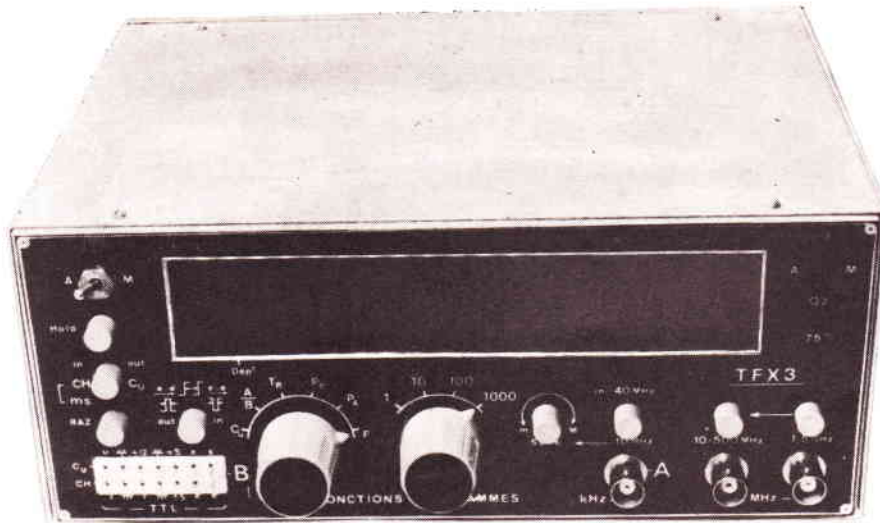


RÉALISEZ UN FREQUENCEMETRE COMPTEUR UNIVERSEL



LE TFX 3

(2^e partie - Voir N° 1661)

2° Circuits d'entrée de la fonction fréquencesmètre

a) Entrée 10/40 MHz Voir figure 13

Nous étions assez satisfaits de l'entrée correspondante du TFX1/TFX2. Nous avons donc repris le même schéma en lui adjoignant un étage à haute impédance. Nous trouvons donc d'abord un étage à FET permettant d'obtenir cette haute impédance. Une résistance de $1\text{ M}\Omega$ normalise l'entrée à cette valeur et la rend comparable à celle d'un oscilloscope. Un condensateur de $0,1\ \mu\text{F}/250\text{ V}$ élimine la composante continue et assure la protection jusque 250 V . Pour éviter la détérioration du FET par des tensions alternatives excessives, nous avons prévu une cellule de protection ($56\text{ pF}/$

$220\text{ k}\Omega$) limitant les courants positifs, complétée d'une diode éliminant le risque des surtensions négatives. L'entrée étant normalisée à $1\text{ M}\Omega$, il devient facile d'utiliser une sonde compensée $1/10$, provenant d'un oscilloscope ou fabriquée spécialement.

Le FET est monté en source commune, avec une résistance de drain faible, ce qui permet une bande passante assez large. Le gain est de l'ordre de $2,5$ à 10 kHz . Un transistor en collecteur commun prélève le signal et le restitue à très basse impédance au 2N914.

Ce second transistor, normalement saturé par un fort courant de base est bloqué par les alternances négatives du signal. La diode OA95 évite la perte de sensibilité à fréquence élevée par détec-

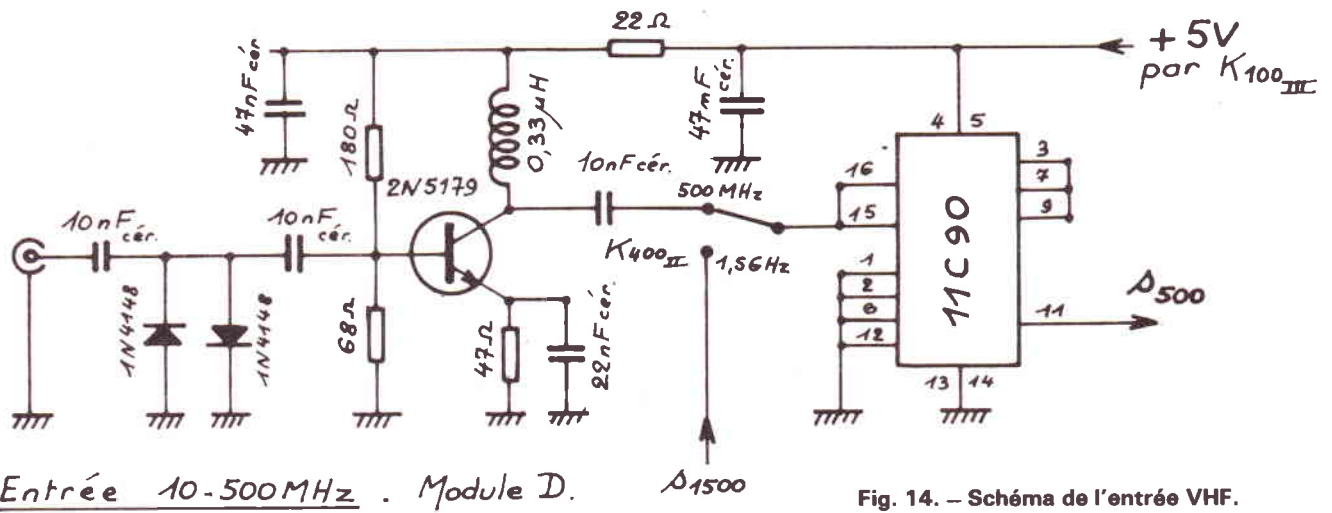
tion de la HF par la jonction base-émetteur. Elle maintient la conduction à la valeur prévue. Le degré de saturation du transistor est réglable par un potentiomètre de $47\text{ k}\Omega$, P_s . La commande est accessible sur la face avant. Pour la valeur maximum de P_s , la sensibilité est maximum mais la vitesse de réponse minimum. Pour la valeur minimum de P_s , le transistor est fortement saturé et la sensibilité beaucoup moindre. Par contre la réponse en fréquence élevée est meilleure.

Le signal de sortie du 2N914 est mis en forme par les deux Nands en série d'un trigger de Schmidt. Cela est obligatoire pour éviter toute anarchie de comptage avec des signaux aux variations lentes.

Les performances de l'entrée A du TFX3 sont assez

remarquables malgré la simplicité du montage : le déclenchement correct est obtenu avec moins de 10 mV_{cc} d'un signal sinusoïdal 10 kHz soit $3,5\text{ mV}_{off}$ environ ! En rectangulaire la sensibilité est encore bien meilleure. Cette sensibilité est conservée de quelque 20 Hz aux 200 kHz maximum de notre générateur BF.

Si le signal est parfaitement pur, la mesure reste correcte en poussant l'amplitude jusqu'à 10 V_{cc} (Max du générateur). Toutefois si le signal comporte des accidents tombant dans la fenêtre très étroite (10 mV_{cc} !!) de déclenchement, le compteur les comptabilise et indique une fréquence supérieure à la réelle ! C'est normal. Nous comptons d'ailleurs revenir sur ces sujets à la fin de l'article, dans un chapitre traitant



Entrée 10-500MHz . Module D.

Fig. 14. - Schéma de l'entrée VHF.

bon de prévoir cette possibilité, compte tenu du peu de matériel nécessaire à cette extension.

b) Entrée 10 - 500 MHz

Voir figure 14

Comme nous venons de le dire, au-delà de 10 MHz, il est souvent plus valable de mesurer la fréquence du signal avec l'entrée VHF. En effet alors que l'entrée A perd ses qualités de haute impédance et de sensibilité, l'entrée VHF est au mieux des siennes. Ainsi à 30 MHz, la sensibilité atteint 7 mV_{eff} environ ! Toutefois, dans tous les cas, l'impédance d'entrée est normalisée à 50 Ω. Il faut donc que le prélevement se fasse sous cette basse impédance. On notera que tous les équipements VHF et professionnels ont des sorties adaptées à cette valeur, que ce soient des émetteurs ou des générateurs. La chose ne pose donc guère de problème.

Un transistor 2N5179, de fréquence de coupure 1,4 GHz donne une amplification qui est loin d'être négligeable sur toute la bande prévue pour cette entrée. Le montage est tout à fait classique et très répandu dans les réalisations d'outre-Atlantique. Le transistor est monté en émetteur commun, polarisé par de faibles résistances, amenant l'impédance de base à la valeur prévue. Le signal traverse une cellule de protection, avec deux diodes montées tête-bêche. Dès que

l'amplitude crête-à-crête du signal dépasse les ± 0,6 V des seuils des diodes, il est écrêté à ces valeurs. La charge de collecteur est une petite inductance, de valeur peu critique, mais qui permet d'améliorer le gain aux fréquences élevées.

