

# ADAPTATEURS DU TFX3:



## capacimètre inductancemètre multimètre

**S**'IL est vrai que le TFX3 est déjà par lui-même un appareil très performant et à usages multiples, nous avons pensé que le fait de lui adjoindre des adaptateurs permettant d'accroître ses possibilités serait très apprécié par les réalisateurs. L'ensemble complet constituant un bloc de mesures, toutes directions, réellement exceptionnel.

Sur le plan pratique, nous avons voulu un ensemble compact, avec un minimum de fils volants, pour une mise en œuvre très rapide. L'ensemble des adaptateurs forme donc un coffret de même surface horizontale que le TFX3, un peu moins épais. Le TFX3 se pose sur ce coffret, ses pieds s'y verrouillent. L'ensemble complet ne donne pas l'impression d'un quelconque bricolage d'amateur, c'est le moins que l'on puisse dire ! Voir photo de présentation.

Le bloc des adaptateurs comprend :

### 1) Un capacimètre

– 2 gammes : la première en picofarads, de 0,1 pF à 10  $\mu$ F. Résolution de base : 0,1 pF. Maximum de 4 chiffres significatifs utilisables. La deuxième en nanofarads, montant à 10 000  $\mu$ F.

– Compensation du 0, permettant d'éliminer la résiduelle habituelle de ce type d'appareil.

– Précision 0,1 %.

### 2) Un inductancemètre

– 1 seule gamme de mesure de 20 nH à 1/2 h environ.

– Résolution de 20 nH. Précision 0,1 %.

– Système à mesure indirecte, nécessitant un petit calcul pour trouver la valeur de l'inductance.

– Mesure de l'inductance vraie en une seule manipulation.

### 3) Un multimètre numérique

– Montage donnant 10 000 points de mesure.

– Indication automatique de la polarité.

– Précision 0,1 %.

– Voltmètre continu, impédance 11 M $\Omega$  – 2 gammes : 0 à 10,000 V résolution 1 mV ; 0 à 100,00 V résolution 10 mV.

Extension par sonde de prélèvement.

– Voltmètre alternatif de mêmes caractéristiques. Montage à convertisseur « TRUE RMS » donnant la valeur de la tension efficace VRAIE, donc une mesure exacte, quelle que soit la forme du signal.

– Ohmmètre 4 gammes de 1  $\Omega$  à 10 M $\Omega$ .

Les 3 adaptateurs faisant partie d'un même bloc compact, nous les décrirons ensemble, traitant d'abord de la théorie des montages puis de la réalisation.

– I –

## Etude théorique

### 1) Le capacimètre. Voir figure 1.

Le cœur du montage est un monostable bâti autour d'un circuit ICM7555 de Intersil. (version CMOS du fameux 555 !). C'est IC<sub>2</sub> de la figure 1.

Un tel monostable délivre, lorsqu'il est déclenché, une impulsion positive dont la durée est une fonction linéaire de la capacité :  $T = k RC$ . Si  $C_x$ , la capacité mesurée on a alors :

$T = K \cdot C_x$ . Il suffit alors de choisir convenablement la résistance R de la constante de temps, pour que la mesure à l'impulsimètre numérique donne l'affichage de la vraie valeur du condensateur.

Ainsi, avec  $R \approx 1 M\Omega$ , la durée générée est de l'ordre de 1  $\mu$ s par picofarad. Comme l'affichage du TFX3,

