

17^F
 N° 1717
 JUIN 1985
 LX^e ANNÉE

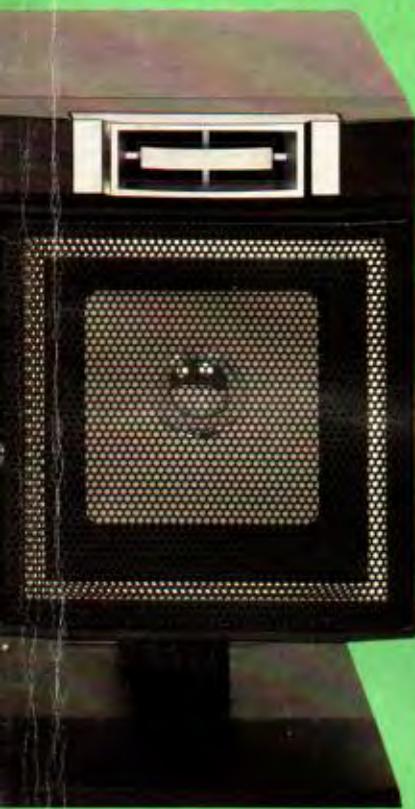
LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSUE 1985-1986

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

- **BANCS D'ESSAIS** LE LECTEUR DE COMPACTS DISQUES
- KENWOOD DP 900 ■ LE MAGNETOSCOPE VHS PHILIPS
- VR 6560 ● **REALISATIONS** UN GENERATEUR
- DE FONCTIONS NUMERIQUES ■ UN DIGIBOX
- **REPORTAGES** LES TUBES A COINS CAR-
- RES DE VIDEOCOLOR ■ JVC AUDIO-VIDEO



(XI) PRATIQUE DE LA MESURE L'OSCILLOSCOPE

Nous avons montré, dans les articles précédents, combien la présence de la double base de temps était utile pour certaines observations de signaux difficiles. Nous avons pris alors pour exemples deux signaux typiques de cette difficulté :

- la séquence RC d'un émetteur de radio-commande proportionnelle ;
- le signal Tone-Burst du générateur BF de fonctions.

Ces deux formes d'ondes ayant la particularité d'une répartition irrégulière des fronts qui la composent. Comme l'oscilloscope synchronise sur le premier front qui se présente après la fin du balayage précédent, si c'est le front correct c'est bien, sinon l'oscillogramme devient illisible. C'est ce que nous avons montré dans les articles précédents !

Mais les lecteurs ne disposant pas d'un oscilloscope à double base de temps pourraient se sentir frustrés à la lecture de ces lignes, supposant

peut-être qu'il leur sera impossible, dans ce cas, d'observer et de mesurer correctement les signaux en question ! Nous allons les rassurer en leur montrant qu'un peu d'astuce peut pallier l'insuffisance des moyens !

Il est possible de synchroniser les signaux RC et Tone-Burst, à condition de disposer dans le montage générateur d'un signal annexe synchrone du signal à observer.

Dans le cas de la séquence RC, il faut, par exemple, disposer du signal de RAZ du compteur de cette séquence. En effet, le compteur de multiplexage de la lecture des voies explore successivement les voies 1 à 7

(cas d'un codage à 7 voies), puis il est remis à 0 et maintenu dans cet état pendant un temps t_{sy} , pour bien marquer la fin de la séquence (ce qui va permettre un décodage facile à la réception). La figure 1 montre ce signal de RAZ et la séquence qui lui correspond.

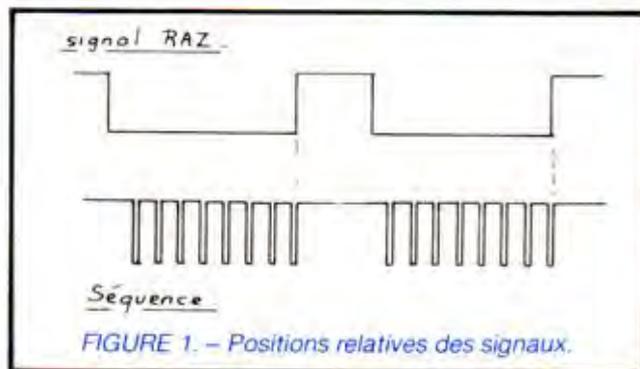


FIGURE 1. - Positions relatives des signaux.

On peut constater que le signal de RAZ possède un seul front montant (ou descendant) par séquence. Une synchronisation de l'oscilloscope sur ce front assure donc l'observateur d'un démarrage parfait de l'oscillogramme, toujours au même point de la séquence.

Deux moyens sont possibles pour mettre ce beau principe en application.