La sortie du 2N5179 attaque le second prédiviseur par 10 de l'appareil : un 11C90 de Fairchild. Cet excellent circuit est d'un parfait fonctionnement dans le montage retenu. Remplaçant de l'ancien 95H90, il présente deux avantages :

- Il comporte sa propre cellule de polarisation de l'entrée horloge, lors du montage à liaison capacitive. La tension de polarisation est disponible au picot 16, à relier à l'entrée de comptage, picot 15.

- La sortie est disponible aux niveaux TTL, alors que le circuit lui-même est de technologie ECL. On évite ainsi les interfaces d'adaptation entre ces deux sortes de logique. Notons que le 11C90 s'alimente sans problème en + 5 V, comme les TTL ou LS TTL.

Dans ces conditions, le montage du 11C90 se réduit... au 11C90, sans

composant périphérique. La fréquence maximum de comptage du circuit est de l'ordre de 650 MHz ! La sortie du prédiviseur VHF est appliquée à l'entrée du 74LS196, ce qui amène la prédivision totale à 10 × 10, soit 100. Au maximum de fréquence, le 7226 ne reçoit que 650 MHz : 100 = 6,5 MHz, ce qui est loin de sa limite maximum (10 MHz). Notons toutefois l'excellente performance des 74LS196, qui comptent fort bien jusque 60 MHz, au moins, puisque la limite de comptage de nos deux exemplaires de TFX3 s'établit à 634 MHz pour l'un et 654 MHz pour l'autre !

Les tests précédents ont été faits avec un générateur Hewlett-Packard, type HP8620C, équipé du tiroir 10-1 300 MHz, type 86220A. Cet appareil, valant son pesant d'or, ayant été obligeamment mis à notre disposition par M. Mainardi, que nous remercions vivement. Il nous a été ainsi possible de tester, non seulement les limites en fréquence, mais surtout les sensibilités d'entrée, car le générateur en question fournit évidemment des signaux calibrés, au décibel près !

Nous avons obtenu les résultats suivants (tableau 2) :

Nous signalons que le « dBm » est une unité de comparaison permettant d'évaluer la puissance dans une impédance donnée, généralement 50 Ω. On a 0 dBm = 1 mW dans cette impédance. La figure 15 permet aisément la conversion entre le niveau en dBm, la puissance développée dans les 50 Ω et la tension efficace existant alors aux bornes de ces 50 Ω. On constate ainsi que - 30 dBm correspondant à 7 mV_{eff}, ce qui prouve la très bonne sensibilité de l'entrée VHF du TFX3, en début de gamme. Entre 200 et 500 MHz, la sensibilité est de l'ordre de - 15 dBm, donc de 30 à 40 mV_{eff}, ce qui couvre tous les besoins courants. Noter la constance de cette sensibilité, dans cette large plage de fréquence. Bien sûr, vers 600 MHz, la sensibilité diminue, tous les circuits atteignant leur fréquence limite. Il faut ainsi un peu plus de 100 mV_{eff} au maximum de fréquence pour un comptage correct.

Pratiquement, nous sommes très satisfaits du comportement de l'entrée VHF, la sensibilité étant net-

TABLEAU 2

| | 100 MHz | 200 MHz | 300 MHz | 400 MHz | 500 MHz | 600 MHz | MAX |
|--------|----------|----------|----------|----------|----------|---------|---------|
| TFX3/1 | - 33 dBm | - 19 dBm | - 12 dBm | - 13 dBm | - 12 dBm | - 5 dBm | 654 MHz |
| TFX3/2 | - 30 dBm | - 18 dBm | - 13 dBm | - 14 dBm | - 14 dBm | - 5 dBm | 634 MHz |

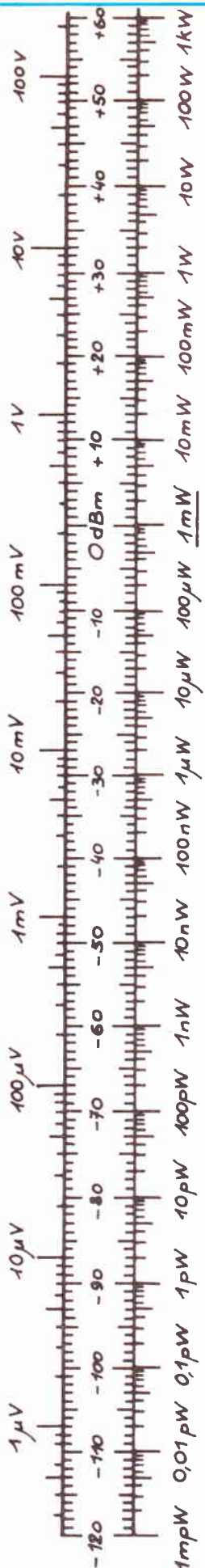


Fig. 15. — Abaque de conversion. Impédance de 50 Ω. dBm - Puissance - Tension efficace.

tement meilleure que celle de notre précédent TFX1. Le meilleur branchement de l'entrée est en adaptation normalisée 50 Ω, c'est-à-dire, sur prises BNC et avec liaison par coaxial 50 Ω. Dans ce cas, il n'y a aucun problème. Signalons cependant que si le niveau est trop élevé, malgré les diodes de protection le 11C90 refuse de compter. Par contre, il ne souffre aucun dommage. Evidemment si vous envoyez une puissance de plusieurs dizaines de watts, vous risquez de tout claquer, d'abord la cellule de protection, puis le reste !! Il faut donc garder une prudence certaine. Dans ce cas, il serait intéressant de posséder une impédance de charge de 50 Ω, dissipant la puissance fournie, des connecteurs en T permettant une connexion en parallèle du TFX3 et éventuellement un jeu d'atténuateurs 50 Ω ramenant le niveau à une valeur correcte. Ces petits accessoires sont les compléments indispensables du TFX3 si l'on désire faire face à tous les

cas de mesure. Il en est de toute façon de même avec des appareils de grande marque. La consultation du catalogue de Hewlett-Packard est révélatrice à ce sujet. Il arrive même que les accessoires valent aussi cher que l'appareil lui-même !

Un prélèvement simple est celui que l'on obtient par le couplage inductif. Il suffit alors de souder, en bout de coaxial, une boucle de couplage de 2 ou 3 spires pour résoudre pas mal de cas de figures ! Le procédé a l'avantage de la simplicité et de l'économie. Il perturbe au minimum l'appareil sur lequel se fait le prélèvement si l'on prend la précaution de toujours chercher le minimum de couplage donnant un comptage stable. Nous reviendrons sur ces problèmes à la fin de l'article.

L'entrée Hz est active par l'enfoncement du commutateur K₁₀₀. Le module est mis alors sous tension, avec visualisation par une diode LED. La liaison de la sortie vers le 74LS196 est assurée.

Remarquons que l'entrée du 11C90 se fait à travers un inverseur de K₄₀₀. Au repos de ce dernier, la liaison se fait vers le 2N5179 tandis que K₄₀₀ enfoncé, le 11C90 est relié à la sortie du prédiviseur UHF, dont nous allons parler maintenant

c) Entrée 1,5 GHz

Figure 16

On ne peut guère faire plus simple. L'impédance d'entrée est évidemment de 50 Ω. Le circuit utilisé est un MECL de Motorola. C'est le MC1697, un diviseur par 4 ultra-rapide, de fréquence maximum de comptage garantie 1 000 MHz. En fait le 1697 compte jusque 1,5 à 1,6 GHz, comme le montre la figure 17, extraite de la documentation de Motorola. La zone intérieure de la figure donne les conditions GARANTIES et la zone extérieure les conditions typiques généralement obtenues. On constate ainsi que le 1697 compte de 100 MHz (nous avons trouvé moins de 50 MHz, sur nos exemplaires !) jusque

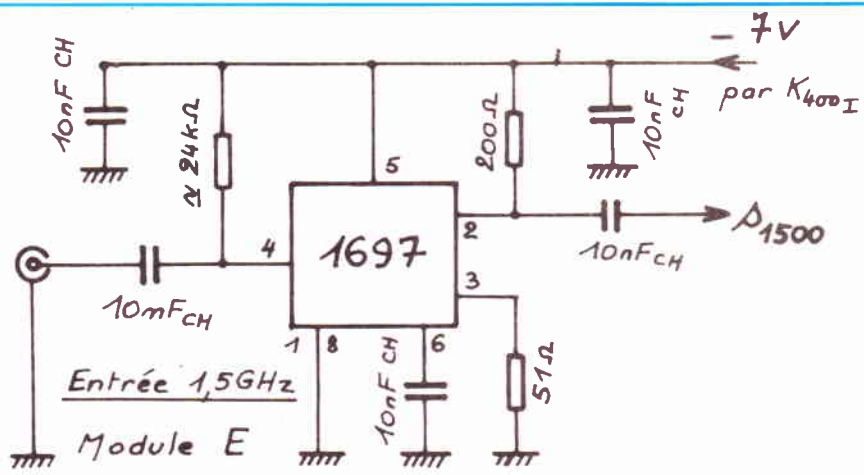


Fig. 16. — Schéma de l'entrée UHF.