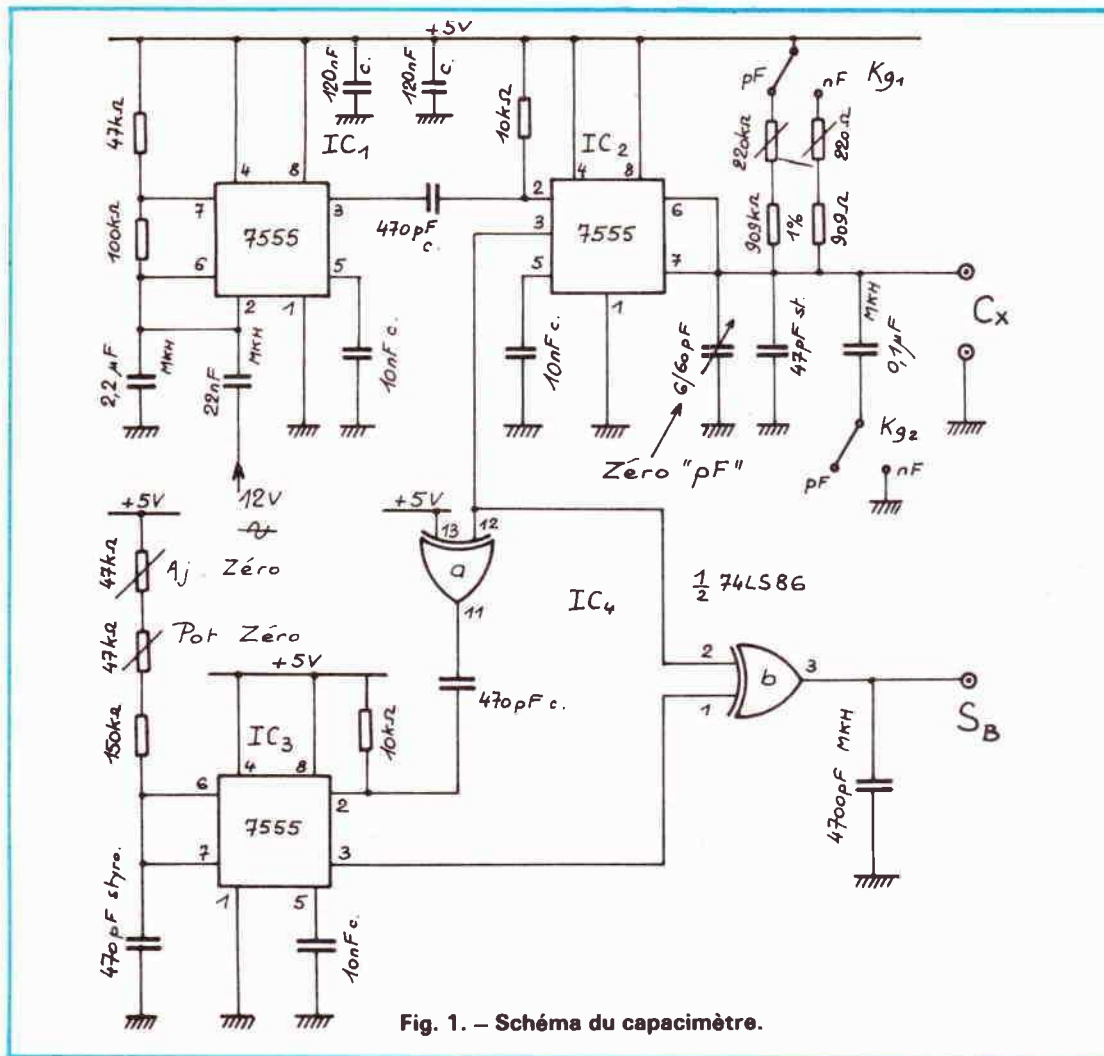


Fig. 1. - Schéma du capacimètre.

en impulsiomètre, gamme 1, se fait en  $1/10 \mu s$ , on va lire le  $1/10$  de pF. Comme la capacité du compteur est alors de 9 999 999,9 le TFX3 permet de mesurer jusque  $10 \mu F$  dans cette gamme. C'est déjà presque suffisant ! Attention cependant : ne croyons pas naïvement que les  $10 \mu F$  vont être mesurés au  $1/10$  pF près ! Nous en serons loin, car cela supposerait une précision de l'ordre de  $10^{-8}$  ! En réalité, l'impulsion produite est inévitablement affligée d'un Jitter (fluctuation) notable dont l'effet est de plus en plus visible quand le nombre de chiffres significatifs affichés augmente. Pour ce qui concerne le montage décrit, quelle que soit la valeur affichée, on obtient toujours un maximum de 4 chiffres (les plus significatifs) parfaitement stables, les chiffres les moins significatifs étant de plus en plus anarchiques.

Cet effet est inévitable et provient de multiples causes : incertitude sur le seuil de basculement du trigger interne de 7555, bruit de l'alimentation, induction du réseau et du condensateur mesuré, etc.

Pour fixer les idées : la mesure d'un condensateur marqué  $1000 \text{ pF}$ ,  $1 \%$ , nous donne  $1003,1$  ou  $1003,2 \text{ pF}$ . Voir photo J. Soit un battement de 1 point sur le 5<sup>e</sup> chiffre ! Un condensateur marqué  $22 \text{ nF}$  donne  $21986$ , ...ou  $21987$ , ...pF. (les  $1/10 \text{ pF}$  ne signifient plus rien !). Un condensateur marqué  $2,2 \mu F$  donne  $22026$ ..., ...ou  $22028$ ... pF, les chiffres remplacés par des points devenant anarchiques.

Ces résultats montrent que la précision intrinsèque du montage est de l'ordre de 1 point pour 10 000, soit  $0,01 \%$ . Il faut cependant compter avec la qualité de

l'étalonnage et sa tenue dans le temps. Il est donc prudent de ne pas espérer plus de  $0,1 \%$ , ce qui est déjà remarquable !

Avec une  $R \approx 1 \text{ k}\Omega$ , la durée générée est de l'ordre de  $1 \mu s$  par nanofarad. La deuxième gamme ainsi obtenue affiche alors le  $1/10 \text{ nF}$  avec un maximum théorique de  $10\,000 \mu F$ , ce qui nous semble parfaitement suffisant, sinon superflu ! La capacité d'un condensateur chimique étant assez aléatoire pour ne pas nécessiter des efforts vains.

Si de très nombreux capacimètres ont été décrits dans cette revue ou d'autres, le plus souvent, pour ne pas dire toujours, leurs auteurs ne se sont pas préoccupés de la valeur résiduelle affichée par leurs montages, sinon pour dire qu'il fallait la retrancher de toute valeur mesurée et lue ! Nous avons jugé cette soustraction assez agaçante

pour essayer de l'éviter. C'est ce qui est fait dans le montage décrit ! Mais observons maintenant la figure 1 pour voir comment le monostable de base est actionné et utilisé.

IC<sub>2</sub> est déclenché par un générateur d'horloge IC<sub>1</sub>. C'est encore un 7555, monté cette fois en oscillateur type astable. La fréquence d'horloge est de l'ordre de  $0,5 \text{ Hz}$ . Le signal de sortie, prélevé sur le picot 3 est différencié par la liaison capacitive, les pointes négatives du signal assurant le basculement de IC<sub>2</sub>. Sans précaution particulière, les mesures étaient affligées d'un Jitter considérable, ne permettant d'obtenir que 3 chiffres significatifs stables. Une analyse du défaut montra que cette fluctuation était due pour une part importante à l'induction inévitable du  $50 \text{ Hz}$  du réseau sur les circuits du capacimètre, donnant soit un léger allongement de la durée soit un léger raccourcissement, selon la position de la phase de mesure par rapport à la phase du secteur.

Faute de pouvoir éliminer complètement cet effet, la solution consiste à synchroniser le générateur d'horloge sur le réseau. Du coup la position de la phase mesure devient constante par rapport à la phase secteur et les résultats sont 10 fois plus stables : on passe alors aux 4 chiffres significatifs stables annoncés ! Il suffit d'appliquer le  $12 \text{ V}$  alternatif du transfo d'alimentation sur IC<sub>1</sub>, via un condensateur de  $22 \text{ nF}$  !

