

15. — LA MESURE DES FREQUENCES

CONSTRUCTION D'UN FRÉQUENCEMÈTRE DIGITAL



NOUS avons passé en revue, dans l'article précédent, les nombreux avantages du fréquencemètre digital dont nous avons décrit, dans leurs grandes lignes, les principales parties.

Nous nous proposons ici d'examiner de près le schéma d'un appareil de ce type ; tous les détails de sa réalisation seront fournis dans le prochain article.

Les amateurs avertis et chevronnés, fidèles lecteurs du Haut-Parleur, n'éprouveront aucune difficulté à en comprendre le fonctionnement car de nombreux articles descriptifs théoriques et

pratiques ont été consacrés à ce sujet dans la revue. Citons, pour mémoire, parmi les plus complets, ceux de F. Thobois : le TFX1 (H.P. N° 1392, 1396, 1401, 1405) et le TFX2 (H.P. N° 1416, 1420, 1424, 1429). Nous invitons les lecteurs intéressés à se reporter à ces articles.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET DESCRIPTION GÉNÉRALE DU FRÉQUENCEMÈTRE

Le fréquencemètre que nous proposons est d'une

conception très classique : l'utilisation de circuits intégrés logiques normalisés ne permet guère de concevoir beaucoup de variantes, tout au moins pour un appareil d'amateur.

On se reportera au diagramme synoptique et aux explications données plus haut (figures 8, 9 et 10) ainsi qu'à la figure 11.

Le dispositif d'échantillonnage du signal d'entrée reçoit le créneau de sélection C dont la durée peut être de 1 ms ou de 1 seconde. Ce créneau est obtenu par divisions successives par 10 du signal de référence H (signal d'horloge) dont la fréquence de 1 MHz,

très précise et très stable, est obtenue à partir d'un oscillateur à quartz.

Le signal à mesurer, de fréquence F_x est, comme on l'a vu plus haut, découpé par tranches de 1 ms ou 1 seconde.

L'opération de comptage est effectuée au moyen de décades montées en série. L'entrée de la première, seule considérée pour l'instant pour la clarté de l'exposé, est à la fréquence F_x , sa sortie sera à $F_x/10$.

Lorsque la décade en question aura cessé de compter, éventuellement après plusieurs cycles complets, à la fin de l'échantillonnage du signal,

elle présentera un certain état (par exemple l'état 5) correspondant à la dernière décimale.

Une mémoire est associée en permanence à la décade : à la fin du comptage elle enregistre fidèlement le dernier état de cette décade, soit 5.

Une impulsion de transfert T_r intervient alors, immédiatement après la fin du créneau de sélection. Cette impulsion, de très courte durée, n'est utilisée que pour envoyer vers l'indicateur numérique (après transformation par un circuit spécial) l'état à afficher.

Le chiffre 5 s'allume alors et reste visible jusqu'à ce qu'une autre indication soit fournie à l'indicateur suivant le même processus, ce qui peut intervenir, au plus tôt, après la fin du créneau de sélection suivant. Si la fréquence F_x est très stable, le nombre d'événements par unité de temps restera fixe et le chiffre affiché ne changera pas. Dans le cas contraire il peut être modifié à chaque période d'échantillonnage.

Pour que le comptage puisse se faire valablement et, donc, que la copie de l'état de la décade soit significatif de la fréquence à mesurer, il est indispensable que chaque décade soit remise périodiquement dans son état initial, c'est-à-dire à 0, par une impulsion de remise à zéro RAZ. Cette impulsion, plus large que l'impulsion de transfert, doit intervenir après un comptage et le transfert correspondant et avant le début du créneau de sélection suivant (voir figure).

Ainsi le cycle de fonctionnement s'établit de la façon suivante :

- comptage de périodes de signal pendant le créneau de sélection,
- transfert du résultat sur un indicateur numérique,
- remise à zéro du système de comptage.

Ce cycle dure exactement deux fois la largeur du créneau de sélection soit 2 ms ou 2 sec suivant la gamme choisie (on verra cependant que

les impulsions de transfert ne sont sélectionnées que tous les 100 comptages sur la gamme MHz).

Il est important de noter que l'intérêt de la mémoire est de conserver trace de l'information « état de la décade » et de ne transmettre cette information vers l'indicateur que lorsqu'une impulsion de transfert est appliquée. En dehors de cet événement, l'indicateur est parfaitement isolé de la décade de sorte que, ni la remise à zéro, ni le comptage en cours ne sont observés ce qui évite un pénible clignotement de l'affichage, comme c'était le cas sur les premiers appareils de ce type. On peut ainsi observer à loisir la valeur affichée, sans fatigue visuelle.

Chaque groupe : décade + mémoire + indicateur numérique constitue une décade affichante indépendante. L'empilage de n décades affichantes permettra de visualiser la valeur de la fréquence par un nombre de n chiffres.

Il semble que l'utilisation de 5 chiffres soit très largement suffisante pour la plupart des cas concrets.

Nous avons prévu, également, un indicateur de dépassement qui préviendra de la saturation du dispositif de comptage et d'affichage et permettra, s'il est bien interprété, de donner une sixième décimale.

Pour des raisons pratiques de présentation, une virgule, matérialisée par un point lumineux, est disposée à gauche du chiffre des centaines.

Les deux gammes de mesure sont kHz et MHz : ainsi, sur la première gamme, le dernier chiffre significatif (celui des unités) avec un créneau de sélection de 1 sec., représentera des Hz. On pourra donc mesurer de 1 à 99,999 kHz. L'autre gamme utilise des créneaux de sélection de 1 ms, de sorte que le dernier chiffre significatif sera des kHz et le comptage pourrait s'effectuer théoriquement de 1 kHz à 99,999 MHz.

En fait, par suite de la limi-

tation de la bande passante des circuits et de la rapidité maximale du comptage, cette fréquence sera limitée au voisinage de 35 MHz, ce qui n'est déjà pas si mal.

Le renouvellement de l'affichage se produit toutes les 200 ms sur la gamme MHz, la lecture peut donc se faire quasi instantanément. Sur la gamme kHz, où le cycle complet dure 2 sec., il est conseillé d'attendre 3 ou 4 secondes avant de prendre en compte la valeur affichée.

