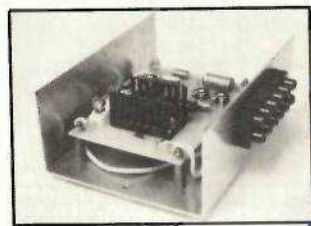


SOMMAIRE

N° 421
DÉCEMBRE 1982

REALISATIONS



27 Platine Tuner FI-TV multistandard



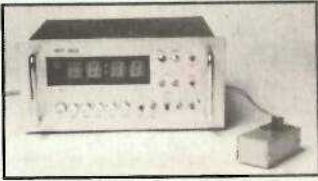
43 Transistormètre numérique

53 Sirène modulée 12 V



56 Ampli PWM pour casque

73 Baby sitter électronique



85 Combiné horloge-thermomètre

TECHNIQUE

Ce numéro comporte deux encarts numérotés:
61-62 - Fiches « idées »
67-68 - Fiches « composants »
63-64
65-66 - Eurelec

99 Transistor: les paramètres hybrides

DIVERS

80 Infos nouveautés

83 Page circuits imprimés



Ont participé à ce numéro:
P. Angot, C. Basso, H. Bilbille, J. Ceccaldi, C. Couillec, F. de Dieuleveult, F. Jongbloët, X. Montagutelli, R. Rateau, J. Sabourin, J.-P. Signarbieux.

Platine TV multistandard à synthèse de fréquence



Pendant la décennie 80/90, les récepteurs de télévision deviendront de plus en plus complexes et les techniques numériques seront de plus en plus employées. Dans quelques mois les téléviseurs commercialisés seront équipés d'accord par synthèse de fréquence. On peut déjà trouver des appareils télécommandés avec affichage des canaux et de l'heure sur l'écran.

Tous les systèmes développés par les constructeurs prévoient la possibilité d'incorporer les circuits de transmissions de textes ou d'informations.

Il est certain qu'après la mise en service des satellites allemand et français, dont le lancement est prévu pour le printemps 85, le marché des téléviseurs multistandard subira un fort accroissement. Les systèmes de synthèse de fréquence conçus aujourd'hui devront donc être prévus pour tous les standards reçus, à un endroit donné.

Au-delà de ces faits qui prêchent en faveur d'un système modulaire : platine réception multistandard plus moniteur vidéo, les récentes annonces des Pouvoirs publics quant aux taxes TV et magnétoscope, vont certainement encourager les usagers à aller dans cette voie puisque les moniteurs sont exemptés de la taxe...

Pour remplir les fonctions de synthèse, d'affichage, mémorisation, télécommande, etc., Plessey a élaboré un système modulaire; les circuits intégrés peuvent être combinés de différentes manières et communiquent entre eux et éventuellement avec un microprocesseur par l'intermédiaire d'un bus. La plupart des récepteurs de télévision sont — et d'autres le seront — capables de recevoir un vaste choix de stations, par exemple pour les usagers situés près des frontières. Le problème de l'identification des canaux doit alors être

résolu et les récepteurs doivent pouvoir travailler sur deux ou trois standards différents.

Le système comporte un minimum de composants grâce à un jeu de mémoires mortes toutes en communication avec le bus. Ce système est baptisé par le constructeur système clé: les circuits de synthèse de fréquence multistandard reçoivent une information: mot de 4 bits provenant d'un microprocesseur 4 ou 8 bits ou d'une mémoire morte contenant 100 canaux pour chaque standard.