La partie inférieure de la figure 1 est destinée à l'élimination de la résiduelle ! L'impulsion de sortie de IC<sub>2</sub> est envoyée aux portes a et b de IC<sub>4</sub> (utilisé à moitié). Rappelons la table de vérité de ces portes, type « OU exclusif ».

e <sub>1</sub>	e <sub>2</sub>	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

La porte a, avec  $e_1$  à +5 V, donc à 1, travaille selon les lignes 3 et 4 de la table, c'est-à-dire en inverseur. Le créneau positif de  $IC_2$  sort donc en négatif. Il est différencié par la liaison capacitive et c'est par conséquent le front AVANT qui provoque le déclenchement du second monostable  $IC_3$ . Celui-ci génère une impulsion dont la durée est de l'ordre de la résiduelle de  $IC_2$ , soit de 100  $\mu$ s environ. Les impulsions de  $IC_2$  et de  $IC_3$  sont alors transmises à b de  $IC_4$ . Voir aussi figure 2. La sortie de cette porte ne passant à 1 que si les entrées  $e_1$  et  $e_2$  sont à des niveaux différents, fait la soustraction entre la sortie de  $IC_2$  et celle de  $IC_3$ . Si la valeur ainsi déduite est exactement égale à la résiduelle de  $IC_2$ , alors l'impulsimètre affichera la vraie valeur de  $C_x$ , donnant 0 si  $C_x = 0$ .

Comme cette résiduelle est de l'ordre de 100  $\mu$ s, la valeur exacte nécessaire est ajustée par la résistance variable de la constante de temps de  $IC_3$ .

Notons la présence du potentiomètre de 0, accessible sur la face avant de l'appareil et d'une ajustable série destinée à amener ce potentiomètre au milieu de sa course pour le bon réglage.

Côté  $IC_2$ , la résiduelle parasite étant un peu faible, elle est volontairement allongée par l'apport de capacités connectées en permanence aux bornes  $C_x$ . On a ainsi environ 100 pF en gamme « pF » et 100 nF en gamme « nF ».

Enfin, malgré les qualités des circuits LSTTL, ces derniers ne sont pas parfaits. Ainsi, contrairement au diagramme idéal de la figure 2, la réalité montre que la sortie de  $IC_4/b$  présente des impulsions très fines à l'instant des changements de niveaux des entrées (transitoires de commutation). Ces impulsions, pratiquement invisibles à l'oscilloscope, même performant, sont hélas actives sur le TFX3. Ce dernier a donc tendance à afficher, dans le cas de  $C_x = 0$ , des résultats aberrants. Pour éviter cela, la

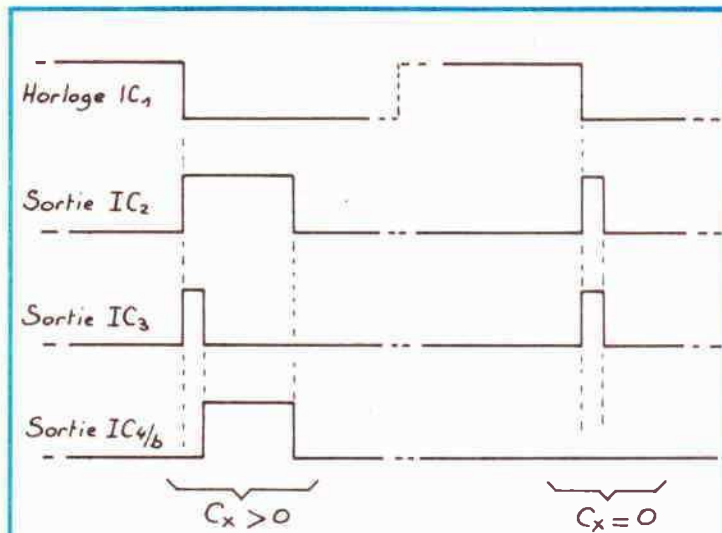


Fig. 2. — Signaux essentiels du capacimètre.

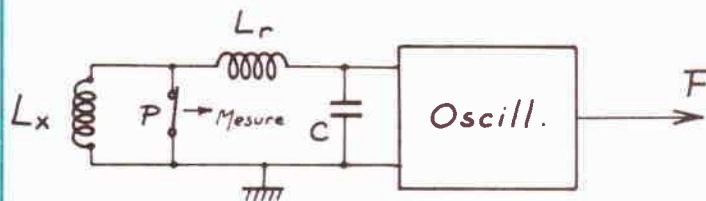


Fig. 3. — Principe de l'inductancemètre.

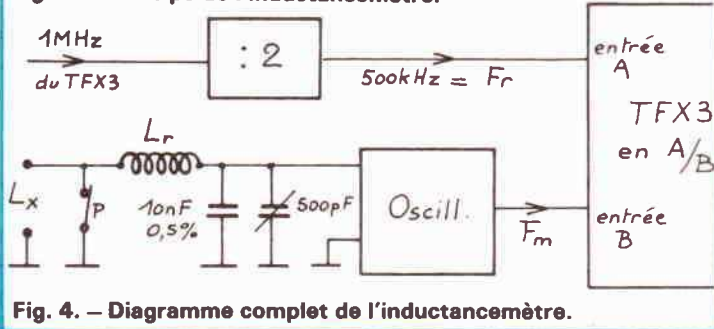


Fig. 4. — Diagramme complet de l'inductancemètre.

sortie de b est « filtrée » par un simple condensateur de découplage. Ce condensateur permet d'éliminer les comptages anormaux, au voisinage du 0, en créant une petite « zone morte » autour de cette valeur. Il a fallu choisir la valeur minimum compatible avec un bon fonctionnement.

A ce sujet, signalons que dans sa fonction « impulsimètre », les circuits internes du 7226, sont activés par les impulsions mesurées, ainsi c'est l'impulsion suivante qui provoque l'affichage du résultat précédent avec remise à 0 des compteurs. Donc si vous mesurez un condensateur, le TFX3 vous indique la valeur en mesure répétitive. Cependant, condensateur enlevé, il n'y a plus d'impulsion de sortie et le TFX3 conserve à l'affichage le précédent résultat

et le conserverait indéfiniment si une remise à 0 manuelle n'était pas faite ! C'est d'ailleurs la raison d'être de la touche RAZ de cet appareil. Cette remise à 0 est inutile si une seconde mesure suit la première, car les nouvelles impulsions provoquent la RAZ interne et l'ancien affichage est remplacé par le nouveau.