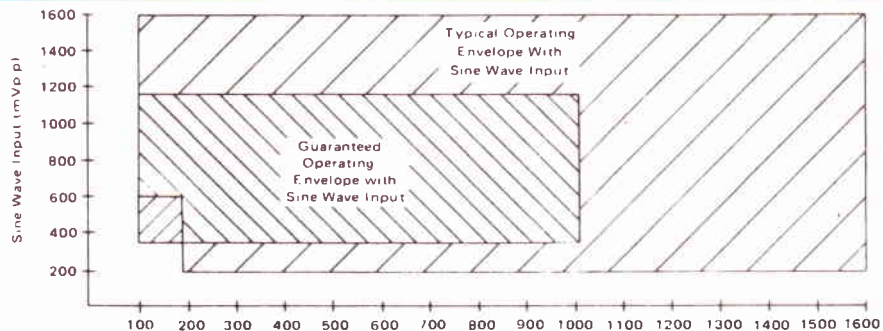


Fig. 17. — Diagramme de fonctionnement du MC 1697 en fonction de la fréquence et de l'amplitude.

1 600 MHz, pour des niveaux crête-à-crête de 200 à 1 600 mV ! C'est évidemment moins bon que pour l'entrée VHF, mais ici les mesures se font le plus souvent sur des oscillateurs donnant des niveaux de l'ordre de + 7 dBm (niveau typique de beaucoup de montages et en particulier des mixers équilibrés à diodes Schottky), cela n'est donc pas très gênant !

Bien sûr, les adaptations d'impédance doivent être parfaites, sinon le taux d'ondes stationnaires devient très mauvais et le signal est réfléchi par l'entrée au lieu d'entrer dans le 1697. On ne travaille plus à 1,5 GHz, comme à 1,5 MHz !!

En tout cas, l'entrée UHF dépasse allégrement les 1 296 MHz de la bande des radio-amateurs, aussi ces derniers n'auront-ils aucune difficulté pour mesurer les fréquences de leurs équipements, sur cette bande. Au chapitre « accessoires », nous décrivons un petit générateur de 1 296 MHz, pour tester le TFX3 et... pour s'amuser un peu ! Nous avons aussi en projet un amplificateur externe donnant un gain de 10 dB de 3 MHz à 1,4 GHz. Cet amplificateur devant permettre de relever la sensibilité de l'entrée UHF du TFX3.

Au maximum de fréquence

1 500 MHz, le 1697 sort du 375 MHz, le 11C90 du 37,5 MHz et le 74LS196 du 3,75 MHz ! On est donc très loin des possibilités de comptage des diviseurs intermédiaires et de celle du 7226 ! Aussi, si dans l'avenir, la technologie, toujours en progrès, nous proposait un prédiviseur UHF, plus performant que le 1697, la conception modulaire du TFX3, permettrait son adaptation facile, en remplacement du module actuel. Le maximum possible sera en tout état de cause, de n fois 650 MHz, n étant le facteur de première prédivision. Ainsi ce serait 2,6 GHz, avec un prédiviseur par 4 du genre 1697 ! Aux fabricants de circuits intégrés de jouer, le TFX3 les attend !!!

Le module 1,5 GHz est alimenté en tension négative : - 7 V sous un débit typique de 57 mA. La mise sous tension est effectuée par K₄₀₀. Une diode LED s'allume alors si le commutateur K₁₀₀ est également enfoncé. Il faut en effet que le 11C90 soit également mis sous tension.

Quelques détails encore sur le montage du MC1697 : - L'entrée horloge (picot 4) est couplée capacitivement. Une cellule interne de polarisation est directement connectée à cette entrée. La tension de polarisation est découplée au point 6 du cir-

cuit. Avec l'entrée « en l'air », le 1697 a tendance à l'auto-oscillation. La résistance de 24 k Ω supprime cet effet. Il faut adopter la valeur la plus grande compatible avec la stabilité du circuit.

- Le MC1697 comporte deux sorties complémentaires. C'est la sortie Q, picot 2, qui est utilisée. Noter la résistance de charge et la liaison capacitive vers le 11C90. La seconde sortie doit être chargée par une résistance de 50 Ω .

- Sur le plan pratique, signalons la nécessité de précautions particulières : plan de masse sur le CI, traversées de masse par rivets tubulaires, condensateurs CHIPS et liaisons UHF ultra courtes.

3° Circuits de l'impulsimètre

Figure 18

La technologie du 7226 permet des interfaces particulièrement simples, comme le montre la figure.

Rappelons que le 7226 se met dans cette fonction, en connectant « Fonction Input » à D₄. L'entrée A du 7226 commande alors le départ du comptage et l'entrée B le stoppe. Ces deux entrées sont sensibles aux fronts descendants. A la fin de ce comptage, le résultat se trouve dans les décades du compteur interne, mais n'ap-

paraît pas à l'affichage. C'est la seconde impulsion qui, tout en étant à nouveau mesurée, donnera le transfert et l'affichage. Pour faire une mesure UNIQUE, il faut donc adjoindre des circuits extérieurs supplémentaires et non prévus dans le TFX3. Par contre, pour des mesures répétitives, il n'y a aucun problème et le 7226 exécute correctement son processus de mesure. Comme les mesures de ce type sont de loin les plus courantes, nous n'avons rien prévu d'autre, sachant bien que le cas de la mesure unique est facile à résoudre par un complément externe.

Une impulsion peut être positive ou négative et la mesure doit être possible dans les deux cas. Pour le TFX1, nous avons prévu deux entrées distinctes. Ce n'est pas le cas du TFX3, pour lequel l'entrée de mesure « e » est unique, la distinction entre les polarités étant interne et choisie par le double inverseur K₁.

a) Mesure de la durée d'une impulsion simple

Admettons que cette impulsion soit positive, comme indiqué, dans la figure 18. Elle est appliquée en « e ». L'impulsion se retrouve négative en sorties de N₁ et de N₂. En impulsimètre, on a α

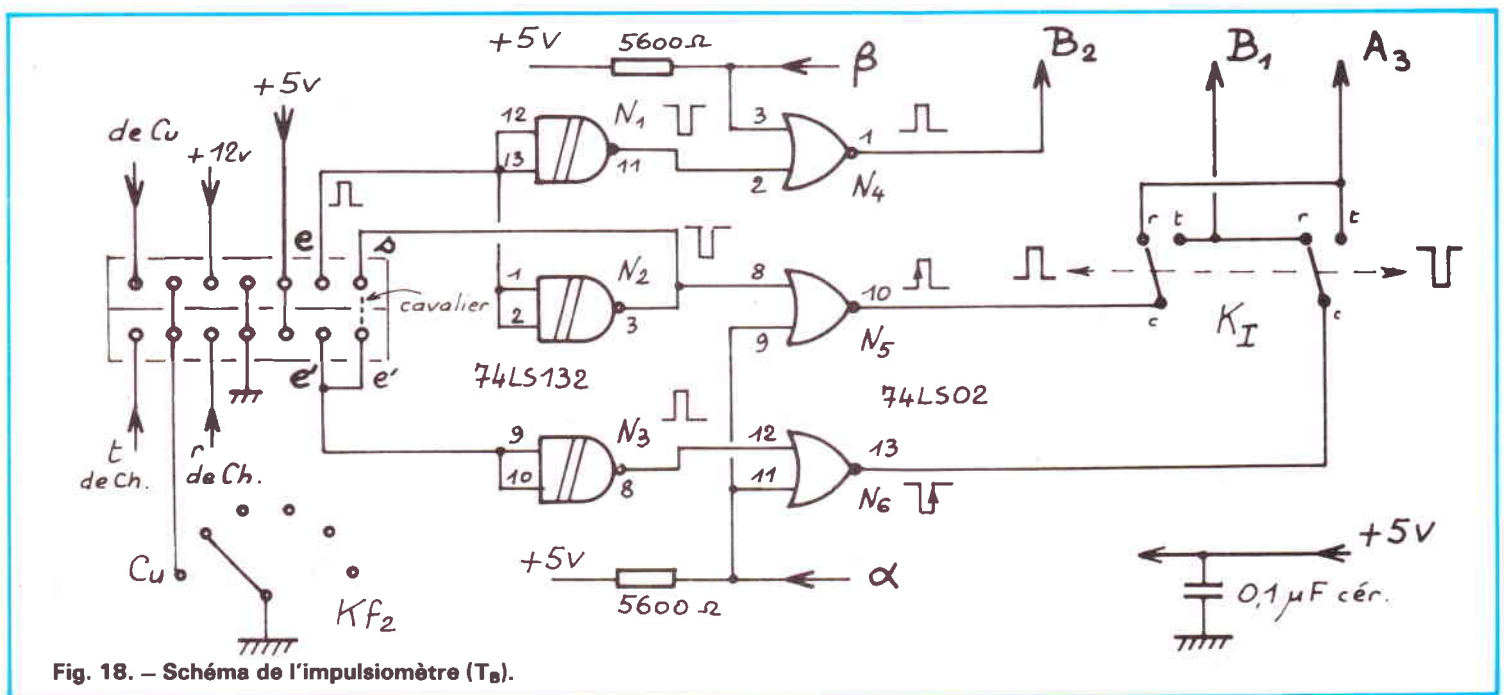


Fig. 18. - Schéma de l'impulsimètre (T_B).