La double trace

Dans ce cas, observer le signal de RAZ avec la voie 1 et la séquence avec

la voie 2. C'est ce que nous avons fait pour la photo A.

La synchronisation se fait évidemment sur le signal simple de RAZ. Ici sur le front descendant ($Sy-$). La vitesse de balayage est de 2 ms/div, donnant une durée totale de 20 ms par balayage complet. Avec cette vitesse, on distingue la séquence entière. La première durée est tronquée, une partie visible en début de balayage et l'autre en fin. Si l'observation de cette première durée est importante, on peut la voir d'un seul tenant en passant en $Sy+$, ce qui placera le front montant du signal de RAZ en début de balayage et

cette première durée, à peu près au milieu de l'oscillogramme.

Bien entendu, le balayage est calibré pour cette observation et la mesure des durées possible :

- Période RAZ et séquence : 9 divisions, soit $9 \times 2 = 18$ ms.
- Palier haut de RAZ : 3,6 divisions, soit $3,6 \times 2 = 7,2$ ms.
- Palier bas de RAZ : 5,4 divisions, soit $5,4 \times 2 = 10,8$ ms.

Par contre, les durées de voies sont difficiles à mesurer avec précision compte tenu de leur largeur relative assez faible, ce qui nous conduit aux



PHOTO A. – Signal RC observé en balayage simple, mais avec déclenchement par le signal de RAZ, envoyé sur la seconde voie verticale. Vitesse 2 ms/div.

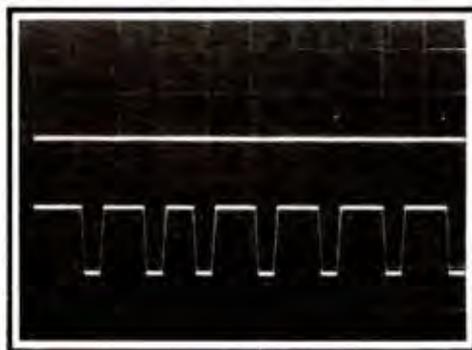


PHOTO B
Mêmes signaux en vitesse 1 ms/div.

oscillogrammes suivants. Nous allons donc passer en 1 ms/div.

Nous obtenons l'oscillogramme B parfaitement clair ! Toujours en Sy-. Nous pouvons même pousser la vitesse à 0,5 ms/div, ce qui donne la photo C.

Pour ces deux clichés, nous ne voyons plus que le début du palier bas du signal de RAZ, le balayage étant trop bref pour une observation entière. – 10 ms pour B (et $10 \text{ ms} < 10,8 \text{ ms}$) – 5 ms pour C.

Sur le cliché B, nous pouvons observer la première voie tronquée, les voies 2 à 6 complètes et la dernière quelque peu amputée de son impulsion terminale.

En C, nous n'observons plus que la première voie tronquée avec les deux suivantes complètes.

Cela nous fait d'ailleurs toucher du doigt l'insuffisance de la méthode, car dans le cas de l'oscillogramme C, si nous passons en Sy-, amenant le front montant du signal de RAZ en début de

balayage, nous verrons « 5 ms de signal » à compter de ce front. Nous n'observerons donc qu'une partie du palier haut de RAZ (il dure 7,2 ms) et une partie du palier haut de t_{sy} de la séquence RC, donc aucune durée de voie.

Les vitesses rapides 1 ms et 0,5 ms/div n'autorisent donc que l'observation correcte des premières durées de voies de la séquence. Rien à voir avec la souplesse de la double base de temps des oscilloscopes plus performants permettant de voir en détail *n'importe quel point de l'oscillogramme*.

La simple trace

Les mêmes observations sont possibles, à condition d'utiliser le mode Synchro Ext. Rappelons que, dans ce cas, le signal de déclenchement n'est plus le signal observé (mode interne),

mais un signal quelconque injecté sur la borne « Entrée Sy ext ».

C'est ce qui a été fait pour les oscillogrammes D, E et F, pour lesquels le signal de RAZ a été précisément envoyé vers cette entrée et la séquence sur l'entrée Y normale. Les oscillogrammes obtenus sont en tous points identiques aux précédents.

On remarquera que l'utilisation de l'entrée « Sy ext » présente beaucoup moins de souplesse que celle de la double trace. En effet, l'entrée en question ne possède pas de contrôle de gain. Il faut donc que le signal injecté ait une amplitude comprise dans la fourchette des tensions admissibles. L'impédance d'entrée est souvent inférieure à celles des entrées Y. La commutation Continu-Alternatif n'est pas toujours assurée. La bande passante est bien plus faible. Il est préférable d'utiliser la méthode de la double trace, lorsque cela est possible !