La précision de l'affichage dépend naturellement de celle du quartz qui est l'âme de l'horloge/ base de temps. Un système de réglage fin de la fréquence est prévu pour la calibration. On peut facilement espérer obtenir une précision de $5 \cdot 10^{-6}$ à moyen terme après que l'appareil se soit stabilisé en température. Un réglage soigné donnera 10^{-6} à quoi il faut naturellement ajouter ± 1 digit car le créneau de sélection n'est pas en phase avec le signal d'horloge et sa largeur ne correspond pas forcément à un nombre entier de périodes à mesurer.

Comme nous l'avons indiqué, la précision sur une mesure quelconque est fonction du nombre de chiffres affichés. Aussi, la précision absolue de 10^{-6} n'est à prendre en considération que pour 5 chiffres affichés, au moins. Cependant, on peut théoriquement mesurer une fréquence stable de valeur élevée au moyen de 8 chiffres en commutant la gamme des MHz aux kHz. Par exemple, la lecture d'une fréquence donne l'indication 10.235 sur la position MHz et (D) 35.425 sur la position kHz (D) indique le dépassement). Cela correspond à une valeur de fréquence mesurée théorique de 10,235 425 MHz. La précision absolue de 10^{-6} limite à 6 chiffres significatifs la valeur connue de la fréquence, ce qui implique que cette dernière est en réalité de 10,235 400 Hz \pm 100 Hz.

Pour mesurer une fré-

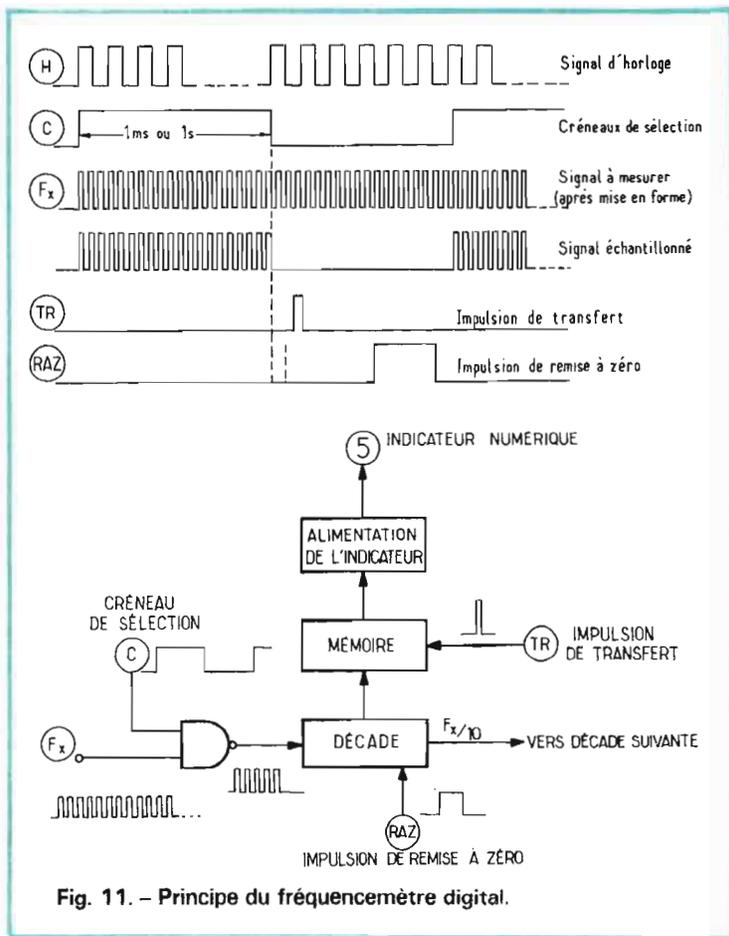


Fig. 11. - Principe du fréquencemètre digital.