$= 0$ et $\beta = 1$ (par K_{12}) N_5 et N_6 sont donc passantes et N_4 est bloquée. On retrouve donc à nouveau l'impulsion positive en sortie de N_5 . Par ailleurs, la sortie de N_2 est reliée par l'intermédiaire d'un cavalier amovible, à l'entrée de N_3 , sur la sortie de laquelle on retrouve l'impulsion en positif, et par conséquent en négatif sur la sortie de N_6 .

Dans la configuration dessinée dans la figure 18, l'inverseur envoie la sortie de N_5 vers A_3 et la sortie de N_6 vers B_1 . Les impulsions traversant alors les portes NOR N_A et N_B associées au 7226 (fig. 6) sont inversées une dernière fois.

Dans ces conditions, l'entrée A du 7226 reçoit l'impulsion en sens négatif, comme on le voit en figure 19. L'entrée B la reçoit dans le sens positif. Compte tenu du fait que les fronts descendants sont actifs, on constate que l'entrée A va bien démarrer le comptage et B l'arrêter, d'où mesure effective de la durée du palier positif.

Si l'impulsion avait été négative à l'entrée « e », tous les sens auraient été inversés : A déclencherait donc sur le front descendant précédant le palier négatif et B stopperait sur le front descendant le terminant. Il suffit pour cela d'inverser la position de K_1 .

b) Mesure de l'intervalle entre impulsions.

Voir figure 20

Un montage génère deux sortes d'impulsions, à même fréquence, mais décalées

dans le temps. Nous voulons mesurer ce décalage avec précision. Le TFX3 permet cette mesure. Pour ce faire, appliquer un signal en « e » et l'autre signal en « e' », le cavalier s/e' étant supprimé. Si nous plaçons K_1 en position « Impulsions positives », nous allons mesurer l'intervalle de temps séparant les fronts montants de l'impulsion appliquée en e, de ceux de l'impulsion appliquée en e'. Nous mesurerons (e - e'). En plaçant K_1 en position « Impulsions négatives » nous allons mesurer l'intervalle de temps séparant les fronts montants de e', de ceux de e, c'est-à-dire (e' - e). Ces deux valeurs sont différentes comme le montre la figure 20. Remarquons que la somme de ces deux résultats doit redonner la période de l'un, comme de l'autre des deux signaux.

Vous avez sans doute remarqué que les entrées e et e' sont simplement à niveaux LS TTL. Nous avons en effet voulu supprimer toute liaison capacitive dans les circuits essentiels de l'impulsimètre de manière à supprimer tout déphasage des fronts conduisant à des mesures erronées. Bien sûr, nous nous réservons la possibilité de prévoir, au chapitre « Accessoires » les sondes à haute impédance, parfois nécessaires, mais inutiles dans d'autres cas, lorsque la liaison directe ne pose aucun problème. C'est ce qui arrive en général, les impulsions étant souvent générées dans des circuits logiques, soit LS TTL, soit C.MOS.

Dans les deux premiers cas, il n'y a évidemment aucun problème, si la sortie du générateur est compatible avec la charge supplémentaire apportée par les NANDS de l'impulsimètre. C'est presque toujours le cas. Les niveaux étant TTL, tout se passe parfaitement.

Dans le cas des C.MOS, ou dans dans d'autres cas, nous allons voir que les choses vont aussi très bien ! En effet, les NANDS d'entrées ont deux caractéristiques très importantes :

- Elles sont d'abord du type trigger de Schmidt. Elles ont de ce fait des seuils de basculement typiques de 0,95 V et de 1,8 V. Cela veut dire que ces portes acceptent parfaitement des impulsions de moins de 1 V_{cc}, du moment qu'elles sont centrées dans leur fourchette d'hystérésis. Voir la figure 21, où l'on voit justement, l'impulsion minimum exploitable.

- Elles sont de technologie LS TTL et cela change tout, car contrairement aux TTL, les entrées supportent des tensions atteignant 15 V, avant de claquer ! On se rappelle que les TTL ne supportaient pas plus que les 5 V de l'alimentation... et encore ! Il était vivement déconseillé de relier directement une entrée au + 5 V et il fallait le faire par une résistance ! Ici, une telle précaution est totalement inutile et on pourra le remarquer dans l'ensemble du TFX3, mais pour les entrées e et e', cela nous permet d'envoyer des signaux atteignant 10 à 12 V de

crête, sans dommage aucun ! Voir figure 21. Dans le négatif, la tension de claquage est de - 0,5 V. On évitera donc soigneusement que le « pied » de l'impulsion ne descende au-dessous du potentiel de masse. Convenons que la fourchette d'amplitudes qui va du mini au maxi de la figure 21, correspond à la majorité des cas de mesure.

Ajoutons que l'entrée des portes LS TTL est nettement plus faible que celles des TTL ordinaires et que la connexion directe sur une sortie C.MOS est parfaitement possible, sans perturbation de cette dernière.

NB. Il est bon de rappeler que les mesures d'impulsions présentent la particularité d'une résolution, dans toutes les gammes de 0,1 μ s. Cela veut dire que si, en gamme « 1 » la mesure indique « entre 1,5 et 1,6 » (en μ s) alors en gamme « 10 » elle indiquera « entre 1,50 et 1,60 ». En gamme « 100 » nous lirons entre 1,500 et 1,600 » et en gamme « 1000 », entre « 1,5000 et 1,6000 ». Le changement de gamme n'apporte donc pas d'amélioration de la précision relative. Il s'agit d'ailleurs d'un phénomène normal et que nous expliquerons au paragraphe suivant. Cependant nous pensons qu'il s'agit d'un point faible du 7226 et que INTERSIL aurait dû concevoir le circuit pour que la commutation de gammes soit inefficace en impulsimètre.

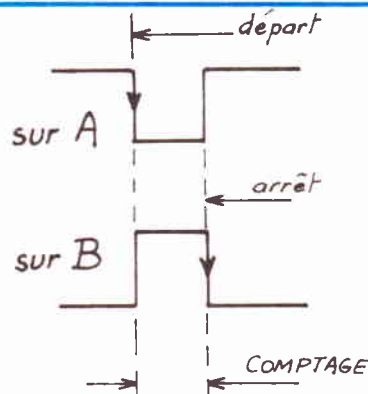


Fig. 19. - Principe de la mesure d'une impulsion par le 7226.

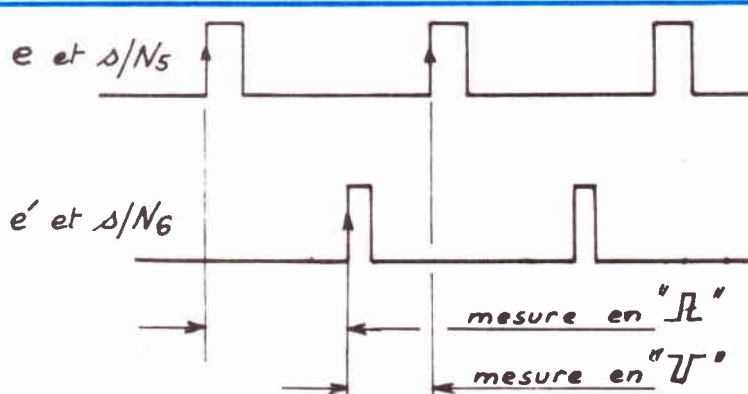


Fig. 20. - Mesure de la « distance » de deux impulsions synchrones.