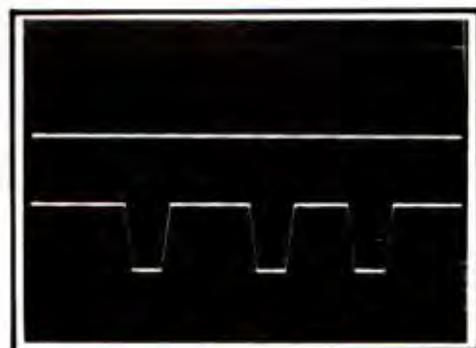


PHOTO C. – Mêmes signaux en vitesse 0,5 ms/div. On ne peut, hélas, observer correctement que les premières voies de la séquence.



PHOTO D. – Si votre oscilloscope est à simple trace, vous pouvez obtenir cet oscillogramme en envoyant le signal de RAZ sur « Sy Ext ». Vitesse 2 ms/div.

Bien entendu, tout ce qui a été dit pour la séquence RC est vrai pour un signal du type Tone-Burst qui présente les mêmes particularités. Dans ce cas, il est nécessaire de disposer du signal « découpeur » pour obtenir un déclenchement parfait. En effet, les salves sont obtenues en faisant passer le signal normal à travers une porte analogique (voir fig. 2). Si la porte est ouverte ($C = 1$), alors la sinusoïde passe normalement. Par contre, si la porte est fermée ($C = 0$), la sortie reste en permanence au potentiel 0. Il est évident qu'un déclenchement parfait peut être assuré par le signal C de commande de porte. Il est donc intéressant de disposer de ce signal, sur la face avant d'un bon générateur de fonctions.

Mais revenons à notre séquence RC qui nous a laissés sur notre faim, puisque nous avons dû conclure à l'impossibilité de la mesure très précise des derniers temps de voies, en cas d'absence de la double base de temps.

En fait, l'impossibilité est apparue dans ce cas, parce que les fronts du signal annexe de déclenchement (signal RAZ) ne se situent pas là où il serait idéal qu'ils soient (revoir la photo A).

Si l'on pouvait déplacer ces fronts par rapport à la séquence, le problème serait résolu. Ce n'est évidemment pas possible pour le signal de RAZ qui contribue au fonctionnement du codeur RC, mais cela pourrait l'être pour un signal généré spécialement, pour les besoins de ce déclenchement !

Supposons, par exemple, que le signal de RAZ soit utilisé pour déclencher un monostable de constante de temps ajustable entre 1 et 25 ms (voir fig. 3).

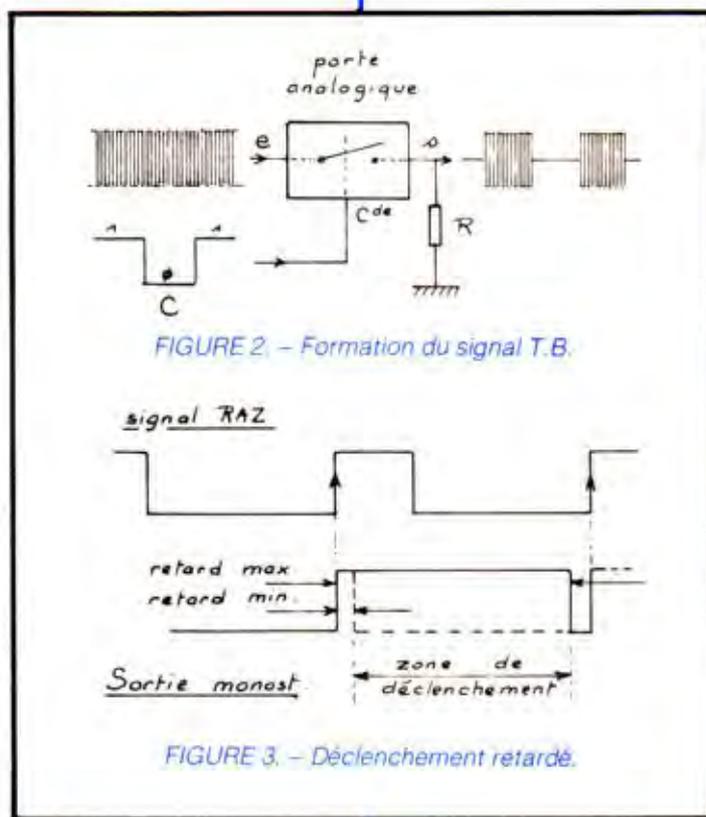


FIGURE 2. - Formation du signal T.B.

FIGURE 3. - Déclenchement retardé.

Le front montant du signal généré coïncide avec celui de RAZ : il n'est donc pas utile. Par contre, le front descendant, par variation de la constante de temps, peut être placé en tout point de la séquence. C'est ce front descendant retardé qui va nous servir au déclenchement de la base de temps de l'oscilloscope. Nous avons ainsi créé un déclenchement retardé du balayage.

