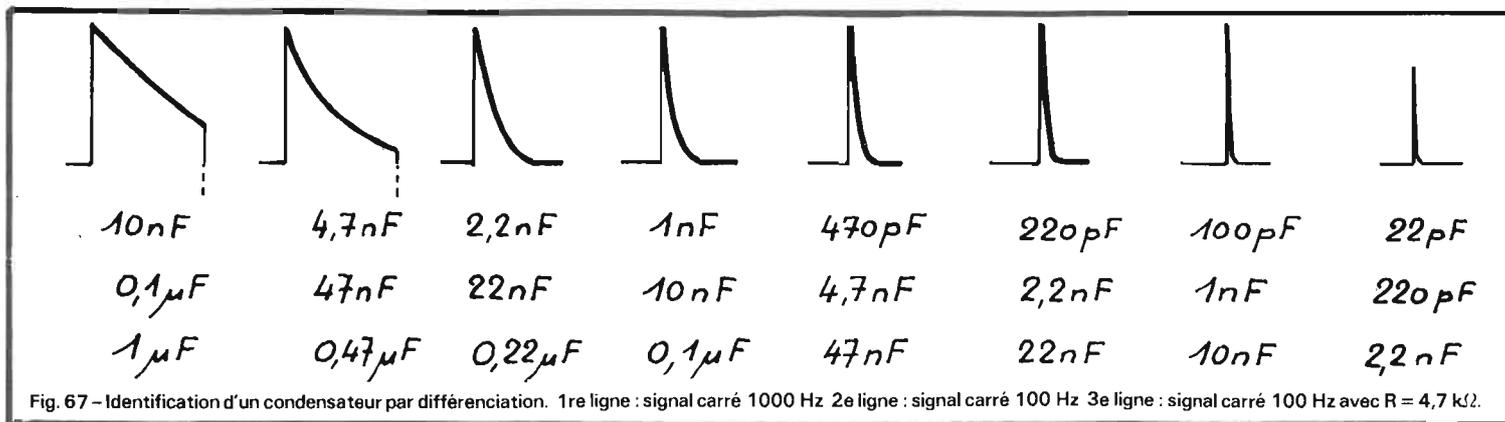


Photo 10 - Idem. Sur-compensation : C2 est trop fort.



est faible et plus les charges sont courtes. La forme du signal différencié dépend donc de V_{cc} , de C_x et de R .

Mais si l'on fait varier la fréquence du créneau rectangulaire d'entrée, la fin de charge est, ou bien prolongée, ou bien écourtée, ce qui donne un signal dont la forme relative varie.

Il est ainsi possible de juger de la valeur d'un condensateur en observant la forme du signal obtenu. Voir figure 68.

Sans aller jusqu'à « mesurer » ainsi la valeur d'un condensateur, le procédé permet de lever le doute sur certains composants dont le marquage est douteux ou a disparu et cela en descendant à quelques picofarads. Au-delà de $0,1 \mu F$, la différenciation étant trop faible avec $47 k\Omega$, il suffit de remplacer cette résistance par une 4700Ω pour atteindre $1 \mu F$, ce qui sera le maximum appréciable par cette méthode.

4. LES TENSIONS CONTINUES

En réglant le gain de l'amplificateur à zéro, les signaux alternatifs disparaissent de la sortie, mais il est toujours possible de faire varier le potentiel continu de S_1 (ou de S_2) par la commande de centrage.

On dispose ainsi d'une tension continue atteignant au maximum $+6,5 V$, d'une bonne stabilité et atténuable de 10 en 10 jusque $+6,5 mV$.

Nous avons apprécié cette possibilité, lors de la mise au point de notre dernier multimètre numérique. Le TBF1038 peut donc servir de tension continue de référence, pour un essai rapide.

Une autre possibilité : l'étude du point de fonctionnement d'un étage amplificateur. La sortie du TBF1038 est reliée directement à la base du transistor de l'étage. Le centrage fixe la polarisation, le gain injecte le signal à amplifier. Il

est ainsi possible de déterminer rapidement les meilleures conditions de fonctionnement.