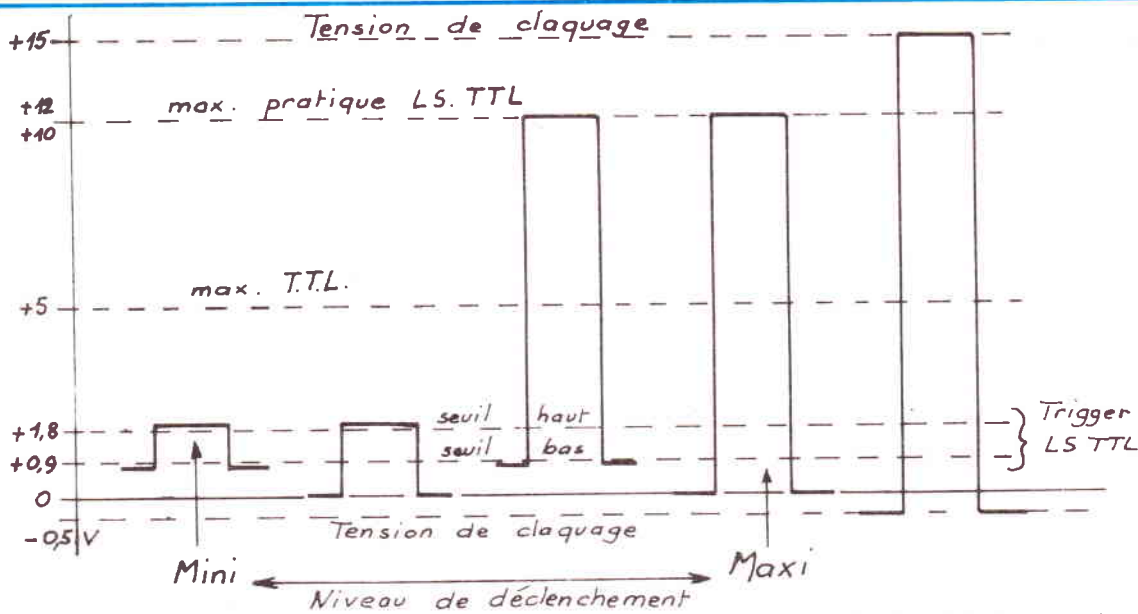


Fig. 21. — Niveaux acceptables par les entrées LS-TTL de l'impulsimètre (cf. DATA BOOK Motorola).

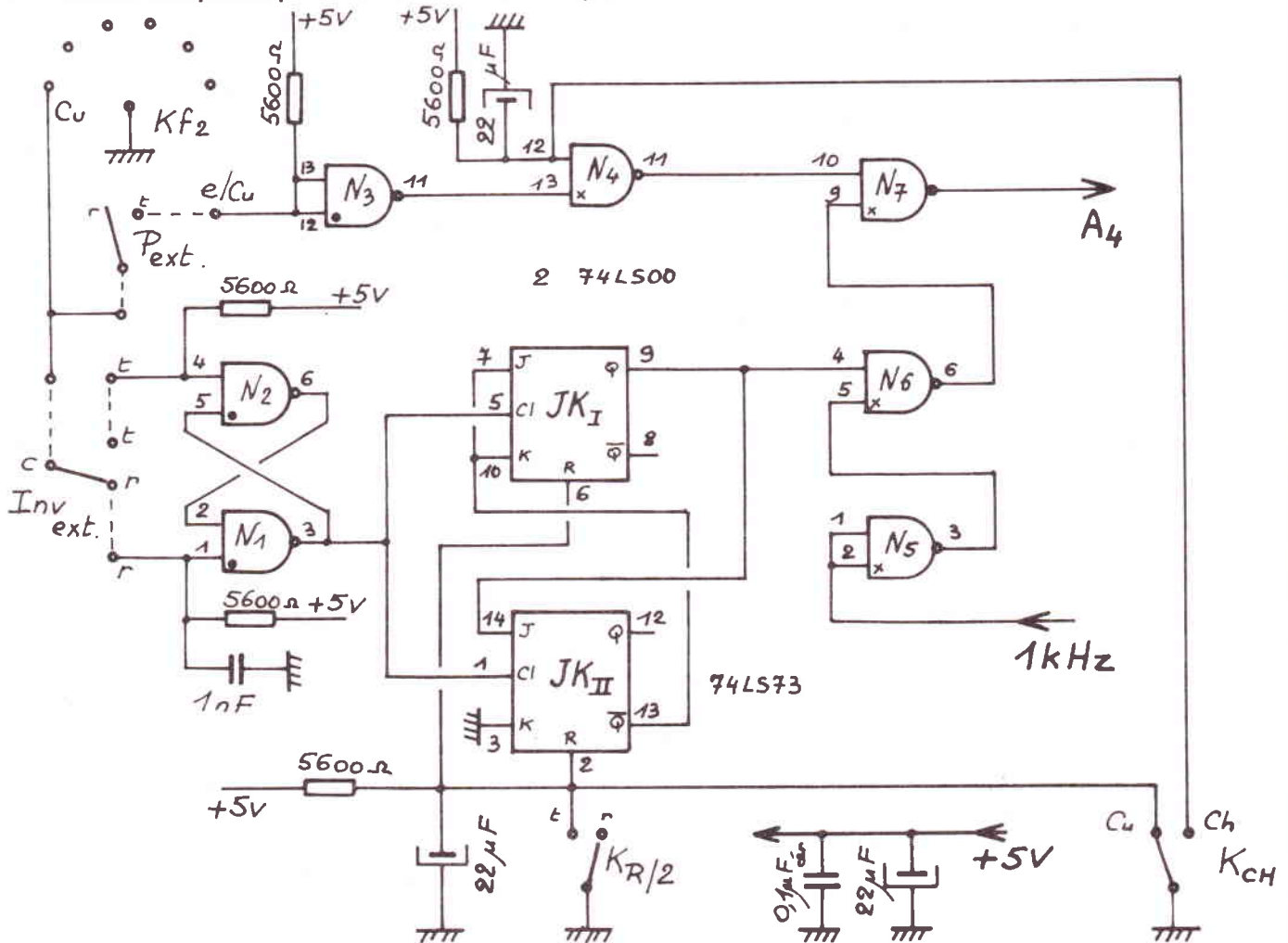


Fig. 22. — Schéma du compteur d'unités et du chronomètre.

4° Circuits du périodimètre

La période d'un signal peut être mesurée par le TFX3 soit en fonction « P_A », soit en fonction « P_B ». Nous ne vous ferons pas l'injure de vous

rappeler que la période est l'inverse de la fréquence ($P = 1/F$) et que cette mesure est surtout intéressante pour les signaux à fréquence basse, pour lesquels justement la mesure de la fréquence donne trop peu de

chiffres significatifs. On peut estimer que la mesure de la période, avec le TFX3 devient intéressante en dessous de 10 000 Hz, mais cela est variable avec la gamme choisie. En tout cas, il ne présente aucun intérêt de faire la me-

sure de la période d'un signal dépassant 10 MHz. Ceci a conduit à n'activer que l'entrée 10 MHz pour cette fonction, d'autant que la limite du 7226 est de 2,5 MHz en périodimètre.

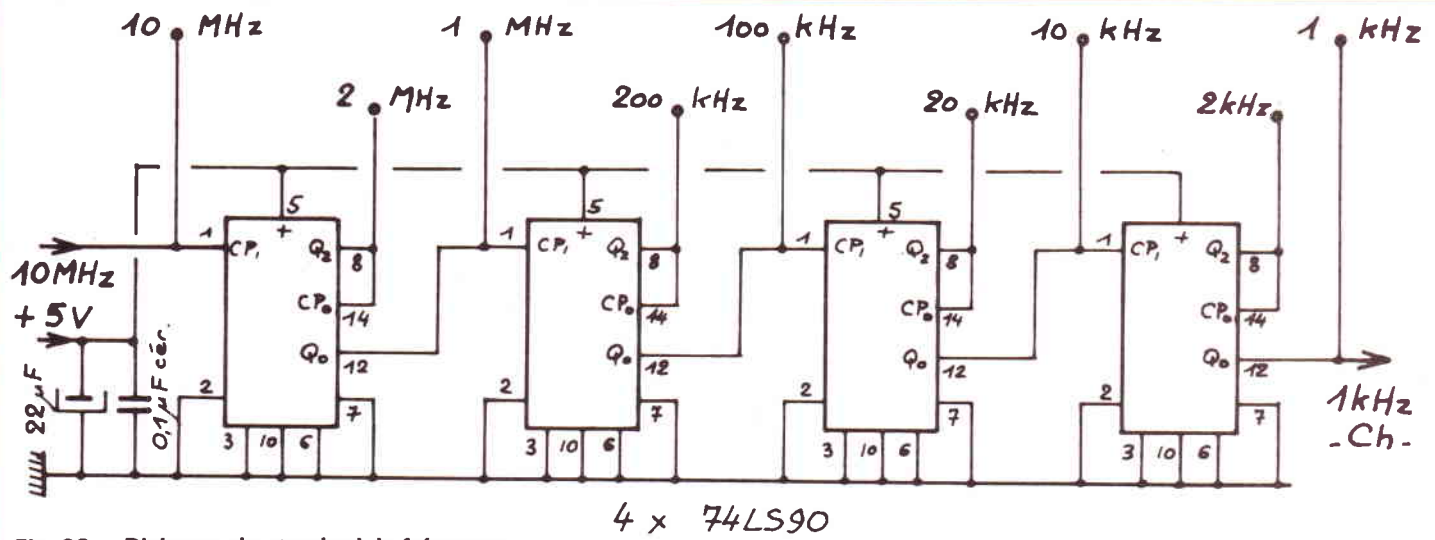


Fig. 23. - Diviseurs du standard de fréquence.