Notons d'ailleurs que ce monostable pourrait fort bien se mettre « en boîte »,

avec des circuits supplémentaires de mise en forme du signal d'attaque, et constituer un accessoire très précieux pour les possesseurs d'un oscilloscope à simple base de temps ! C'est d'ailleurs si vrai que quelques modèles d'oscilloscopes commerciaux incorporent un tel dispositif, permettant ainsi de pallier l'inexistence de la double base de temps ! Cela apparaît dans la liste des caractéristiques sous la syntaxe « Déclenchement retardé ». Bien

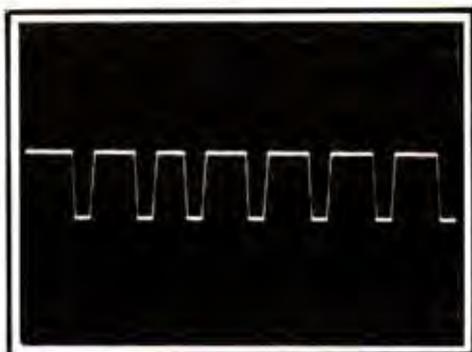


PHOTO E
Mêmes signaux en vitesse 1 ms/div.

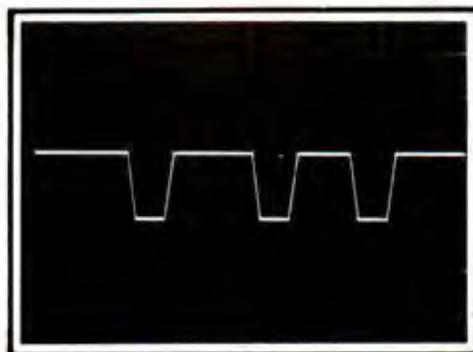


PHOTO F. - Mêmes signaux en vitesse 0,5 ms/div. Les limitations sont les mêmes qu'en mode double trace.

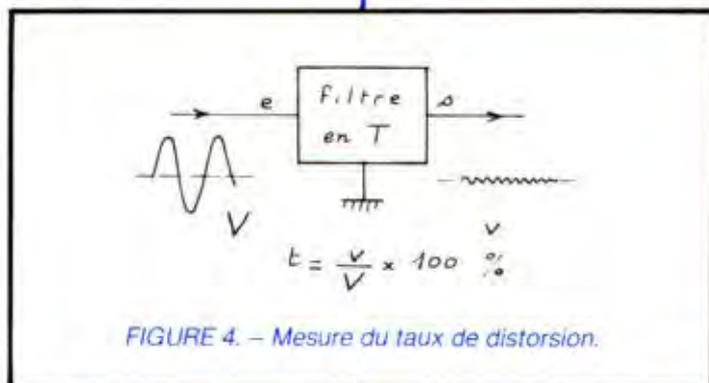


FIGURE 4. - Mesure du taux de distorsion.

sûr, c'est un complément particulièrement intéressant, comme nous venons de le voir. Dans ce cas, comme dans le cas du montage annexe extérieur, le monostable doit disposer d'une large gamme de durées ajustables : de la micro-seconde à la seconde, environ. Si le système est incorporé dans l'oscilloscope, cette commande de durée est faite à l'insu de l'utilisateur, par le sélecteur des vitesses de balayage.

Les photos G et H montrent une autre application des principes évoqués plus haut. Nous y voyons la mesure du taux de distorsion du générateur TBF3, décrit parallèlement dans cette revue. Rappelons le principe de cette mesure.

Un générateur sinusoïdal doit, en principe, fournir une sinusoïde parfaite, c'est-à-dire à distorsion nulle ! Pratiquement, ce n'est pas possible et cette onde possède en plus des composantes déformantes à fréquences multiples de celle de base, dite fondamentale. Ainsi, une sinusoïde de fréquence 1 000 Hz contiendra inévitablement un

peu de 2 000 Hz (harmonique 2), de 3 000 Hz (harmonique 3)... Le taux de distorsion caractérise le rapport existant entre ces harmoniques et le signal fondamental. Ainsi, si une sinusoïde d'amplitude 520 mV_{eff} contient 12 mV_{eff} d'harmoniques, ceux-ci représentent un rapport de 12/520 et un pourcentage de 12/520 x 100, soit un rapport de 0,023 et un pourcentage de 2,3 %. C'est le taux de distorsion de ce signal.

Seulement, le drame, c'est que fondamentale et harmoniques sont intimement mêlés ! La solution ? Simple : un filtre élimine complètement la fondamentale. Il reste alors seulement les harmoniques dont on peut mesurer l'amplitude.