L'ensemble du capacimètre est alimenté en +5 V. Une alimentation autonome est prévue. Il est formellement déconseillé d'utiliser le +5 V du TFX3 pour cette alimentation, car cela conduirait à un jitter très important. Consommation : 10 mA.

## 2) L'inductancemètre

### a) Principe de la mesure. Voir figure 3.

Un oscillateur LC délivre une fréquence de sortie F

dont la valeur est donnée par la formule de Thomson

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C}}$$

Au repos, l'inductance  $L_r$  retourne directement à la masse par le poussoir P, éliminant l'inductance  $L_x$  éventuellement branchée aux bornes de mesure. Seule  $L_r$  compte donc et la fréquence obtenue est

$$F_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C}}$$

En appuyant sur le poussoir P, l'inductance à mesurer se branche en série avec  $L_r$  et l'oscillateur prenant en compte cette association  $L_m = L_x + L_r$  (des inductances en série s'ajoutent) donne une fréquence

$$F_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C}}$$

Cette fréquence  $F_m$  étant plus basse que la fréquence  $F_r$ , puisque  $L_m > L_r$ . Si nous faisons le rapport des deux fréquences :

$$\frac{F_r}{F_m} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C}} :$$

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_m \cdot C}} = \frac{L_m}{L_r}$$

Après simplification. Elevons au carré

$$\frac{L_m}{L_r} = \left(\frac{F_r}{F_m}\right)^2$$

$$\text{soit } L_m = L_r \times \left(\frac{F_r}{F_m}\right)^2$$

$$\text{Or, } L_m = L_x + L_r \text{ d'où}$$

$$L_x = L_r \times \left(\frac{F_r}{F_m}\right)^2 - L_r$$

Les valeurs des composants  $L_r$  et  $C$  sont choisies pour avoir une fréquence  $F_r$  de repos de 500 kHz. Soit  $L_r = 10 \mu$ H et  $C = 10\,132$  pF.

Notons cette valeur importante de  $C$ , masquant complètement la faible capacité parasite de  $L_r$ .

Le diagramme pratique de l'inductancemètre est donné par la figure 4.

La fréquence de repos  $F_r$  est « mémorisée » par un diviseur par 2 délivrant du 500 kHz, à partir du 1 MHz de la base de temps du TFX3.



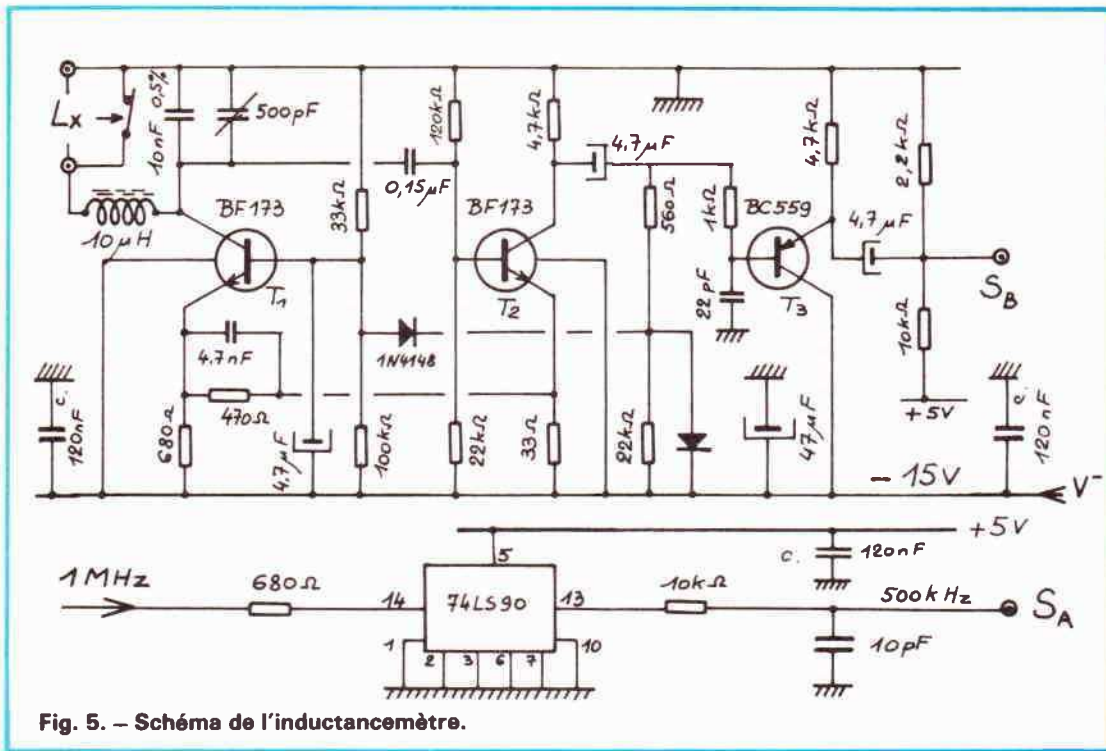


Fig. 5. - Schéma de l'inductancemètre.

La fréquence  $F_m$  est fournie par l'oscillateur précédent.

Le TFX3 est chargé de faire le calcul de  $F_r/F_m$  en fonction ratiomètre A/B.

Au repos, l'oscillateur ne voit que  $L_r$  et délivre donc du 500 kHz envoyé sur l'entrée B du TFX3, tandis que l'entrée A reçoit aussi du 500 kHz. Le TFX3 doit donc afficher un rapport de 1,000 en gamme 1000. Un condensateur variable de 500 pF assure le tarage du montage en ajustant la valeur de  $F_m$  à la valeur idéale de 500 kHz.