a) Mesure en P_A

Le commutateur K₁ est sur cette position. Le 7226 passe en fonction périodemètre car l'entrée de fonction est reliée à D₇. Figures 6 et 25. Le signal à mesurer est injecté sur l'entrée A du TFX3. Si K₁₀ est au repos, la LED A s'allume et le trigger est passant. Si K₁₀ est enfoncé, la LED s'éteint et le trigger, donc A se bloque. L'entrée A est, nous le savons, capacitive et à haute impédance. En principe les signaux à très basse fréquence sont mal acceptés. Cependant, en rectangulaire, A déclenche parfaitement jusqu'à moins de 1 Hz, sous 10 mV_{cc}. En sinusoïdal, une fréquence de 2,5 Hz est encore acceptée, à condition que son amplitude soit de l'ordre de 100 mV_{cc}. Les mesures sont possibles, sans difficulté jusque 2,5 MHz. En gamme « 1 », la mesure se fait sur UNE période, donnant avec la base de temps de 10 MHz, une résolution de 0,1 μs. Pour les autres gammes, la mesure se fait par accumulation et affichage de la valeur moyenne. Ainsi, en gamme « 10 » le 7226 mesure la durée de 10 périodes, divise le résultat par 10, par simple déplacement du point décimal et affiche la valeur moyenne de ces 10 périodes.

Il en est de même en gammes 100 et 1000 pour lesquelles la mesure se fait sur 100 ou 1000 périodes.

Le résultat moyen est évidemment d'autant meilleur que la moyenne est établie sur un plus grand nombre. La mesure d'UNE simple période relève de la mesure d'UN échantillon parmi beaucoup et donne de ce fait des fluctuations notables, à cause des inévitables variations instantanées de la fréquence. Une mesure de fréquence apparaîtra toujours plus stable, puisque s'étalant obligatoirement sur une durée relativement longue (par ex. : une seconde). Il est ainsi possible de mesurer la fréquence moyenne d'un signal **modulé en fréquence**, avec un affichage stable. Dans ces conditions, la mesure de la période est, elle, très instable, car le prélèvement de « l'échantillon » ne se fait jamais au même moment de la modulation. Par contre en mesurant, 10, 100 et à plus forte raison 1000 périodes, on fait durer la mesure beaucoup plus longtemps et l'on retrouve une stabilité apparente de la mesure. Inévitable inconvénient subséquent : la mesure dure nettement plus longtemps !

D'autre part, on sait qu'un compteur mesure toujours à 1 près. C'est ce que nous appelons l'**erreur technologique**. Ainsi une période de 50 μs donnera un affichage de 49 ou 51 μs. Par contre, en travaillant en accumulation, en gamme 1000, par exemple, on trouverait 49,999 μs ou 50,001 μs ou

50,000 μs. L'erreur technologique est alors relativement divisée par 1000, donnant une précision 1000 fois plus grande. Dans ces conditions, le TFX3 mesure la période au 1/10 de ns près !

NB. Pour en revenir à la fonction impulsimètre : En gamme 1, on mesure UNE impulsion et en gamme 1000, on en mesure MILLE ! On devrait donc avoir la même augmentation de la résolution qu'en périodemètre. Hélas, il n'en est rien, car en mesures cumulatives, le compteur doit faire un nouveau départ et un arrêt, sur CHAQUE impulsion et par conséquent il commet UNE erreur technologique à chaque fois. D'où une mesure à 1 près pour UNE impulsion et une mesure à 1000 fois 1 près pour mille impulsions ! La précision n'a nullement augmenté avec le comptage cumulatif. Tout au plus a-t-on gagné sur la mesure car celle-ci est tout de même la MOYENNE des 1000 mesures effectuées. L'amélioration étant peu spectaculaire à côté de la grosse erreur technologique (pour de faibles durées, bien sûr !).

b) Mesure en P_B

La capacité maximale du compteur, en gamme 1 est de 9999999,9 μs soit à peu près 10 s, correspondant à une fréquence de 1/10 de Hertz. Une telle fréquence est trop basse pour l'entrée A.

Commuté en P_B, le TFX3

acceptera les signaux BF... jusqu'au continu !

Plus exactement jusqu'à la limite de remplissage du compteur, limite que nous venons d'indiquer !

Les signaux sont injectés sur l'entrée, dite B du TFX3, c'est-à-dire en « e ». La liaison est continue et en principe à niveaux LS TTL. On a β = 1 et α = 0 comme en impulsimètre (par K₁₂). Le signal se retrouve sur les ponts A₃ et B₁, donc sur les entrées A et B du 7226. Seule l'entrée A est sensible en fonction périodemètre. Le 7226 mesure la période et l'affiche !

Cette configuration de mesure présente par ailleurs un grand intérêt pratique. Une impulsion (ou plus exactement un signal rectangulaire) est appliqué sur « e ». En fonction T_B (ou impulsimètre) nous mesurons soit la durée de l'alternance positive (impulsion positive) soit par manœuvre de K₁, la durée de l'alternance négative (impulsion négative).

Puis, sans modifier aucun branchement, passer en P_B et mesurer la période du signal donc la somme des deux résultats précédents ! La mesure de période étant indépendante de la position de K₁.

5° Circuit du ratiomètre

Figure 18

Le TFX3 mesure le RAPPORT entre la fréquence d'un signal injecté en A (10 MHz) et celle du signal injecté en B,

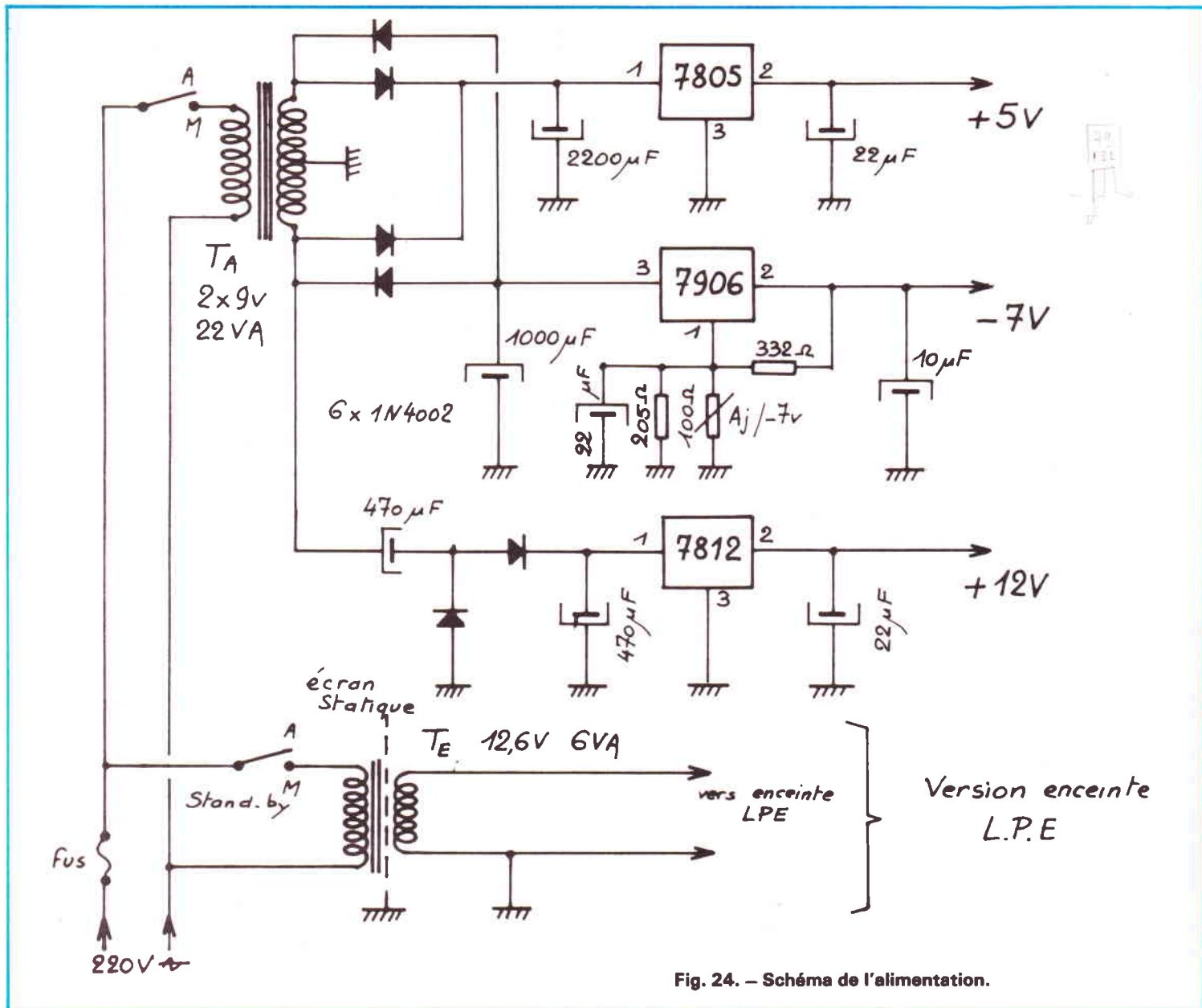


Fig. 24. - Schéma de l'alimentation.