G et H illustrent cette mesure se faisant suivant le principe de la figure 4. La sinusoïde traverse le filtre (voir article TBF3) pour la réalisation). Le résidu harmonique est envoyé vers l'oscilloscope.

- Pour G : observation simultanée de la sinusoïde sous test et du résidu. On

notera que ce dernier a une amplitude de quelque 10 mV_{cc} (10 mV/div), la sinusoïde faisant 10 V_{cc}. Le déclenchement sur le résidu est difficile à cause de sa forme très aléatoire, de sa fréquence élevée et de sa faible amplitude. C'est donc la sinusoïde qui assure le déclenchement dans ce mode double trace.

- Pour H : observation du résidu seul avec synchro externe par la sinusoïde. C'est la solution à adopter pour les oscilloscopes à simple trace.

Pour ce qui concerne l'oscillogramme I, nous abordons une autre application de l'oscilloscope : la vobulation.

Le principe est le suivant : certains composants ou montages ont un comportement qui varie avec la fréquence. Par exemple, un amplificateur a un gain fonction de la fréquence du signal amplifié. L'amplitude aux bornes d'un circuit accordé dépend de la fréquence.

Il est souvent indispensable d'étudier ce comportement avec précision. Deux méthodes sont possibles.

Le relevé de la courbe de réponse point par point. Le travail se fait « à la main ». Un générateur à fréquence variable et **niveau de sortie constant** alimente l'objet du test. Pour chaque fréquence de calage du générateur, une mesure de la caractéristique étudiée est faite. Un report sur graphique papier est effectuée. Lorsque la gamme des fréquences à tester est explorée, l'ensemble des points donne l'allure de la courbe de réponse. Généralement ces points sont reliés par un trait continu.

La méthode est précise, sûre... mais longue.

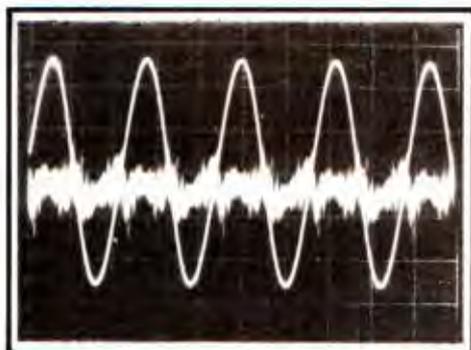


PHOTO G. - Mesure de la distorsion d'une sinusoïde. Déclenchement sur la sinusoïde. Observation du résidu harmonique sur l'autre voie.



PHOTO H. - Avec un simple trace, le résidu harmonique peut être observé de même, en synchronisant sur la sinusoïde, en mode « Sy Ext ».

La vobulation

La fréquence du générateur varie automatiquement et en suivant une loi connue (linéairement par exemple et pour simplifier). Le signal de sortie du montage sous test est envoyé vers l'entrée Y de l'oscilloscope. En même temps, le signal provoquant le glissement de fréquence (on dit la vobulation) provoque également le déplacement X du spot. Ainsi à chaque position x du spot correspond une fréquence. En ce point, l'amplitude Y figure le comportement du montage pour cette fréquence !

Le résultat est bien visible sur la photo I. Il s'agit ici d'un circuit accordé BF, du type LC. (Voir fig. 5). Un tel circuit, comme tous les circuits accordés, possède une fréquence de résonance, donnée par la formule de Thomson :

$$F = 1/2 \pi \sqrt{LC}$$

avec : L en henrys

C en farads

F en hertz

En dehors de cette fréquence critique, l'impédance du circuit LC est faible. Pour la fréquence de résonance, cette impédance tend vers l'infini. En fait, elle vaut alors :

$$Z_r = L/RC$$

R étant la résistance parasite de l'inductance.

Finalement, le montage de la figure 5 se comporte comme un pont diviseur de la tension fournie par le générateur : R_e côté haut et circuit LC, d'impédance Z, côté bas. La tension développée aux

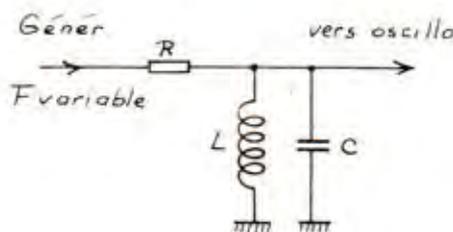


FIGURE 5. - Résonance d'un filtre.