En appuyant sur le poussoir P, l'entrée A reçoit toujours le 500 kHz, mais l'entrée B reçoit la nouvelle fréquence  $F_m$  donnée par  $(L_x + L_r)$ . Le TFX3 affiche le rapport des fréquences avec 3 décimales.

Pour les valeurs choisies, la formule de calcul de l'inductance inconnue est

$$L_x = 10 \times \left(\frac{A}{B}\right)^2 - 10 \text{ en } \mu\text{H}$$

On note donc le rapport A/B affiché par le TFX3, on l'élève au carré, on le multiplie par 10, puis on soustrait 10 du résultat. La valeur obtenue est en microhenrys. Cela va très vite avec une calculatrice élémentaire. Notons que si cette calculatrice

ne possède pas une touche spécifique pour les carrés, il suffit généralement de faire le processus suivant pour les obtenir :

Nombre, X, = .  
c'est-à-dire introduire le rapport A/B, appuyer sur la touche de multiplication, puis sur celle de résultat, pour avoir le carré de A/B. Il reste à multiplier par 10 et à enlever 10 !

Quelques remarques :  
- La valeur minimum de A/B est 1,001 correspondant à une inductance de

$$L_x = (1,001)^2 \times 10 - 10 = 0,02001 \text{ soit } 20 \text{ nH !}$$

Cela nous donne la résolution de l'appareil. Une telle valeur correspond à l'inductance d'un morceau de fil droit de 2 ou 3 cm.

- Si l'inductance  $L_x$  possède une capacité aux bornes (circuit accordé), cette capacité se trouve être en série avec la capacité répartie de  $L_r$ . Celle-ci étant très faible (quelques pF), la capacité de  $L_x$  est relativement masquée par cette faible valeur et par conséquent elle intervient très peu dans la mesure. Celle-ci donne donc ce que l'on appelle l'inductance VRAIE de la bobine et non pas son inductance APPARENTE, valeur supérieure à la première, car tenant compte

de la capacité aux bornes tant réelle que parasite.

Signalons que les autres méthodes de mesure habituelles sont toujours des mesures de la valeur APPARENTE et cela constitue un élément très positif du montage que nous décrivons. Si nous ajoutons à cela la précision escomptée de 0,1 %, la remarquable résolution de

20 nH, totalement inaccessible par les méthodes classiques, la mesure de 20 nH à presque 1/2 henry, en une seule gamme, la simplicité de la mise en œuvre, nous pensons que notre inductancemètre apporte une solution très originale et simple dans un secteur de mesure où il existe manifestement une grosse lacune chez les amateurs... et les autres ! Et cela contribuera à estomper un peu le seul point négatif : la nécessité de procéder au petit calcul dont nous avons expliqué la raison !

Mais examinons maintenant le schéma de détail. Figure 5.

### b) Etude du schéma

La difficulté majeure du montage était de trouver un schéma d'oscillateur acceptant de fonctionner correctement en partant d'une self de 10 µH, et allant jusqu'à plusieurs centaines de millihenrys, en une seule gamme et avec un condensateur d'accord de 10 nF !

Nous avons heureusement trouvé la solution dans une note d'application de ITT. Il s'agit d'un oscillateur à 2 étages, avec limitation automatique de l'amplitude. Le

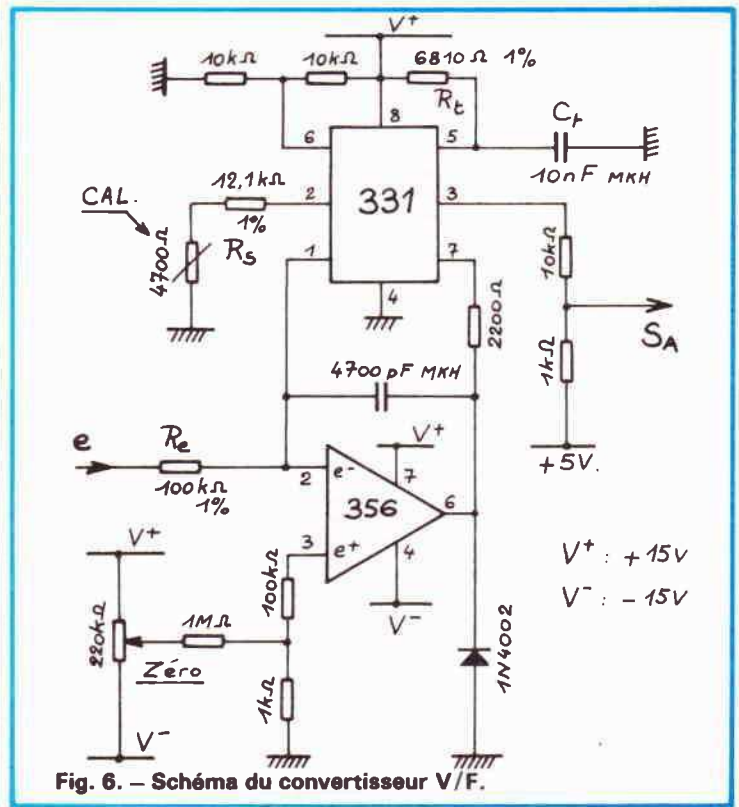


Fig. 6. - Schéma du convertisseur V/F.

transistor  $T_1$  est monté en base commune, en polarisation commandée. Le circuit accordé est dans le collecteur. Pour que les points de mesure soient côté masse, le montage est alimenté par les émetteurs, en  $-15\text{ V}$ . L'oscillation est prélevée sur le collecteur de  $T_1$  et appliquée sur la base de  $T_2$  qui l'amplifie. La HF sortant de  $T_2$  est redressée par diode. La tension d'autant plus négative que la HF est forte contrôle la polarisation de  $T_1$  en réglant son niveau d'oscillation. Dans ces conditions l'amplitude

aux bornes de L est remarquablement constante.