c'est-à-dire en « e ». $r = A/B$.

Dans cette fonction on a $\alpha = 1$ et $\beta = 0$. Cette fois, ce sont les NANDS N_5 et N_6 qui sont bloquées et N_1 qui devient passante.

Le signal injecté sur l'entrée 10 MHz se retrouve sur l'entrée A du 7226.

Le signal injecté en e se retrouve sur l'entrée B, via B_2 et NOR_B . Le 7226 fait le reste et affiche le rapport des deux fréquences.

Le résultat obtenu peut aller de 0,001 à 99999999 ! Rappelons cependant que les limites en fréquence sont de 10 MHz, pour A et de 2,5 MHz, pour B.

L'utilité d'un ratiomètre n'étant certainement pas évi-

dente pour certains, nous en reparlerons au chapitre « Utilisation ».

6° Circuits des compteurs d'unités et de chronomètre.

Figure 22

Le TFX3 est commuté en « C_u » pour ces deux fonctions. Le choix entre les deux est déterminé par la position de K_{CH} .

a) le compteur d'unités

K_{CH} est en position « C_u ». Les basculeurs JK_I et JK_{II} sont forcés à 0, avec $Q_I = 0$ donc N_6 bloquée et N_7 passante.

Le poussoir de comptage, élément externe au TFX3 est branché entre e/ C_u et masse.

Au repos, nous avons $e/N_3 = 1$, $s/N_3 = 0$, $s/N_4 = 1$ et $A_4 = 0$.

Au travail du poussoir, tous ces états sont inversés donnant $A_4 = 1$.

Le passage repos/travail du poussoir donne donc un front montant sur A_4 et par conséquent un front descendant actif sur A du 7226 : le compteur avance d'une unité. Attention cependant, si le poussoir est de qualité quelconque, le passage du repos au travail va se faire avec un certain nombre de rebonds. Comme la vitesse du 7226 en compteur d'unités est de 10 MHz, il va comptabiliser tous ces rebonds et avancer d'autant d'unités. Cet inconvénient est un avantage ! car

le TFX3 devient ainsi un parfait testeur d'interrupteurs et de poussoirs divers. On pourra vérifier si tel ou tel contact de relais, de commutateur est aussi exempt de rebonds que ne le prétend son fabricant ! On est souvent très déçu !

Evidemment pour un comptage normal d'unités : comptage d'objets, de passages, d'ouvertures... un interface anti-rebond classique est nécessaire, tel celui réalisé par les NANDS N_1 et N_2 de la figure, dans la partie chronomètre.

Notons la présence, sur N_4 , d'une cellule de temporisation évitant le comptage d'une unité à la mise sous tension.

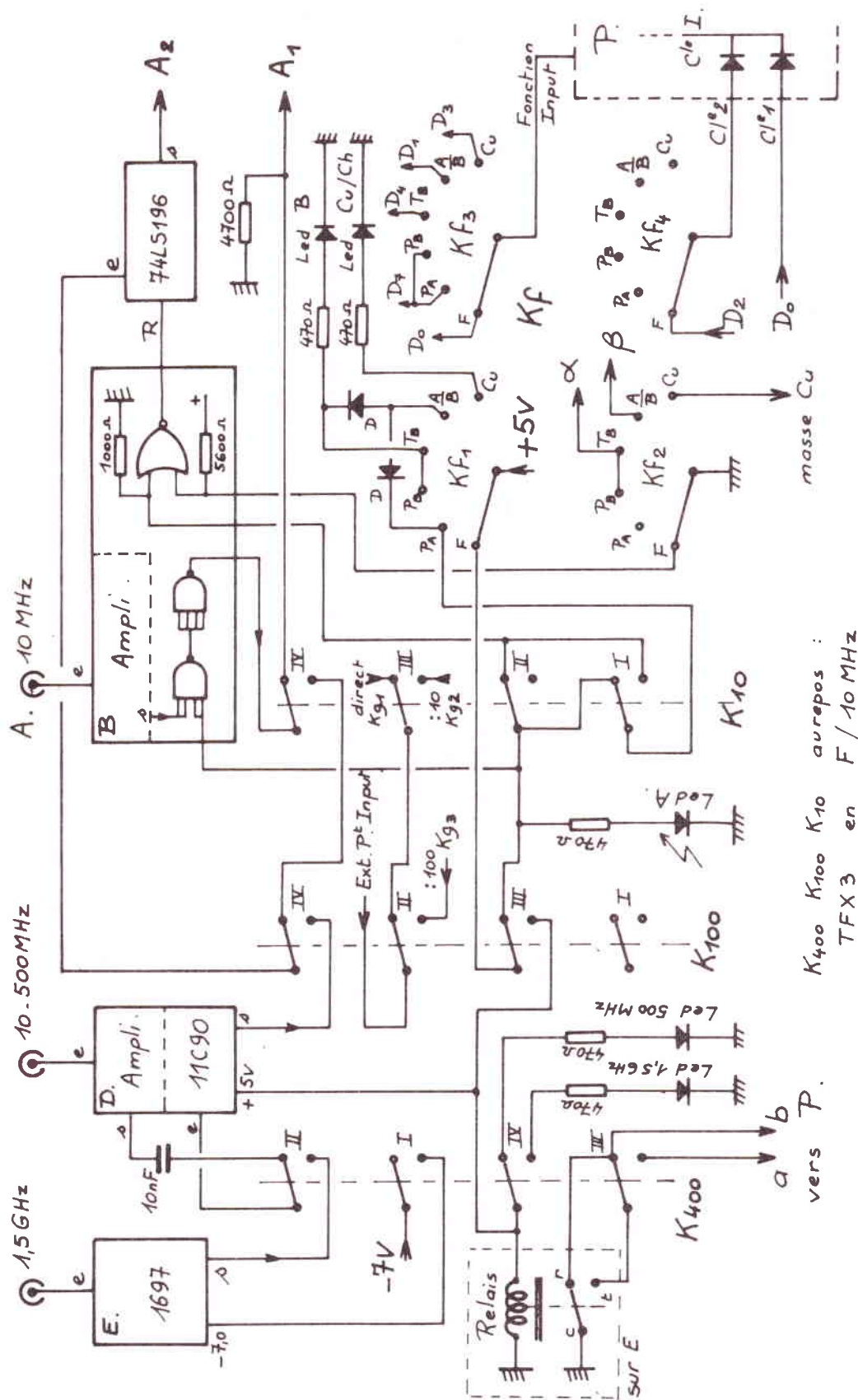


Fig. 25. — Schéma des commutations (version TCXO).

Le retour de masse de l'entrée est coupé en dehors de la fonction C_U . L'entrée devient inactive, à condition de se servir de ce point de masse disponible sur le connecteur de la figure 18.

b) Le chronomètre

K_{CH} est en position « Ch ». Les basculeurs JK sont libérés, par contre N_4 est bloquée. Les deux JK sont remis à 0, soit à la mise sous tension, par la cellule RC de l'entrée R, soit par le contact KR/2, actionné manuellement et qui remet par ailleurs le 7226 lui aussi à 0 par KR/1 (fig. 6).

N_1N_2 forment un basculeur anti-rebond commandé par l'inverseur externe.

Au départ JK_{II} est bloqué par JK_I ($Q_I = J_{II} = 0$ et $K_{II} = 0$).