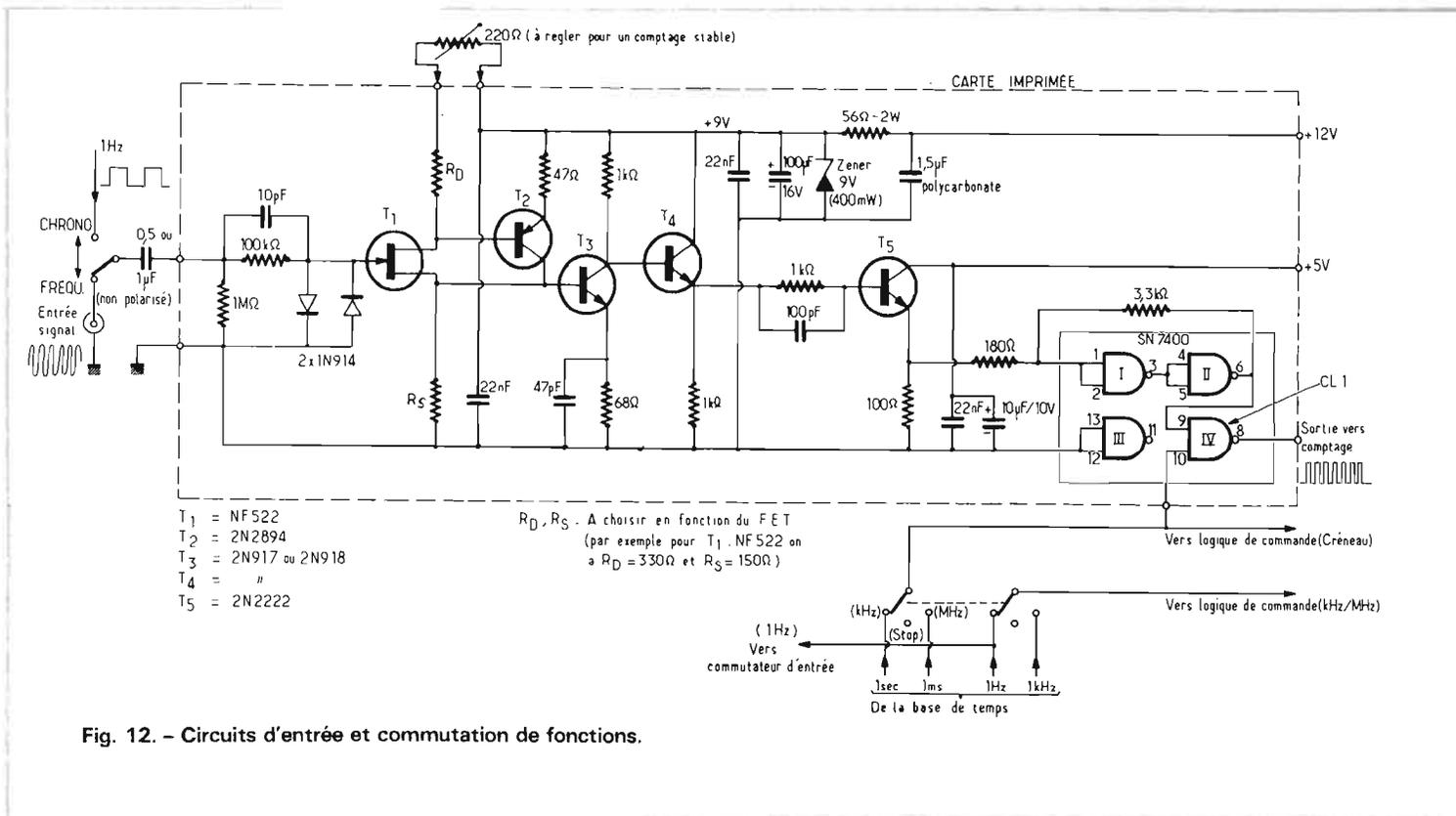


Fig. 12. - Circuits d'entrée et commutation de fonctions.

quence avec plus de précision, il est suggéré d'attendre 15 à 20 minutes de chauffage de l'appareil, de régler la fréquence du quartz par comparaison avec une source à 10^{-8} ou 10^{-9} et de réaliser ensuite une mesure dans les minutes qui suivent.

Ces considérations ne sont valables que pour réaliser des mesures sur des oscillateurs à quartz extérieurs, ce qui peut intéresser les amateurs émetteurs ou les passionnés de télécommande qui désirent connaître avec précision la fréquence de leur station.

Pour les autres domaines, et, notamment celui des audiofréquences, la précision de l'affichage est très satisfaisante : on effectue une mesure à ± 1 Hz sur la gamme kHz jusqu'à 99 999 Hz.

Bien entendu, une fréquence très basse comme 10 Hz ne sera connue qu'à ± 1 Hz (soit $\pm 10\%$) ce qui peut paraître insuffisamment précis aux puristes. Nous avons cependant décidé de ne pas modifier les caractéristiques de mesure des fréquences basses (par exemple en

mesurant la période) pour rester dans des limites raisonnables de complexité.

Afin de rendre plus attrayant et plus pratique l'emploi du compteur-fréquence nous avons prévu deux perfectionnements très simples à réaliser :

- l'utilisation d'une position STOP entre les positions kHz et MHz permettra de visualiser de façon permanente la dernière valeur de fréquence mesurée, par exemple pour transcrire cette valeur ou établir un élément de comparaison entre deux mesures faites à des intervalles relativement longs ;

- la mise en route d'un compteur de périodes à 1 Hz transforme l'appareil en un chronomètre précis donnant, en lecture directe, le nombre de secondes écoulées depuis la mise en route de cette fonction : l'affichage est réalisé, en position STOP lorsqu'on presse un bouton-poussoir ; il demeure permanent et fixe si l'on relâche ce bouton : la valeur affichée correspond alors au temps écoulé entre l'instant initial et celui où l'on a relâché le poussoir.

LES CIRCUITS D'ENTRÉE

La figure 12 représente le schéma des circuits d'entrée et indique les interconnexions à réaliser.

L'ensemble des 4 étages d'amplification à liaison directe et des circuits de mise en forme est réuni sur une carte imprimée.

L'entrée, isolée du continu est à haute impédance (1 MΩ). Elle comprend un transistor à effet de champ T₁, du type NF 522 de National Semiconductor, caractérisé par son faible souffle, sa faible capacité d'entrée et son prix abordable. On pourra également utiliser d'autres FET's du type 2N 4416, BF 245 etc. en modifiant les valeurs des résistances R_s et R_d, placées respectivement dans la source et le drain de T₁.

Pour éviter de détruire le FET, particulièrement fragile, par l'application d'une tension trop généreuse, on a prévu un système de limitation très efficace au moyen d'une résistance montée en série dans la

grille et d'une paire de diodes tête-bêche. Le condensateur de 10 pF en parallèle sur la résistance série diminue l'atténuation aux fréquences élevées.

La disposition du FET (espace drain-source) entre la base et le collecteur T₂ est classique. Ce montage procure un fonctionnement assez stable. T₂ est un étage amplificateur PNP à émetteur commun (2N 2894). La base est polarisée par un pont de résistances comprenant, d'une part, R_d en série avec une résistance ajustable de 220 Ω (vers le +9 V), d'autre part, la résistance équivalente du FET (vers son collecteur) et la résistance R_s (vers la masse). Ce système, associé à des valeurs relativement faibles de résistances et à une contre-réaction d'émetteur, procure une amplification à très large bande et réduit l'impédance de sortie à une valeur faible.

La liaison de T₂ vers T₃ (2N 917 ou 2N 918) est directe. L'émetteur de T₃ (NPN) est découplé par un condensateur de correction des fréquences élevées