La mémoire mise en service est sé-

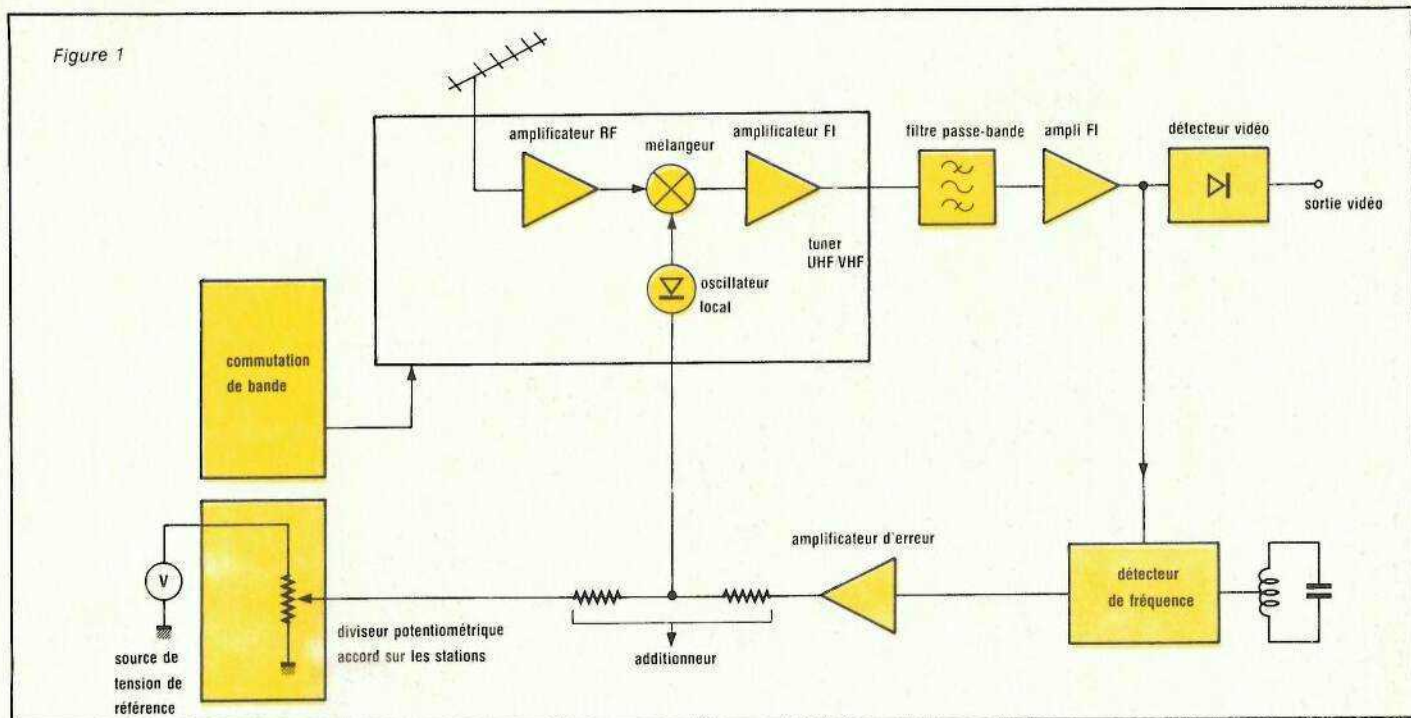
lectionnée par un code 2 bits autorisant la connexion de 4 mémoires donc 4 standards différents soit 400 canaux. Une extension est possible jusqu'à 8 standards.

Dans cette famille, les circuits intégrés sont au nombre de 11: CT 2010, CT 2014, CT 2015, CT 2017, CT 2030, CT 2031, CT 2032, CT 2033, ER 1400 et PIC 1650.