Le signal obtenu est prélevé par  $T_3$  monté en collecteur commun. Il est enfin transmis capacitivement à l'entrée B du TFX3, un diviseur de tension, polarisant convenablement l'entrée « e » de B. Il faut en effet avoir un niveau compatible avec la porte LSTTL, type trigger de Smdit du TFX3.

Le  $1\text{ MHz}$  prélevé dans le TFX3 est divisé par 2, dans une partie de 74LS90.

Le  $500\text{ kHz}$  obtenu est filtré par une cellule RC avant

d'être envoyé sur l'entrée A du fréquencemètre.

L'alimentation de l'inductancemètre nécessite du  $-15\text{ V}$  et du  $+5\text{ V}$ . De sérieux découplages sont indispensables pour une bonne stabilité.

### 3) Le multimètre

#### a) Le convertisseur V/F

Le cœur du multimètre est un convertisseur Tension-Fréquence intégré de type LM331, fabriqué par NS. Ce circuit bon marché est cependant doté d'excellentes caractéristiques et en particulier

possède une linéarité remarquable. N'ayant pas l'intention de transformer cet article en roman-fleuve, nous n'entrerons pas dans le détail du fonctionnement de ce convertisseur. Que ceux qui veulent en savoir davantage se reportent au Data-Book de NS ! Il suffit de savoir que le montage délivre une fréquence de sortie F telle que :

$$F = \frac{-V_e}{2,09\text{ V}} \times \frac{R_s}{R_e} \times \frac{1}{R_t \cdot C_t}$$

$V_e$  est la tension d'entrée mesurée. Cette tension doit être négative.

$R_e$  est la résistance d'entrée du montage.

$R_s$  est la résistance de calibration déterminant le gain du montage.

$R_t$  et  $C_t$  sont les éléments de la constante de temps du monostable interne.

Tous ces composants doivent avoir une bonne stabilité.

Le LM331 peut parfaitement fonctionner seul, mais son association avec un ampli OP permet d'avoir un meilleur fonctionnement pour les tensions d'entrée faibles. Par ailleurs, la réponse du montage aux variations de la tension d'entrée est plus rapide. Le réglage d'offset de l'ampli OP permet le calage du 0 de l'appareil assurant une fréquence de sortie nulle pour une tension  $V_e$  nulle. Notons que le circuit d'offset a été choisi pour pouvoir utiliser soit un LF356 soit un LM308. Dans ce dernier cas, il faudrait ajouter le condensateur de compensation de  $100\text{ pF}$ , entre picot 8 et masse.

La sortie du LM331 est normalement compatible TTL, son alimentation se faisant sous  $+5\text{ V}$ . Cependant, pour éviter toute saturation de l'entrée A du TFX3, nous avons prévu un diviseur de tension.

Le convertisseur à LM331 ne peut mesurer que des tensions NEGATIVES. Il est prévu ici pour mesurer de 0 à  $10\text{ V}$ , donnant en sortie une fréquence de 0 à  $10\,000\text{ Hz}$ . Si l'affichage du TFX3 est en Hz (gamme 100) nous obtenons

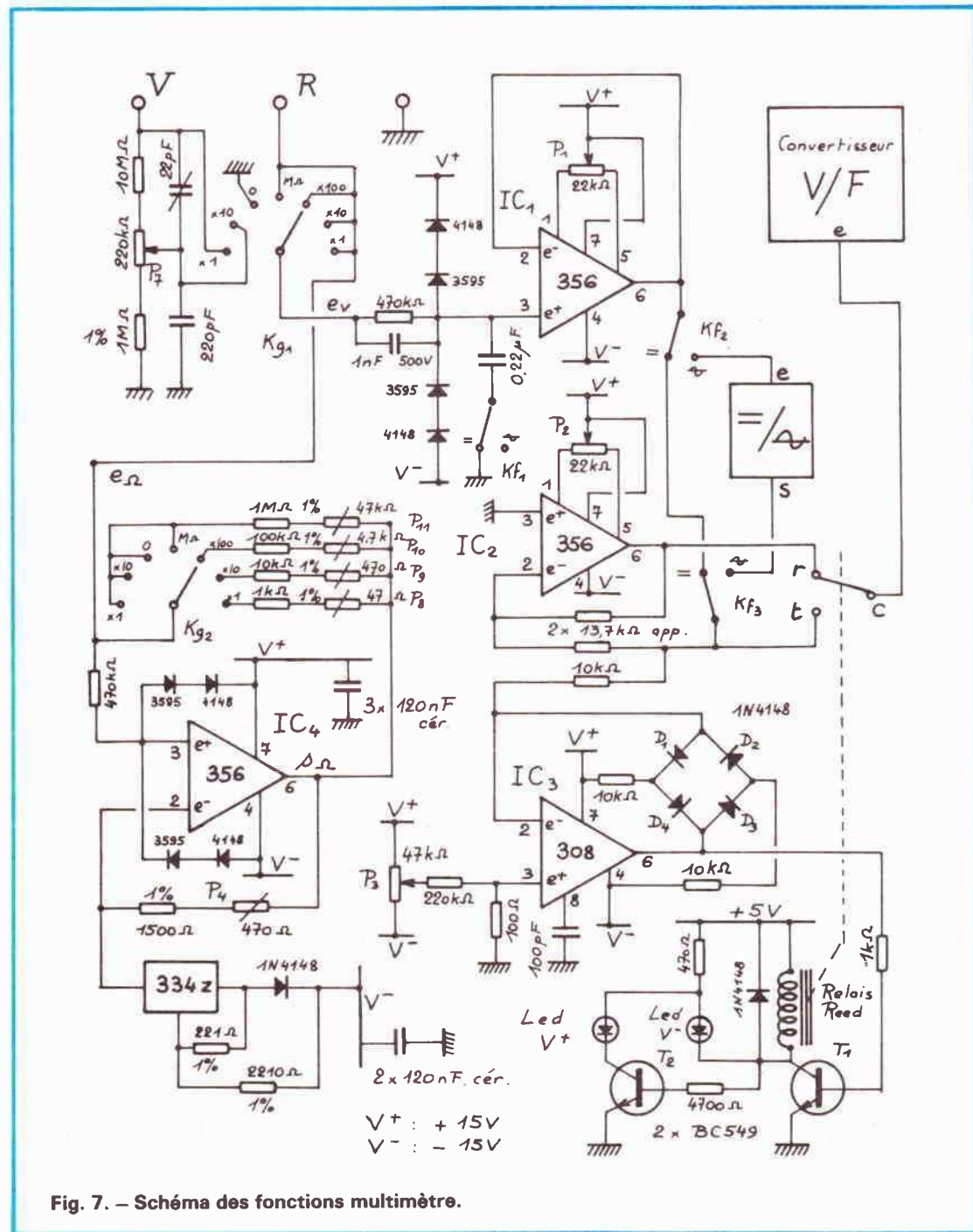


Fig. 7. - Schéma des fonctions multimètre.