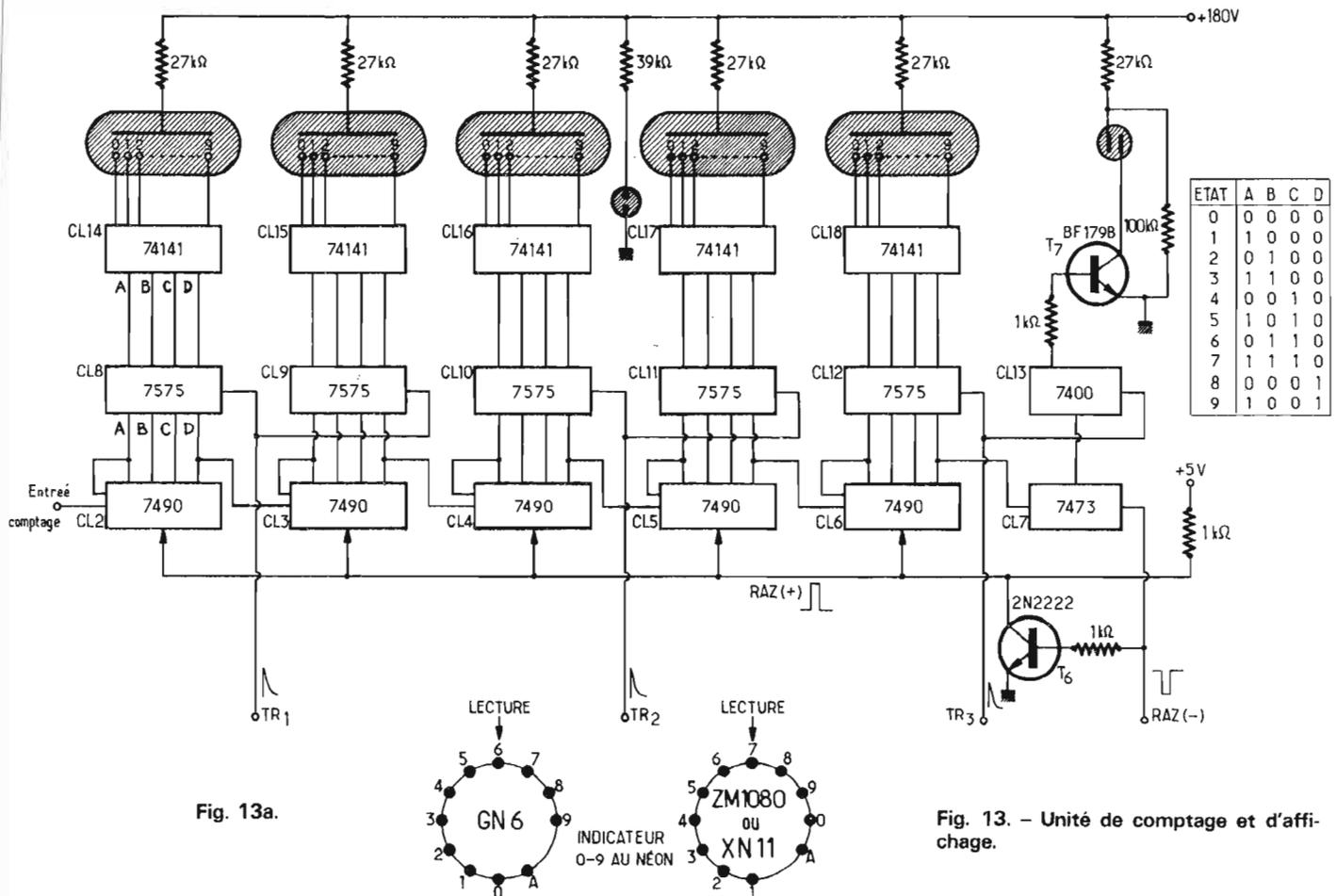


Fig. 13a.

Fig. 13. - Unité de comptage et d'affichage.

(47 pF). Le signal est prélevé sur le collecteur de T_3 pour attaquer un émetteur follower T_4 (2 N 917 ou 2 N 918) abaisseur d'impédance.

La sortie de T_3 est dirigée vers l'étage tampon T_5 (2 N 2222), également émetteur follower, dont la caractéristique essentielle est d'être alimenté à partir du +5 V, de sorte que sa tension de sortie soit toujours inférieure à cette valeur. Bien que ne procurant aucun gain, cet étage est absolument nécessaire pour éviter la destruction du circuit intégré logique CL_1 qui suit.

Le circuit RC placé dans la liaison T_4 - T_5 limite le courant base de T_5 sans atténuer les fréquences élevées.

Les deux NAND I et II du circuit CL_1 (SN 7400) sont montés en trigger. Leur rôle consiste à basculer dès qu'un seuil d'entrée est atteint, puis de rebasculer lorsque le niveau, baissant, atteint un autre seuil. Ceci entraîne une transformation des signaux

périodiques de formes quelconques à l'entrée, en signaux rectangulaires à temps de montée très court. Nous avons déjà eu l'occasion de décrire des applications de ce montage, et il n'est pas besoin d'insister sur la nécessité d'une bonne mise en forme.

Le NAND III n'est pas utilisé (entrées à la masse, sortie en l'air).

Le NAND IV constitue le circuit de sélection. L'une des entrées reçoit le signal mis en forme rectangulaire, l'autre le créneau de sélection de comptage de 1 ms ou 1 sec. La sortie représente des trains d'impulsions dont le nombre, à l'intérieur de chaque créneau, est proportionnel à la fréquence. Ce signal est envoyé vers les circuits de comptage et d'affichage.

Le commutateur à trois positions kHz - STOP - MHz permet de sélectionner les signaux venant de la base de temps pour l'échantillonnage du signal d'entrée et la com-

mande des circuits de comptage.

Le créneau 1 Hz sera également dirigé vers un simple inverseur Chrono/Fréqu., dont le curseur, en série avec un condensateur d'isolement, est réuni aux circuits d'entrée.

L'alimentation est faite à partir de deux sources : l'une de +5 V régulée est commune à T_5 , CL_1 et les autres circuits intégrés de l'appareil, l'autre de +12 V non régulée. Cette dernière tension, ramenée à 9 V et régulée au moyen d'une résistance série de 56 Ω et d'une diode Zener, alimente les étages d'entrée T_1 à T_4 . Un soin particulier a été donné aux éléments de filtrage : chaque point d'alimentation comporte un chimique doublé d'un autre condensateur non polarisé, à faible impédance aux fréquences élevées.

Avec les composants indiqués sur le schéma et un réglage correct de la résis-

tance ajustable de polarisation, la bande passante de l'amplificateur va de 1 Hz à plus de 50 MHz. En fait, seul T_1/T_2 et T_3 amplifient.

Le trigger ne peut guère fonctionner au-delà de 35 MHz, ce qui correspond à la bande réelle du fréquence-mètre. La sensibilité varie avec la fréquence : elle est de 20 mV efficaces pour obtenir un seuil de déclenchement franc à 1 kHz.

L'UNITÉ DE COMPTAGE ET D'AFFICHAGE

C'est la partie la plus importante de l'appareil. Le schéma général est indiqué sur la figure 13. On y remarquera la mise en cascade des 5 décades affichantes comprenant chacune :

- une décade SN 7490 (CL_2 à CL_6),
- une mémoire 4 bits SN 7475 (CL_8 à CL_{12}),

INDICATEUR DE DÉPASSEMENT

La série des 5 décades affichantes est complétée par un indicateur de dépassement qui s'allume dès que la capacité de comptage est dépassée. Comme les cinq décades continuent à fonctionner après avoir indiqué 99.999 et un retour à zéro, il est possible de se servir du compteur au-delà de cette capacité naturelle à la condition qu'une indication de dépassement soit fournie et qu'aucune erreur ne soit commise sur l'interprétation de ce dépassement.

On a choisi, pour cette indication, un tube néon dont l'allumage figure une barre verticale de hauteur voisine à celle des autres chiffres de façon à représenter le chiffre 1.

La figure 14 montre le détail du fonctionnement de la logique de dépassement.