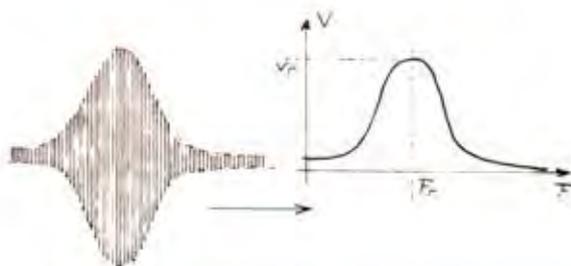


FIGURE 6. - Passage à la courbe de réponse.

bornes de Z est envoyée vers l'oscilloscope. Elle vaut :

$$U = V_g \times Z/(R + Z)$$

Si $Z \approx 0$ (hors résonance),

$$U \approx V_g \times 0/R \approx 0.$$

Si $Z \approx \infty$ (à la résonance),

$$U \approx V_g \times \infty/\infty \approx V_g.$$

C'est bien ce qui se passe sur la photo I. La fréquence injectée varie linéairement de 2 000 Hz (à gauche) à 20 000 Hz (à droite). L'amplitude de sortie est très faible au départ. Cette amplitude croît ensuite, pour atteindre

un maximum pour une valeur de l'ordre de 6 400 Hz, puis elle décroît à nouveau régulièrement. L'oscillogramme montre bien le comportement du circuit LC en fonction de la fréquence et illustre parfaitement le phénomène de la résonance !

En fait, ce qui est appelé courbe de réponse du circuit correspond au contour extérieur de l'oscillogramme I (voir fig. 6). On passe de I à cette courbe en intercalant entre le circuit LC et l'oscilloscope un circuit détecteur, constitué très simplement d'une diode

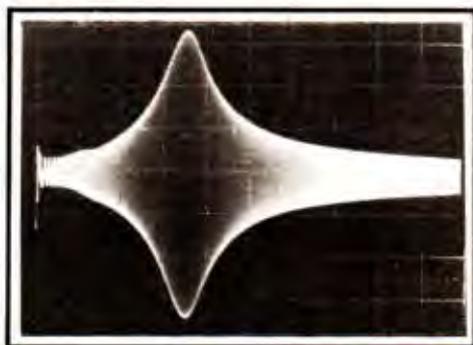


PHOTO I

Utilisation de la vobulation pour étudier la résonance d'un circuit accordé.

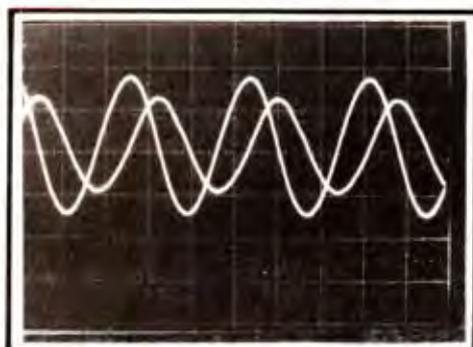


PHOTO J

Mesure des impédances. Ici la fréquence est trop basse.

et d'un condensateur réservoir (voir fig. 7). La diode charge le condensateur C à la tension de crête positive de chaque alternance du signal de sortie. Une tension continue variable avec l'amplitude de ce signal est ainsi obtenue et permet le tracé de la courbe de la figure 6. Cette méthode est toujours pratiquée pour les vobulateurs HF. Elle l'est moins avec les modèles BF, compte tenu de la difficulté de détection des fréquences basses. On utilise alors simplement l'attaque directe de l'oscilloscope, comme nous l'avons fait ci-dessus.

tantes de temps, il ne faut pas faire glisser trop vite la fréquence, faute de quoi les amplitudes n'ont pas le temps de s'établir correctement, d'où déformation de la courbe. Le TBF1038 vobule à 8 Hz environ, soit 125 ms par balayage !

Evidemment, à cette vitesse, l'oscillogramme clignote passablement. L'oscilloscope rémanent ou à mémoire commence alors à paraître utile ! Critère de bonne vitesse : l'amplitude à la résonance en mode vobulation doit être juste inférieure à celle obtenue en variant la fréquence à la main !

nérateur n'est pas d'une précision suffisante.

La méthode exposée ci-dessous s'applique tout particulièrement à la mesure des inductances de valeur assez élevée et qui sont souvent mal connues.

Le principe de la mesure est illustré en figure 8. L'impédance à mesurer (inductance ou condensateur) est placée en série avec une résistance fixe ou variable. L'ensemble est alimenté par un générateur BF sinusoïdal, à fréquence variable et **de masse distincte** de celle de l'oscilloscope.

La masse de cet oscilloscope est reliée au point commun Z et R. L'ampli vertical Y_1 mesure la tension aux bornes de Z et l'ampli Y_2 celle aux bornes de R. Les deux voies ont la **même sensibilité**. (V/div).

Le lecteur sait peut-être que l'impédance d'une bobine ou d'un condensateur dépend de la fréquence :

- Cas de la bobine : $Z = 2\pi FL$
- Cas du condensateur : $Z = 1/2\pi FC$

Z en ohms

F en hertz

L en henrys ou C en farads.