nons un voltmètre 10 000 points, ce qui est tout de même bien mieux que les 2000 points de multimètres courants. Bien sûr il faut un fréquencemètre capable de fonctionner parfaitement jusque 1 Hz, correspondant à 1 point, soit à 1 mV. Cela ne pose aucun problème pour le TFX3, même en entrée capacitive A.

Le signal de sortie est constitué par les impulsions courtes du monostable interne se répétant plus ou moins vite selon la tension mesurée. Pour une fréquence basse ; nous sommes donc en présence d'un signal rectangulaire fortement dissymétrique.

La linéarité promise par NS est de  $\pm 0,03\%$ , ce qui équivaut à  $\pm 3$  points pour les 10 000 de la pleine échelle. Un tel résultat serait parfait, mais la réalité est un peu moins bonne. Pratiquement nous avons constaté que de 0 à 5 000 points, la linéarité est parfaite : meilleure que 1 point pour 5 000 ! Par contre entre 5 000 et 10 000 points l'affichage est progressivement majoré, donnant pour 10 000 points quelques 20 points en trop. Notons cependant que cette majoration est presque linéaire et peut donc être déduite sans difficulté permettant de retrouver la tension vraie. Notons aussi que 20 points pour 10 000, correspondent à  $0,2\%$  ou à  $\pm 0,1\%$ . Comme cela correspond à la précision escomptée, il n'y a pas lieu d'être déçu !

Signalons que NS consulté nous a répondu par l'intermédiaire de son ingénieur conseil d'une manière évasive. C'est d'ailleurs presque toujours le cas, les conseils restant très théoriques et inexploitable. En fait l'utilisateur d'un circuit intégré doit se débrouiller seul, faute de pouvoir consulter le concepteur même du circuit ! On nous a conseillé de choisir une version moins économique du 331. En fait ce circuit existe dans 12 qualités : LM331, LM331A, LM231,

LM231A, LM131 et LM131A, les versions en boîtier métallique rond (H) étant meilleures que celles en boîtier plastique (N). Bien sûr, le prix grimpe en même temps que la qualité et même beaucoup plus vite. Par ailleurs les distributeurs ne stockent que les versions les plus courantes, donc les moins chères.

Nos essais ont été menés avec des LM331N et des LM331AN, sans différences notables. Cependant nous avons conseillé à la maison Selectronic de tenir en stock le LM231AN et le LM331AN, selon les disponibilités.

Pour transformer le convertisseur V/F en multimètre il faut lui donner une haute impédance d'entrée, prévoir plusieurs gammes, mesurer aussi bien les tensions positives que négatives. Un ohmmètre est nécessaire. Une mesure des tensions alternatives est souhaitable. Par contre nous n'avons pas jugé utile de prévoir une mesure des intensités. Il est toujours possible de monter des shunts extérieurs.

**b) Entrée à haute impédance.** Se reporter à la figure 7.

Les 100 k $\Omega$  d'entrée du LM331 sont insuffisants. Nous le faisons donc précéder par un suiveur de tension, réalisé avec un ampli OP à FET d'entrée : le LF356. Un réglage de l'offset est nécessaire pour le calage du 0. (IC<sub>1</sub> et ses composants). La cellule de protection de l'entrée à résistance série de 470 k $\Omega$  et diodes, permet de garantir l'immunité absolue du circuit en cas de surtensions. Nous n'avons prévu que 2 gammes internes : 0 à 10 V en direct et 0 à 100 V, à travers un diviseur étalonnable. Pour mesurer des tensions plus élevées, il est bien préférable de monter une sonde atténuatrice externe. En continu l'entrée du Bifet est découplée à la masse par un 0,22  $\mu$ F. Ce découplage est supprimé en alternatif. L'impédance d'entrée est de l'ordre de 11 M $\Omega$ .

### c) Mesure des tensions positives

Comme le LM331 n'admet que des tensions négatives, toute tension positive doit être inversée. Pour cela nous avons monté un ampli OP, IC<sub>2</sub> de gain rigoureusement égal à -1. Le gain étant égal au rapport des résistances de 13,7 k $\Omega$ , celles-ci doivent être appariées à moins de 0,1 % près. Dans la maquette nous avons fait usage de résistances de précision, de marque Vishay et de tolérance 0,01 %. Ce luxe est difficilement recommandable, compte tenu du prix de ces composants. La maison Selectronic veillera donc à vous fournir deux résistances 1 % soigneusement triées. Le Bifet garantit l'inexistence pratique de courants d'entrée perturbateurs. L'offset doit être corrigé. L'ampli inverseur est relié en permanence, en continu, à la sortie de IC<sub>1</sub>. On dispose donc toujours de la tension à mesurer en polarités négative et positive. Il suffit alors de choisir la négative pour l'envoyer vers le LM331. Ce choix doit se faire automatiquement à l'insu de l'utilisateur.

### d) Choix de la polarité

La mission est confiée à un montage détecteur de 0. On utilise un LM308 : IC<sub>3</sub>.