La sortie D de la dernière décade est en général à l'état 0 logique. Si le nombre compté atteint 99.999, D passe à l'état 1 et reste dans cet état jusqu'à la fin du comptage 99.999, il passe alors à l'état 0 pour 100.000.

Le dispositif comporte une bascule JK maître-esclave (1/2 SN 7473), préalablement remise à zéro par RAZ (-), dont la sortie \bar{Q} passe de 1 à 0 lorsque le front descendant du comptage 99.999/100.000 apparaît sur l'entrée \bar{T} (K étant réuni à la masse, soit au potentiel 0 logique).

Le circuit à 4 NANDs SN 7400 étant monté comme sur la figure, les sorties de I et IV sont respectivement 1 et 0 et la sortie du basculeur II/III en 8 est 0.

A l'application d'une impulsion positive de transfert, l'état des sorties de I et IV est inversé, si l'entrée (pin 1) est à 0, c'est-à-dire s'il y a dépassement. Cette inversion de courte durée entraîne celle de la sortie 8 qui devient 1 logique en permanence.

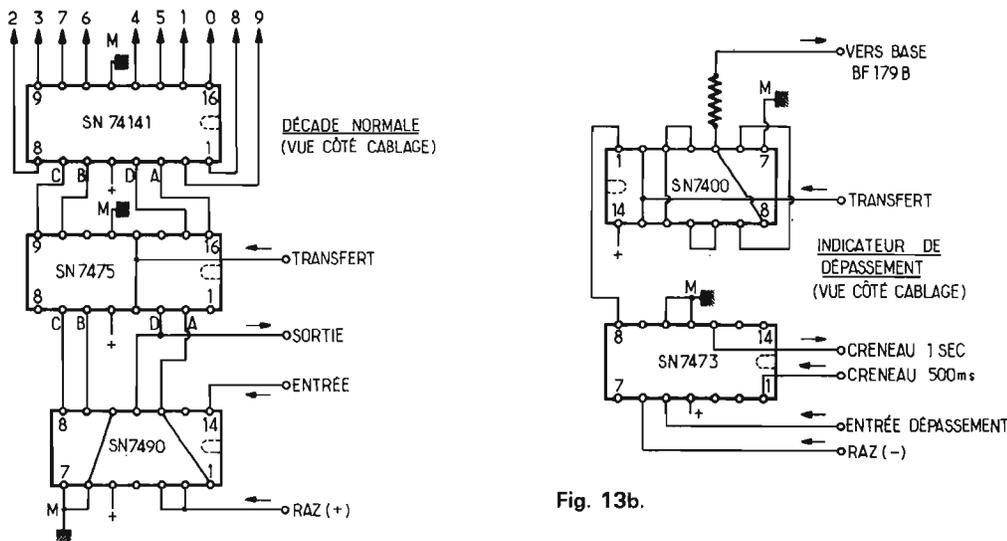


Fig. 13b.

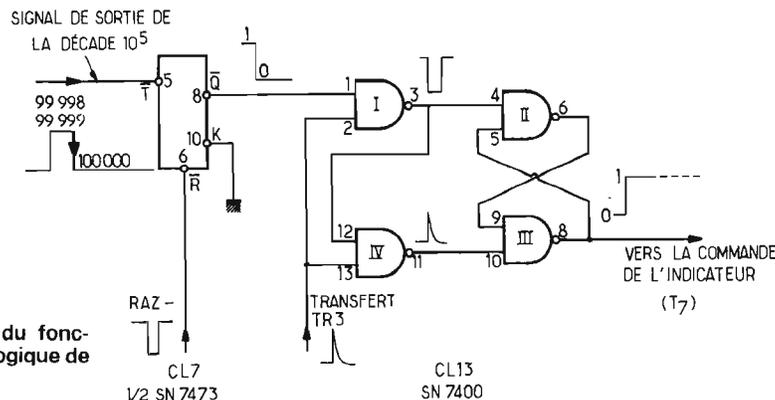


Fig. 14. - Détail du fonctionnement de la logique de dépassement.

— un décodeur driver pour indicateur néon SN 74141 (CL₁₄ à CL₁₈),

— un tube afficheur néon 0 à 9 (ZM 1080, XN11, GN6...).

L'entrée du comptage est envoyée sur la décade des unités, laquelle alimente, une fois sur 10, celle des dizaines et ainsi de suite jusqu'à 10⁵.

Chaque décade reçoit une impulsion positive de remise à zéro, dénommée RAZ (+), obtenue par inversion d'un signal RAZ (-) par le transistor T₆.

Les impulsions de transfert sont issues de trois sources synchrones afin d'être compatibles avec la limite de puissance attachée à chaque source (fan-out).

Le fonctionnement d'une décade a été exposé plus haut, nous n'y reviendrons pas sinon pour ajouter quelques détails.

L'état de chaque décade (entre 0 et 9) s'exprime en langage binaire au moyen des 4

sorties A, B, C, D. Le tableau de la figure 13 indique les correspondances binaire/décimal. Au comptage 8 la sortie D qui était 0 devient 1 logique et reste dans cet état jusqu'au comptage 9 inclus. D reprend la valeur 0 au basculement 9-10. C'est ce flanc décroissant d'impulsion qui débloque le comptage de la décade suivante qui avance d'un digit.

Lorsque le comptage est terminé, à la fin du créneau de sélection, les états stables des sorties A, B, C, D appliquées aux entrées correspondantes de la mémoire à 4 bits sont transmis aux sorties dès application de la brève impulsion de transfert.

Les états A, B, C, D sont décodés par le circuit SN 74141 de la décade considérée: le nombre binaire est transformé en un chiffre décimal et envoyé vers l'indicateur numérique par déblocage de l'un des 10 transistors haute tension intégrés dans le

circuit. On a vu que l'affichage reste alors permanent jusqu'à ce que la valeur mesurée soit modifiée.

Les tubes indicateurs numériques, parfois appelés « Nixies », sont des tubes au néon ayant 10 cathodes indépendantes en forme de chiffres 0 à 9 et une anode commune. La figure indique le câblage propre à 3 modèles parmi les plus courants.

Il existe d'autres possibilités de visualisation, notamment au moyen de chiffres formés par 7 segments: nous examinerons plus loin les modifications à apporter pour cette version. Il est cependant assez clair que les indicateurs du type « Nixie » sont très attrayants par leur forme et leur dimension: leur seul inconvénient est qu'ils nécessitent une alimentation séparée de tension élevée.