Le premier passage au travail de l'inverseur fait passer I au travail : $Q = 1$. la porte N_6 devient passante et le signal 1 000 Hz provenant de la base de temps peut traverser cette porte et atteindre A_4 , via N_7 . Le compteur d'unités du 7226 dénombre les transitions et avance donc à raison de 1000 par seconde, donnant les 1/1000 de seconde.

Le retour à 0 de l'inverseur externe est inactif.

Le deuxième passage au travail de cet inverseur provoque maintenant le basculement des deux JK (le 2° libéré par I), JK_I revient donc au repos et JK_{II} passe au travail bloquant à son tour JK_I au repos ! La porte N_6 se bloque et le comptage s'arrête !

La durée chronométrée reste affichée.

Les coups suivants sur l'inverseur sont inactifs.

La remise à 0 par KR, ramène l'affichage à 0 et initialise le système pour une mesure suivante.

La durée maximum mesurable est de 99999999 soit de 100000 s environ, donc de presque 30 heures !

7° Standard de fréquences.

Voir figure 23

C'est un module délivrant des fréquences étalons déri-

vées par division de celle de la base de temps principale. On y trouve 4 diviseurs par 10, donnant du 1 MHz, du 100 kHz, du 10 kHz et du 1 kHz, à partir du 10 MHz. La dernière fréquence est utilisée par le chronomètre, nous venons de le voir.

On obtient aussi du 2 MHz, du 200 kHz, du 20 kHz et du 2 kHz. Nous avons préféré le montage des 74LS90 en « Biquinaire » pour avoir du 200 kHz directement et faciliter ainsi le calage de la base de temps par comparaison avec DROITWICH. Il reste par ailleurs facile d'avoir, si besoin est, du 5 MHz, du 500 kHz, du 50 kHz et du 5 kHz, par simple division par 2, à l'aide d'un basculeur externe.

Sur les sorties 1 MHz, 100 kHz, 10 kHz et 1 kHz, le signal a l'avantage d'être à rapport cyclique de 1 (sorties sur Q_0).

Sur les autres sorties, le rapport cyclique est de 4 pour 6, soit de 0,666... car nous exploitons la sortie Q_2 , comme déjà fait avec le 74LS196.

8° L'alimentation.

Voir figure 24

a) Le + 5 V

Prévu pour l'alimentation de tous les circuits logiques du TFX3.

T_A fournit du 2 fois 9 V redressés en positif par des 1N4002. Après filtrage énergétique un régulateur 7805 garantit la constance de la tension de sortie.

b) Le - 7 V

Nécessaire pour le MC1697.

Redressement en négatif dans un schéma similaire au précédent.

Les régulateurs - 7 V n'existant pas, nous avons pris un 7906 prévu pour - 6 V, mais monté en mode variable. La résistance ajustable permet d'amener la tension de sortie à la valeur désirée.

c) Le + 12 V

Nécessaire pour les étages à haute impédance et éventuellement pour le TCXO.

La tension de 2×9 V est

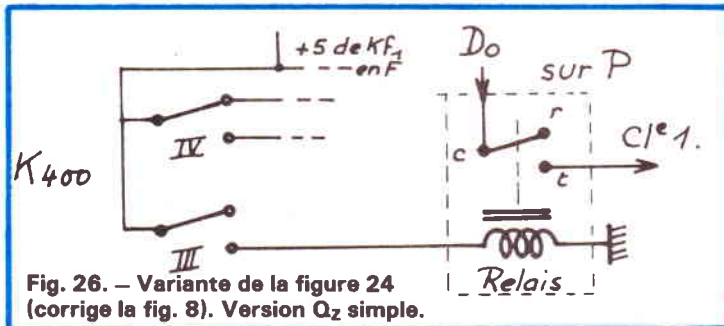


Fig. 26. - Variante de la figure 24 (corrige la fig. 8). Version Q_z simple.

insuffisante pour arriver à 12 V régulée. Nous n'avons pas voulu augmenter la tension de sortie du transfo pour ne pas transformer le 7805 en radiateur de chauffage ! Nous avons donc retenu un montage en doubleur de tension pour obtenir environ 18 V et un fonctionnement correct du régulateur 12 V. Le faible débit nécessaire facilite ce montage.

En fonctionnement, les débits s'établissent ainsi :

Pour le + 5 V : de 65 à 200 mA selon le nombre de digits allumés. Remarquer au passage l'extraordinaire sobriété de ce montage à HUIT afficheurs. Le crédit est à porter au remarquable 7226, à la technologie LS TTL, très sobre et aussi à la qualité des afficheurs, donnant avec un faible courant de segment, une excellente luminosité.

Pour le + 12 V : 30 mA en version TCXO et 20 mA environ en version quartz simple.

Pour le - 7 V : 60 mA environ, lorsque K_{400} est enfoncé.

9° Commutations

Ce n'est pas très simple ! Voir la figure 25.

a) Le commutateur de fonctions

C'est K_f , avec ses quatre sections.

- K_{f1} distribue le + 5 V au prédiviseur VHF. Il assure le blocage du trigger 10 MHz et la RAZ du 74LS196. Il allume les LEDS de visualisation.

- K_{f2} bloque le 74LS196 en dehors des mesures de fréquence. Il commande les entrées et des circuits d'impulsimètre et de ratiomètre.

- K_{f3} commande l'entrée de fonction du 7226.

- K_{f4} commande l'entrée de contrôle du 7226, activant l'entrée de positionnement externe du point décimal ainsi que le passage en régime d'oscillateur externe.

b) Commutateurs des entrées de fréquences

Ce sont trois cellules à 4 inverseurs chacune.

- K_{10} : Au repos, assure le fonctionnement de l'entrée 10 MHz : Sortie du signal par IV, point décimal par III, RAZ du 74LS196 par II en fréquences et par I en périodes. Lorsque K_{10} est enfoncé, il intercale le 74LS196 pour monter en fréquence jusqu'aux 40 MHz prévus.

- K_{100} : Enfoncé, il met le module VHF sous tension, activant l'entrée 10/500 MHz et bloquant l'entrée A, 10 ou 40 MHz.

On peut ainsi connecter une fréquence sur l'entrée 10 MHz et en même temps une autre sur l'entrée 10-500 MHz. Au repos de K_{100} , on mesure la première et au travail de K_{100} , on mesure la seconde.

IV contrôle la sortie du 11C90, III distribue le + 5 V et II contrôle le point décimal.

- K_{400} n'est actif que si K_{100} est enfoncé.

I assure l'alimentation du 1697, il contrôle la sortie de ce 1697, IV allume les LEDS de visualisation et III commande la commutation de la base de temps, en association avec un relais Reed. Pour que le contact III soit actif, il faut que le TFX3 soit en position Fréquences.

On évite ainsi de diviser la fréquence de base de temps par 4, dans une configuration imprévue. La figure 25 donne les connexions de ce relais en version TCXO. Dans ce cas,

en dehors de la position « F », le relais au repos maintient $a = 1$ et $b = 0$ quelle que soit la position de K_{400} . C'est donc toujours le 10 MHz qui atteint le 7226. Voir figure 11, sur laquelle ce relais n'apparaît pas. En position « F » le relais passe au travail si K_{100} est enfoncé permettant la commutation de base de temps si K_{400} l'est aussi.

Dans le cas du quartz simple, se référer à la variante de la figure 26. Là encore le contact III de K_{100} ne fait passer le relais au travail que si K_f est en « F » et si K_{100} est enfoncé. Alors D_0 est appliqué sur l'entrée de contrôle du 7226 et le fait passer en « Oscillateur externe », donc sur 2,5 MHz. Voir figure 8 où le relais ne figure pas non plus.

NB. Le contact « cf » de la figure 11 est à éliminer. La liaison à D_0 est directe.

L'étude théorique du TFX3 s'arrête ici. Nous pensons avoir indiqué l'essentiel, mais restons à votre disposition pour éclaircir tel ou tel point.

Nous recommandons aux futurs réalisateurs le choix de la version TCXO, bien plus agréable à l'usage et n'ayant pas les inconvénients du délai d'attente de mise en température de celui de l'échauffement interne de l'appareil par l'enceinte à 75 °C, en dépit du calorifuge. Bien sûr, le prix est plus élevé. A vous donc de décider du choix final. Une solution à signaler : monter d'abord le TFX3 avec le simple quartz 10 MHz, en boîtier HC25/U, monté sur le circuit imprimé. Puis le premier investissement oublié et épongé... acheter le TCXO et le monter !

De toute manière, enceinte LPE ou TCXO, ces pièces ne seront disponibles chez Sélectronic que sur commande. Le délai est de quelques semaines. N'attendez donc pas la dernière minute !

Il nous reste à vous donner rendez-vous le mois prochain pour entrer dans le vif du sujet, c'est-à-dire dans la réalisation du TFX3 !

(à suivre)

F. THOBOIS