5. LES SIGNAUX TTL

Rien de particulier à signaler. Nous disposons d'un signal compatible TTL, capable d'attaquer 8 entrées normales (fan-out = 8) de fréquence variable de $0,02 Hz$ à $200 kHz$ et de rapport cyclique variable. Le fait de disposer également d'une prise $+5 V$ permet ainsi de réaliser et d'expérimenter de petits montages logiques. Il faudra éviter les liaisons trop longues entre la sortie TTL et le montage d'utilisation. Torsader éventuellement le fil chaud et le conducteur de masse.

6. RAPPELS

a) **Comparateur.** Permet la détermination des niveaux de crêtes positives et négative d'un signal périodique, d'amplitude $1 V_{cc}$ maximum.

— Injecter ce signal en Ecp. Le contacteur de Tone-Burst en CpE. Oscilloscope en TTL.

— Chercher avec le potentiomètre de seuil la disparition des impulsions positives.

— Mesurer la tension de seuil, en Mes. avec un voltmètre numérique : on a la tension de crête positive.

— Même mesure pour la tension de crête négative, en cherchant le point de disparition des impulsions négatives.

Si la tension inconnue dépassait $1 V_{cc}$, il suffirait de l'injecter par l'intermédiaire d'un atténuateur compensé (voir plus haut) et étaloné.

b) **Appariement de condensateurs.** Permet de trier dans un assortiment de condensateurs, des exemplaires de même valeur.

— Disposer ces composants entre C_x/f et masse. Le TBF1038 est en gamme Cext.

— Mesurer la fréquence obtenue au fréquencemètre numérique. L'écart sur les valeurs des condensateurs est égal à l'écart sur les fréquences obtenues.

7. MESURE DES FRÉQUENCES BASSES AVEC LES FRÉQUENCÈMÈTRES TFX1 ET TFX2

Ayant réalisé le TBF1038 après les fréquencemètres TFX1 et TFX2, nous avons eu l'agréable surprise de constater que ces appareils comptaient parfaitement les fréquences jusqu'au minimum technologiquement possible, **c'est-à-dire 1 Hz**. Ce résultat est obtenu en signal rec-

tangulaire avec une amplitude de $100 mV_{cc}$. En sinusoïdal, le 5 Hz est mesuré avec une amplitude à l'entrée de $125 mV_{eff}$.

A $1000 Hz$, la sensibilité de l'entrée est de $30 mV_{cc}$ en rectangulaire et en triangulaire, elle est de $40 mV_{cc}$ (soit $14 mV_{eff}$) en sinusoïdal).

Ces performances sont conservées, bien entendu, pour toutes les fréquences du TBF 1038, puisque les TFX montent facilement jusque $30 MHz$, en entrée directe.

CONCLUSION

Cet inventaire, relativement bref des possibilités du TBF1038, en termine l'étude. Mais nous sommes persuadés que vous lui découvrirez d'autres applications dans le courant de vos travaux.

Nous restons à votre disposition pour tout renseignement complémentaire. En cas de demande écrite de renseignements, veuillez joindre une enveloppe timbrée et self-adressée.

Veillez nous signaler aussi vite que possible, toute erreur constatée dans les textes ou les figures. Soyez persuadés que, contrairement à ce que pensent certains lecteurs, les erreurs ne sont jamais, en ce qui nous concerne, volontaires. Elles constituent, bien au contraire, notre souci permanent.

Enfin, nous serions heureux de recevoir de votre part, des suggestions sur les types d'appareils de mesures que vous aimeriez voir décrire dans les colonnes de cette rubrique. En effet, si une certaine majorité de lecteurs paraissait porter un intérêt sur tel ou tel appareil, nous pourrions en tenir compte dans l'établissement de notre calendrier A l'avance, merci !

F. THOBOIS F1038
38, rue J.-Jaurès
62160 Bully-les-Mines.