Le point (ou virgule) décimal est constitué d'un petit tube néon du type midget.

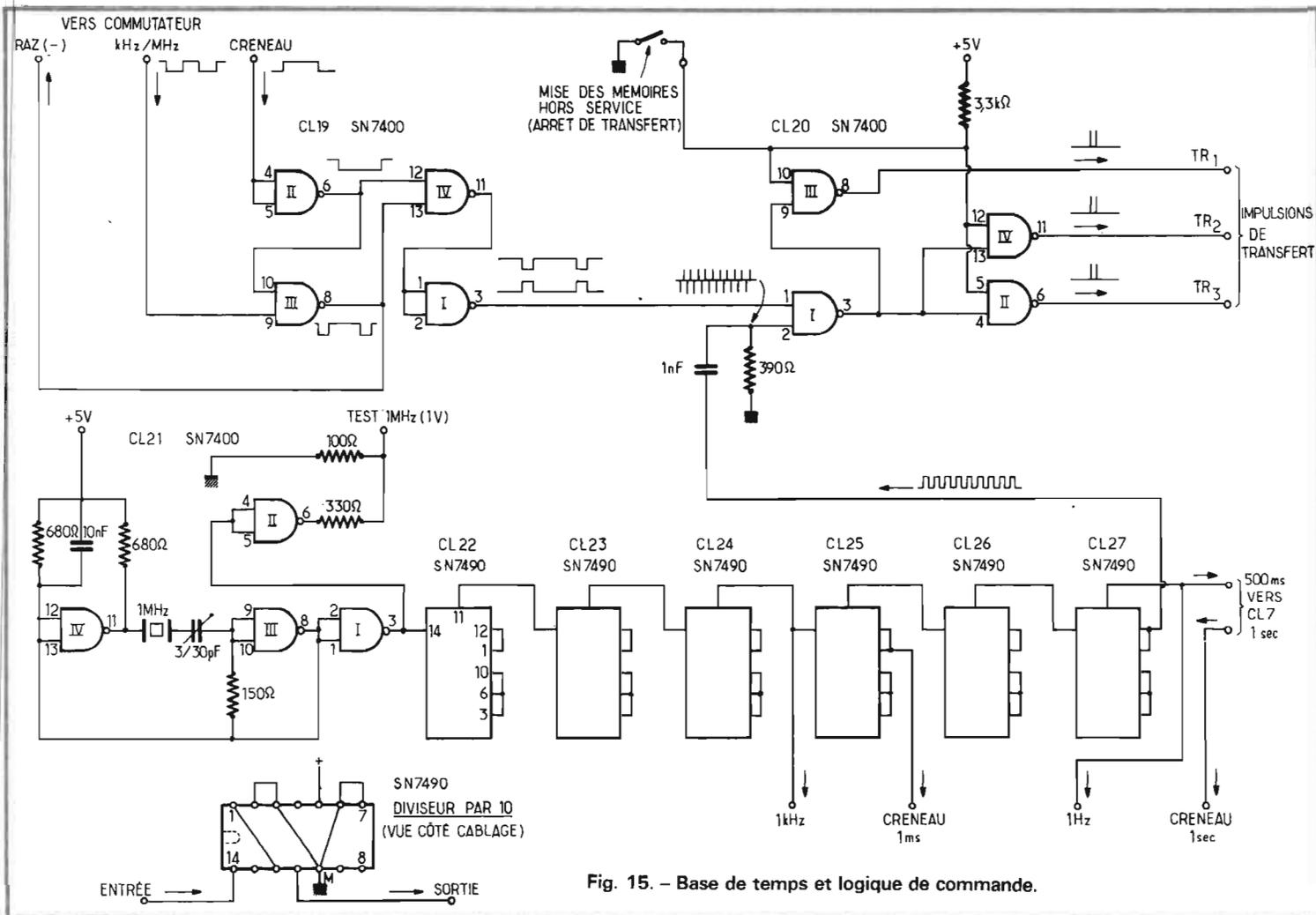


Fig. 15. - Base de temps et logique de commande.

En se reportant à la figure 13, on voit que le transistor T_7 (BF 179B ou similaire, prévu pour haute tension) devient conducteur, ce qui allume le néon de dépassement. Cet allumage restera permanent jusqu'à ce qu'après un comptage, le dépassement ne soit plus atteint. Le néon s'éteindra alors par le retour de la sortie Q à l'état 1 après remise à zéro.

On notera que les impulsions de remise à zéro doivent être positives pour l'effacement des décades et négatives pour le rebasculé du dépassement. On génère donc, dans la base de temps, des signaux négatifs que l'on inverse ensuite par le transistor T_6 (2N 2222).

Toute l'alimentation des circuits intégrés de CL_2 à CL_{18} se fait à partir de la source de tension régulée à +5 V.

Un certain nombre de découplages, destinés à annuler les influences mutuelles, est prévu. Pour la simplicité du schéma nous n'avons pas représenté ces condensateurs qui seront figurés sur le dessin de la disposition des composants sur les cartes imprimées (voir plus loin).

L'alimentation des indicateurs numériques et du point digital se fait au moyen d'une tension non régulée de 180 V environ.

L'unité de comptage et d'affichage est répartie sur plusieurs cartes imprimées dont la description sera donnée plus loin.

CIRCUIT DE BASE DE TEMPS ET LOGIQUE DE COMMANDE

Ces circuits, représentés sur la figure 15, sont destinés

à fournir tous les signaux fonctionnels :

- créneaux de sélection,
- impulsions de remise à zéro,
- impulsions de transfert.

La référence est fournie par un oscillateur à quartz de 1 MHz dont la fréquence peut être ajustée finement sur une faible plage au moyen d'un condensateur variable.

Le circuit de l'oscillateur est classique. Il utilise un quadruple NAND CL_{21} dont trois sections sont prévues pour l'oscillateur et une pour une sortie test 1 MHz (1 V eff.) qui pourra être utilisée sur un montage extérieur ou servir à la calibration de l'appareil.

La sortie de l'oscillateur est envoyée vers une série de 6 diviseurs par 10 (SN 7490) de CL_{22} à CL_{27} .

Comme l'entrée est à 10^6 Hz, la sortie sera donc à 1 Hz, avec la possibilité de

prélever les fréquences 10^5 , 10^4 , etc. sur les bornes 11 des circuits. Mais chaque diviseur par 10 est, en réalité un diviseur par 2 puis par 5 de sorte que l'on peut également prélever les fréquences $5 \cdot 10^5$, $5 \cdot 10^4$, ... sur les bornes 1 et 12 réunies.