Le système d'accord traditionnel

Pour un récepteur de télévision, le système d'accord conventionnel, tel

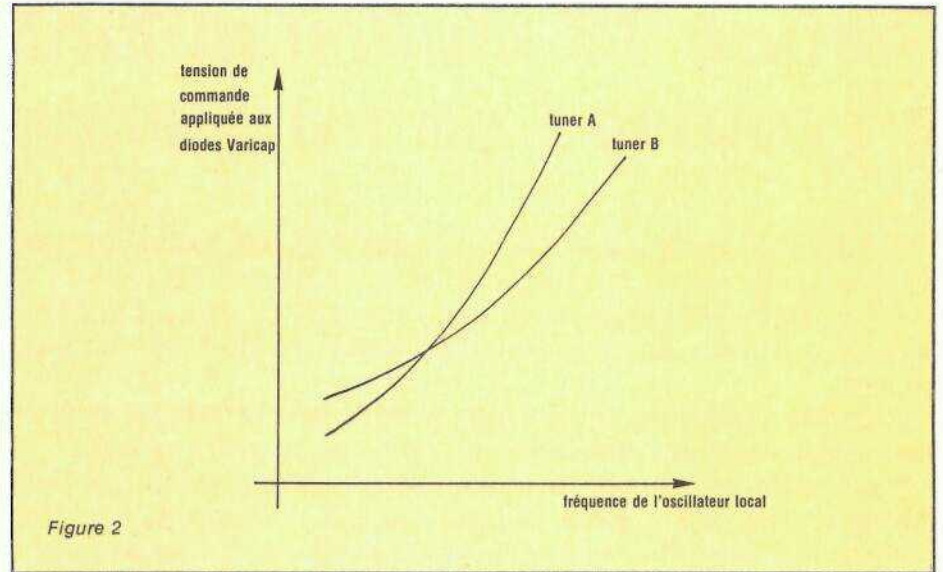
Figure 1



qu'il est représenté à la figure 1 consiste en un oscillateur local contrôlé en tension par le biais de diodes varicap. La tension nécessaire à l'accord sur un canal donné est délivrée par un diviseur potentiométrique, la bande correspondante est sélectionnée par un commutateur mécanique associé au potentiomètre. Il faut alors autant de diviseurs potentiométriques et de commutateurs de sélection de bande qu'il y a de stations à recevoir. Bien évidemment, plus il y a d'interrupteurs mécaniques, moins le système est fiable et dans certains appareils les commutations globales sont effectuées par un système de touches sensibles « touch-control » ou par télécommande.

Avec un tel système, la dérive en fréquence de l'oscillateur local est un problème classiquement résolu en ajoutant une boucle de rétro-action. La CAF, contrôle automatique de fréquence, est donc fournie par une broche de contre réaction, la tension varicap est corrigée de manière à ce que la fréquence intermédiaire reste constante grâce à la courbe en S délivrée par le discriminateur.

Cette CAF n'est pas une panacée et il peut se poser quelques problèmes: si le signal reçu est faible, le système peut se verrouiller sur la fréquence son ou vision du canal adjacent inférieur ou supérieur. Un autre problème classique rencontré



avec ce système conventionnel est dû à la relation liant la tension appliquée aux diodes varicap et la fréquence de l'oscillateur local, non seulement cette relation n'est pas linéaire mais elle varie avec la température et d'un circuit à l'autre comme le montre le graphe de la figure 2. Si l'on ajoute à ces inconvénients la stabilité des tensions de référence, on voit qu'il est très difficile et en général cher d'élaborer un circuit indiquant avec exactitude le canal reçu.

Si le système est calé de manière à délivrer la fréquence intermédiaire correcte en un bout de la bande, la non-linéarité du système est telle qu'à l'autre extrémité de la bande, le

système sera verrouillé sur une valeur de fréquence intermédiaire erronée malgré l'effet de la CAF.

Rappelons en outre que la référence provient d'un circuit LC qui est aussi l'objet de variations.

Les systèmes d'accord à synthèse

On définit de tels systèmes quand il n'existe plus aucun élément mécanique et lorsque les informations relatives à l'accord sont sous la forme numérique et peuvent être traitées ou stockées dans des mémoires. Avec cette technique, il est facile de