Comme Z et R sont en série, l'intensité qui les traverse est la même. Dans ces conditions, les tensions aux bornes des deux éléments sont égales si :

$$Z = R$$

Connaissant la valeur de R (avec un ohmmètre), on en déduit celle de Z. Puis on reporte la fréquence (fréquencemètre numérique ou cadran du générateur) et cette valeur de Z dans l'une des formules ci-dessus. Un coup de calculatrice et l'on obtient la valeur de L ou celle de C.

Pour expérimenter cette méthode, nous avons repris l'inductance BF ayant servi aux essais de vobulation et nous l'avons placée en série avec une résistance fixe de 4 760 Ω très exactement (ohmmètre numérique). Puis, les branchements de la figure 8 effectués, nous avons fait varier la fréquence.

- Si cette fréquence est trop faible, l'amplitude aux bornes de Z est plus faible que celle aux bornes de R : $Z < R$ (parce que Z est une inductance L, ce serait le contraire avec un condensateur (voir photo J).

- Si cette fréquence est trop élevée, c'est le contraire avec $Z > R$. Voir photo K.

- Il faut parvenir à l'égalité des deux tensions, comme le montre la photo L, pour laquelle la fréquence donne des

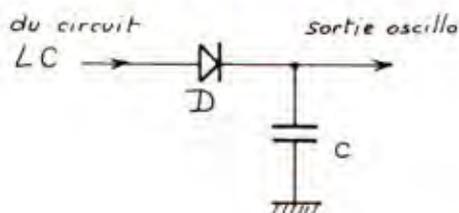


FIGURE 7

Détection pour passage à la courbe de réponse.

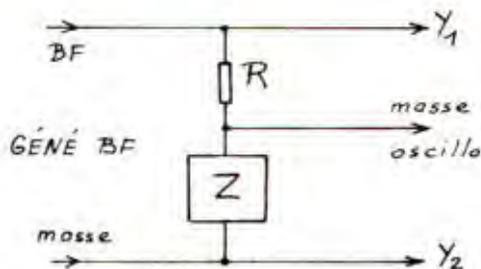


FIGURE 8. - Mesure des impédances.

L'oscillogramme I a été obtenu avec un oscillateur à glissement linéaire (fréquence variant linéairement dans le temps), le générateur utilisé étant le TBF1038 de l'auteur de ces lignes. Dans ce cas, il est indiqué d'employer le balayage interne de l'oscilloscope, lequel est aussi linéaire. Il suffit alors d'un top de synchro, généré par le vobulateur, pour déclencher la base de temps et assurer un départ à chaque début de la rampe de vobulation.

Une difficulté qu'il est bon de signaler : une vobulation BF doit être lente. Les circuits BF ayant de fortes cons-

L'oscilloscope permet une mesure facile et précise des impédances et, de ce fait, des inductances et des capacités. Pour cela il est nécessaire de disposer :

- d'un oscilloscope à double trace ;
- d'un générateur BF sinusoïdal ;
- d'un fréquencemètre numérique, dans la mesure où l'étalonnage du gé-

Mesure des impédances

amplitudes égales. On a alors $Z = R$. Relevons la fréquence au cadran ou au fréquencemètre. Nous avons trouvé 2 675 Hz, lors de notre manipulation. Comme $R = 4\,760\ \Omega$, on en déduit que $Z = 4\,760\ \Omega$ aussi ! D'où :

$$Z = 2\pi fL$$

soit :

$$L = Z/2\pi f$$

$$L = 4\,760/2 \times 3,14 \times 2\,665$$

$$L = 4\,760/16\,807$$

$$L \simeq 0,28\ \text{H ou } 280\ \text{mH}$$

Conclusion

La bobine sous test mesure donc 280 mH à la fréquence de 2 665 Hz. A titre indicatif, la même bobine mesure 298 mH à 5 000 Hz et 316 mH à 500 Hz !

En matière de vérification, nous avons remplacé l'inductance en question dans le montage de la figure 5, avec $C = 5\,100\ \text{pF}$, et mesuré avec précision la fréquence de résonance du circuit obtenu. Nous avons trouvé $F = 4\,168\ \text{Hz}$.

Or, l'application de la formule de Thomson donne :

$$F = 1/2\pi\sqrt{LC}$$

$$= 1/2 \times 3,14 \sqrt{0,28 \times 5\,100 \cdot 10^{-12}}$$

soit : $F \simeq 4\,210\ \text{Hz}$, ce qui n'est pas mal du tout !

Nous devons avouer que ces mesures nous ont surpris par leur précision. Le procédé s'avère donc parfaitement valable pour la mesure des impédances. Il ne serait pas stupide de concevoir un appareil de mesure autour de la méthode en question...