Ce circuit est monté en ampli inverseur, attaqué sur e<sup>-</sup> par la tension issue de IC<sub>1</sub>. Cependant, la classique résistance disposée entre e<sup>-</sup> et sortie et qui détermine le gain est remplacée par un pont de diodes D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub>. Si la tension de sortie est inférieure au seuil des diodes, IC<sub>3</sub> tend à se mettre en boucle ouverte, donc à très grand gain. Si la tension de sortie dépasse le seuil des diodes, l'ampli se bloque. Le résultat est tel qu'il suffit d'une tension inférieure à 1 mV, pour faire passer la sortie à sa valeur limite. Cette valeur est de l'ordre de 600 mV, car les diodes D<sub>3</sub> et D<sub>4</sub> sont rendues légèrement passantes par une alimentation entre V<sup>+</sup> et V<sup>-</sup>.

+ 1 mV donne - 600 mV  
et - 1 mV donne + 600 mV

Si la tension d'entrée dépasse  $\pm 1$  mV, la tension de sortie n'augmente que très peu. Le réglage d'offset du LM308 permet de régler avec précision le point de basculement du circuit.

Le tension de sortie du LM308 alimente un transistor chargé par un relais REED.

Lorsque la tension de sortie LM308 est positive, le relais colle et passe au travail. Il est au repos pour une sortie négative.

Le contact inverseur du relais opère le choix entre sortie IC<sub>1</sub> et sortie IC<sub>2</sub>. La tension négative prélevée va vers le LM331, via le commun de l'inverseur. Lorsque la tension à l'entrée V du multimètre est négative, le LM308 reçoit du négatif et sa sortie est positive : le relais est au travail, le LM331 relié à IC<sub>1</sub>. Une diode LED « V- » jaune s'allume sur le panneau avant.

Lorsque la tension mesurée est positive, tout le processus s'inverse. La diode jaune s'éteint, mais le transistor T<sub>2</sub> devient conducteur et allume la diode rouge V<sup>+</sup>. A l'usage, le fonctionnement du système est absolument parfait. L'indication correcte de la polarité se fait dès le premier point affiché. Si des résistances précises sont associées à IC<sub>2</sub>, l'erreur d'affichage, par inversion de la polarité de la tension mesurée, est au plus égale à 1 point.

### e) Ohmmètre

Nous avons conservé le schéma utilisé dans nos différents multimètres précédemment décrits. Nous n'insistons donc pas, renvoyant les lecteurs à ces descriptions. C'est IC<sub>4</sub> qui est chargé du travail. On constatera la bonne protection de son entrée mesure. Quatre gammes ont été prévues.

- de 0 à 10 000  $\Omega$  (1 point par ohm)
- de 0 à 100,00 k $\Omega$
- de 0 à 1,0000 M $\Omega$
- de 0 à 10,000 M $\Omega$  (1 point par k $\Omega$ ).

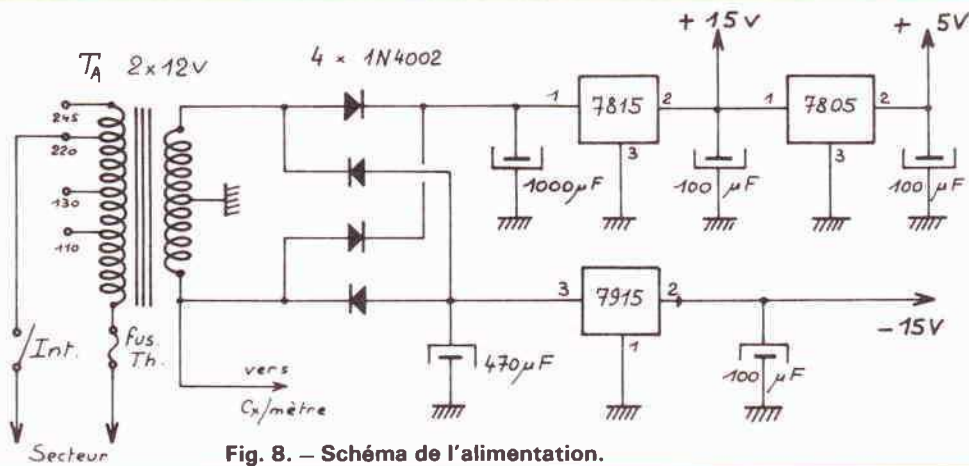


Fig. 8. — Schéma de l'alimentation.

#### f) Convertisseur alternatif/continu

Nous renvoyons les lecteurs à un article complémentaire, le mois prochain. Sachons simplement que nous utilisons le AD536A de Analog Devices, permettant une mesure de la tension efficace vraie (True RMS) de la tension alternative d'entrée. Contrairement donc aux multimètres numériques ordinaires dont l'affichage n'est exact que si la tension mesu-

rée est rigoureusement sinusoïdale, ici nous aurons une mesure exacte, quelle que soit la forme d'onde.

Sur le plan pratique, le module de conversion est embrochable et peut donc être réalisé après coup.

La commutation alternatif/continu se fait par  $K_r$ .

#### 4) Alimentation. Voir figure 8.

Elle est très classique. Un transfo  $2 \times 12 \text{ V}$  fournit les tensions positives et négati-

ves nécessaires après redressement et filtrage. Des régulateurs stabilisent les tensions aux valeurs prévues.

Les tensions de  $\pm 15 \text{ V}$  sont nécessaires pour le bon fonctionnement du multimètre. On peut ainsi mesurer  $\pm 10 \text{ V}$  sans risque d'écrêtage dans les divers amplis OP et LM331. De généreux découplages répartis sur l'alimentation et les CI alimentés sont absolument nécessaires pour une bonne stabilité.

Les consommations sont les suivantes :

Capacimètre : 10 mA sous + 5 V.

Inductancemètre : 7 mA sous + 5 V 6 mA sous - 15 V.

Multimètre : 7,5 mA (relais au repos) sous + 5 V, 29 mA (relais au travail) sous + 5 V, 42,5 mA sous - 15 V, 30 mA sous + 15 V.

(à suivre)  
F. THOBOIS