Les prélèvements retenus se feront de la façon suivante :

- 1 kHz de récurrence sur la sortie 11 de CL_{24} ,
- 500 Hz de récurrence sur la sortie 1/12 de CL_{25} (créneau de sélection de 1 ms),
- 5 Hz de récurrence sur la sortie 1/12 de CL_{27} (créneau de 100 ms)
- 1 Hz de récurrence sur la sortie 11 de CL_{27} .

Cette dernière sortie est également utilisée pour la génération de créneaux de sélection de 1 sec., après division par 2 dans la deuxième bascule JK maître-esclave contenue dans CL_7 .

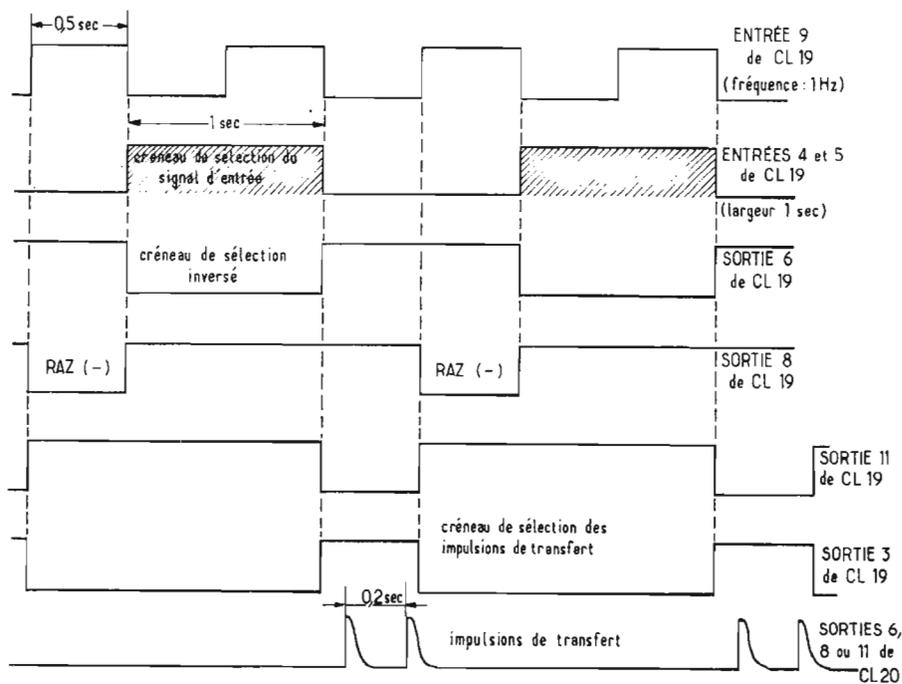


Fig. 16. - Diagramme des signaux fonctionnels (position kHz).

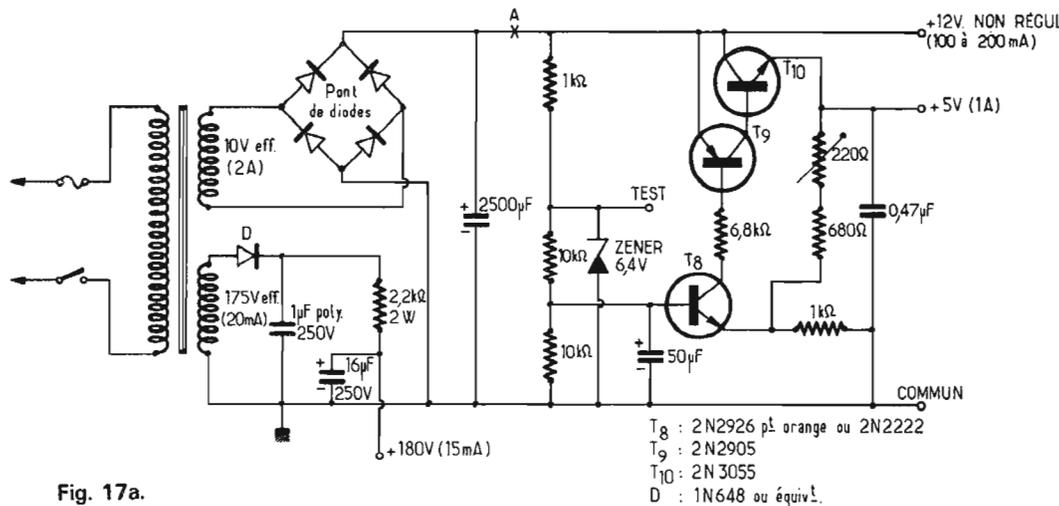


Fig. 17a.

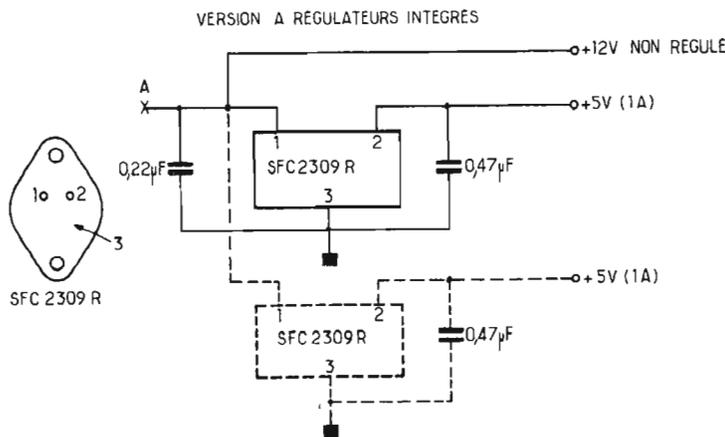


Fig. 17b.

Fig. 17. - Alimentation.

La forme des signaux est indiquée sur la figure 16 pour le fonctionnement sur la gamme kHz.

Le quadruple NAND CL₁₉ est destiné à former les impulsions de remise à zéro. Le NAND II reçoit un créneau de 1 sec., inversé sur sa sortie. On réalise la combinaison de ce créneau inversé et des impulsions à 1 Hz (largeur 0,5 sec.) pour produire des impulsions RAZ (-) larges de 500 ms, se répétant toutes les deux secondes, calées juste avant chaque créneau de sélection.