La photo L permet d'avoir un ordre d'idée du déphasage existant entre les

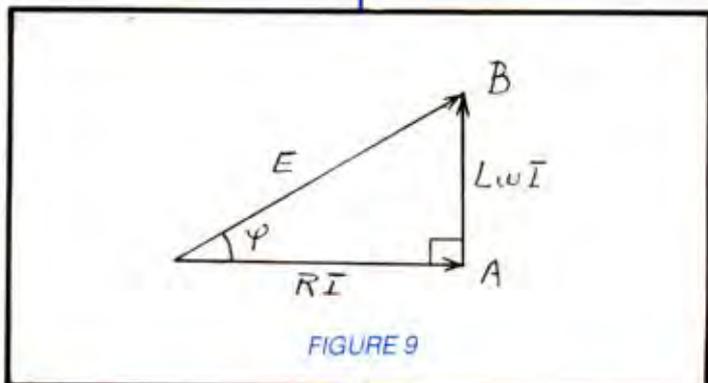


FIGURE 9

tensions aux bornes de R et de Z. On peut constater que l'écart entre les signaux est de l'ordre du quart de période. Ce qui correspond donc sensiblement à $360^\circ/4 = 90^\circ$.

Rappelons que la théorie nous indique justement un déphasage de 90° entre les tensions en question. Le résultat de nos essais est donc tout à fait satisfaisant, compte tenu des très faibles moyens mis en œuvre.

La figure 9 remet d'ailleurs les choses en mémoire. Le vecteur OA représente la tension aux bornes de R, en phase avec l'intensité I. Le vecteur AB représente la tension aux bornes de L. Il est perpendiculaire à OA. La somme vectorielle $\vec{OA} + \vec{AB} = \vec{OB}$ représente la tension appliquée à l'ensemble. L'angle BOA représentant le déphasage entre la tension E du générateur et l'intensité I du courant. La figure donne : $\text{tg } \widehat{BOA} = AB/OA = L\omega I/RI = L\omega/R$ ω étant la pulsation : $\omega = 2\pi f$

Dans notre cas, cela donne :

$$\text{tg } \widehat{BOA} = 0,28 \times 2 \times 3,14 \times 2\,665/4\,760$$

$$\text{tg } \widehat{BOA} \simeq 1,02$$

On tire :

$$\widehat{BOA} \simeq 45,6^\circ$$

Nous avons voulu mesurer ce déphasage à l'oscilloscope.

Nous avons obtenu un déphasage de 3,7 subdivisions pour une période de 6 divisions, soit 30 subdivisions. D'où un déphasage de : $360^\circ \times 3,7/30 \simeq 44,4^\circ$

Et nous jurons que ces chiffres ne sont pas trafiqués !

Si vous possédez un bon oscilloscope, un bon générateur BF et un fréquencemètre, nous vous conseillons vivement de faire de semblables mesures. Vous serez peut-être alors aussi étonné que nous de la qualité des résultats obtenus. Quant à ceux qui n'ont pas encore ces appareils de mesure, nous espérons que la lecture de ces lignes les incitera à les acquérir ou, pourquoi pas..., à les fabriquer !

F. THOBOIS

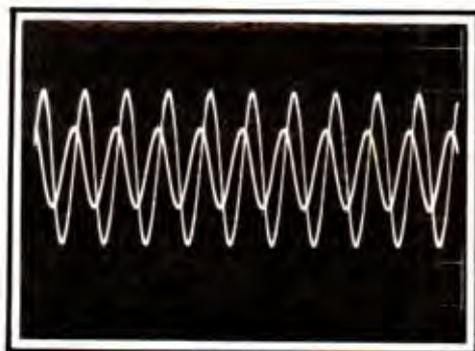


PHOTO K. – La tension aux bornes de Z (une inductance) est trop grande : la fréquence est trop élevée.

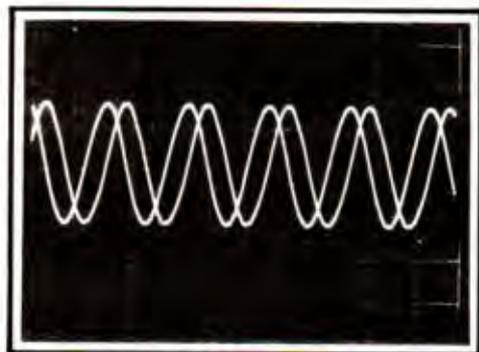


PHOTO L. – Il faut aboutir à ce résultat : égalité des tensions aux bornes de R et Z. Remarquer que le déphasage entre les deux tensions est très voisin du quart de période, donc de 90° .