Ces impulsions combinées par le NAND IV avec le créneau inversé donnent à leur tour des impulsions négatives de 0,5 sec se répétant toutes les deux secondes juste après chaque créneau de sélection. Par une inversion dans le NAND I, on trouvera des impulsions positives de sélection des impulsions de transfert.

Ces dernières sont générées par le circuit CL₂₀. Le NAND I reçoit des impulsions de très courte durée obtenues par différentiation RC de créneaux de 100 ms. Seules les impulsions positives (une toutes les 200 ms) sont à considérer. Le créneau de sélection de transfert, large de 500 ms laissera donc passer deux impulsions de transfert, consécutives toutes les deux secondes. Les impulsions négatives obtenues sont inversées et réparties en trois sorties distinctes au moyen des NAND's II, III et IV dont l'une des entrées est au potentiel 1 logique. En mettant ces entrées provisoirement à la masse (0 logique), on supprime les impulsions de transfert, ce qui bloque les mémoires et fait apparaître un affichage permanent correspondant au dernier comptage. Les décades continuent cependant à fonctionner.

Comme le créneau de sélection de transfert est plus large que la durée séparant une impulsion de transfert de la suivante, ainsi qu'on l'a vu, on envoie deux impulsions de

transfert consécutives : ceci n'a absolument aucune incidence sur le bon fonctionnement puisque l'état des déca- des à la fin d'un comptage ne varie plus.

On pourrait faire un raisonnement identique et une présentation de signaux semblables pour la gamme MHz. Dans ce cas, les créneaux de sélection de signal ont une durée de 1 ms, les signaux RAZ ont 500 μ s de large.

Comme, pour des raisons de simplicité, les caractéristiques des impulsions de transfert sont les mêmes pour chaque gamme, le transfert interviendra toutes les 200 ms, soit cinq fois par seconde, ce qui correspond à 100 comptages. Là aussi, il n'y a pas d'inconvénients particuliers à ne pas faire un transfert par comptage, d'autant que la variance de la fréquence du signal mesuré est, généralement, faible.

L'arrêt du comptage peut se faire en position STOP par la suppression de tous les signaux fonctionnels. Dans ce cas, l'affichage du dernier comptage reste permanent même si le signal a complètement disparu.

L'ALIMENTATION (voir figure 17)

Elle comprend trois sources :

— une source + 12 V (200 mA), non régulée pour l'alimentation de circuits d'entrée,

— une source + 5 V (1 A) régulée pour l'alimentation des circuits logiques,

— une source + 180 V (15 mA), non régulée, pour les indicateurs numériques.

Toutes ces sources sont obtenues à partir des deux secondaires d'un transformateur de 25 VA, 220 V/10 V et 175 V efficaces.

La section + 180 V comporte un redressement à une seule alternance, suivi d'un filtrage RC avec condensa-

teur de tête de filtre de 1 μ F. Compte tenu du faible débit de cette source, cette disposition est suffisante.

La source basse tension non régulée est obtenue par un pont de diodes moulé ou 4 diodes distinctes montées en pont. Un filtrage sommaire est réalisé par un condensateur de 2 500 μ F. Comme cette tension sera finalement régulée à 9 V sur la carte d'entrée, elle peut varier sans problème de 11 à 14 V.

La tension régulée a une sortie de + 5 V \pm 0,2 V. On obtient cette régulation par un système classique à trois transistors depuis le + 12 V non régulé.

La tension de référence du régulateur est prise sur un pont de résistances aux bornes d'une diode Zener de 6,4 V. Cette tension (3,2 V), filtrée, est comparée avec une partie de la tension de sortie par T₈ qui commande le courant base de l'ensemble T₉/T₁₀ montés en Darlington. Le ballast T₁₀ est disposé sur un radiateur.

Une meilleure solution est procurée par un régulateur intégré du type SFC 23098 (Sescosem) qui offre, dans un boîtier TO₃, tous les circuits de régulation, de limitation du courant de court-circuit et de protection contre l'élévation de température. Un deuxième circuit de ce genre pourra être disposé pour alimenter des circuits indicateurs à diodes électroluminescentes 5 segments qui seront présentés plus loin en option.

Les condensateurs de 0,22 μ F et 0,47 μ F dans la version intégrée sont indispensables pour assurer la stabilité du montage.

J.C.

(à suivre)

toujours du NOUVEAU!

R. DUVAUCHEL vous présente :

ZEVA "VARIOMATIC"

Fer à souder Thermostaté

Température stabilisée au degré exact de chauffe désirée.

Sans transformateur ni régulateur.

Système de réglage de température par cran, à l'intérieur du manche.

Très fin, pratique, léger. Sa puissance, 65 watts le rend indispensable pour un travail en chaîne sans perte sensible de chaleur.

220 volts ou 24 volts.



SOUDEUR "WAHL ISO TIP"

à mini batterie incorporée

Fonctionne sans fil, sans courant, partout. Eclairage du point de soudure sans ombre. Léger, pratique, maniable.

Poids : 150 g

Longueur : 12 cm

Température : 350 °C

Puissance : 50 watts

Sécurité : 2,4 volts

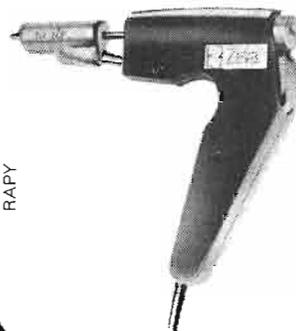
Vendu complet avec son chargeur.



ZEVA "DESSOUEUR SOUDEUR"

de 35 watts, d'une précision remarquable, est parfaitement adapté pour le soudage et dessoudage des composants.

Léger, pratique, fonctionnant d'une seule main, donnant une aspiration juste et douce sans danger pour les circuits délicats.



POMPE DESSOUEUSE "PRO INDUSTRIA"

Trois modèles :
dont la plus petite pompe dessoudeuse du monde.

MAXI SUPER
sans recul
pour l'atelier,
laboratoire etc.

MAXI MINI
pour le dépannage
à l'extérieur etc.

MAXI MICRO
pour le
dessoudage
miniaturisé,
micro
soudage etc.
Longueur de la
pompe : 160 mm
Largeur de la
pompe :
Ø 12 mm
Ø INTÉRIEUR
de l'embout :
1,5 mm
Poids : 27 g



RENSEIGNEMENTS
ET DOCUMENTATION :

EN VENTE CHEZ VOTRE DISTRIBUTEUR

PRO-INDUSTRIA (R. DUVAUCHEL)
3 bis, rue Casteres 92110 CLICHY 737.34.30 et 737.34.31