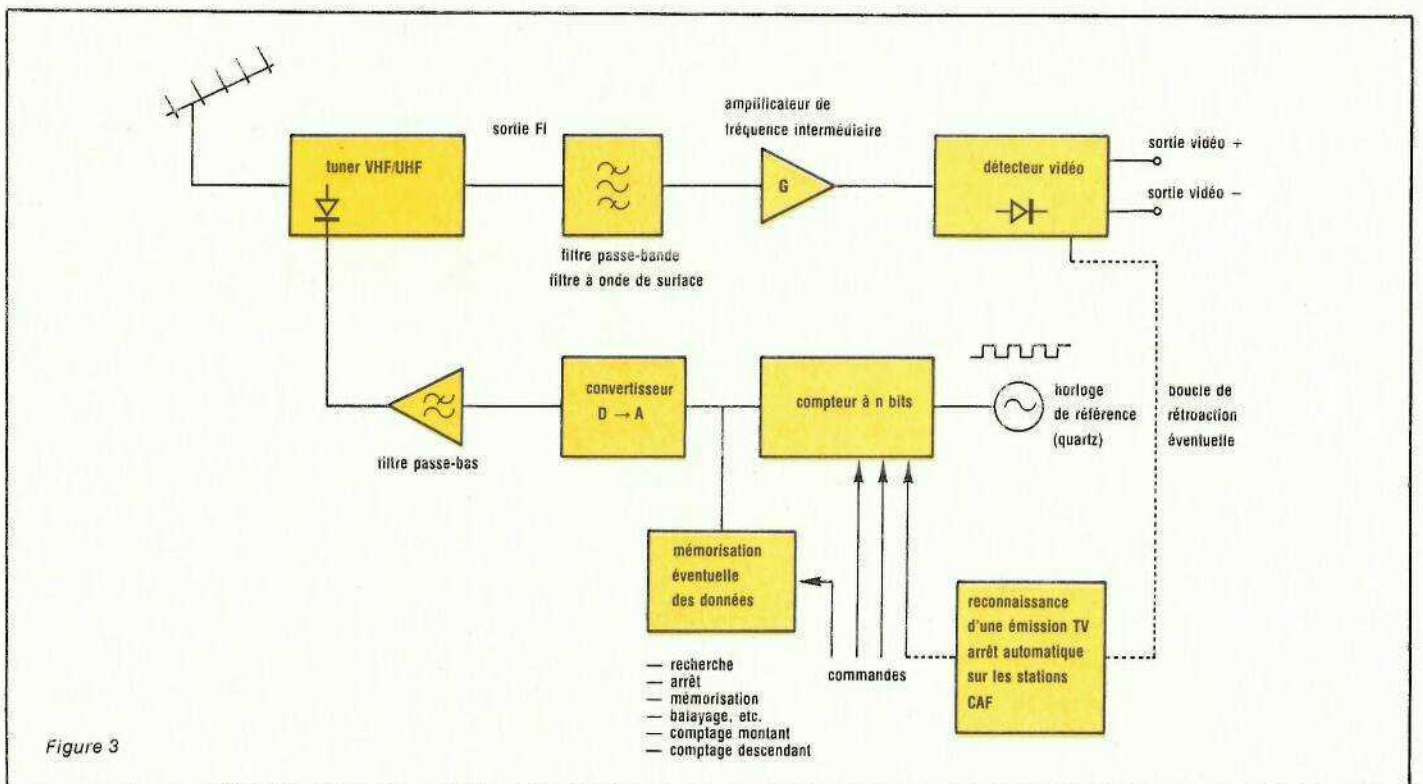


Figure 3

greffer des ensembles de télécommande et grâce aux mémoires, de rappeler rapidement un canal par simple pression sur une commande. Il existe trois systèmes de synthèse : la synthèse de tension, la synthèse par verrouillage de fréquence et la synthèse par verrouillage de phase.

La synthèse de tension

Ce système n'est pas asservi. Le système n'asservit pas la fréquence d'oscillateur local à celle désirée, c'est un système en boucle ouverte auquel on peut adjoindre une CAF traditionnelle. Le schéma synoptique d'un tel système est représenté à la figure 3.

On retrouve sur ce schéma synoptique la chaîne classique: tuner, filtre, amplificateur et détecteur. La tension d'accord provient d'un convertisseur digital-analogique, les informations concernant l'accord peuvent donc être stockées dans une mémoire mais l'affichage du canal ne peut être envisagée avec précision pour les raisons énoncées précédemment. Si l'on emploie un compteur à 12 bits, le résultat du comptage est compris entre 0 et 4095 pour une tension d'accord variant entre les bornes 0 et 30 V. La résolution obtenue vaut alors: $30000/4095 \approx$

7 mV. Cette résolution est insuffisante pour les canaux du début de bande car si l'accord sur le premier canal est par exemple obtenue pour 0,7 V, la précision n'est que de 1 %. Il sera impossible ou quasi impossible de séparer les canaux adjacents. Par contre, la résolution de 7 mV est superflue pour les canaux de la fin de bande.

Nous avons eu l'occasion de décrire dans les pages de la revue un système de synthèse de tension où le compteur, le convertisseur et la mémoire sont regroupés sur une seule puce: le circuit intégré M 193 SGS. Tel que nous venons de le décrire, ce système est en boucle ouverte, donc sans asservissement et dérivant avec la température, le temps et les diverses tensions d'alimentation.

On peut concevoir une broche de rétroaction classique: CAF, qui agit sur le compteur. De cette manière la fréquence intermédiaire reste constante. La reconnaissance automatique des stations peut être envisagée grâce à un circuit spécialisé comme le circuit TDA 4431 Telefunken ou SGS ou le TDA 4433. Ce système est largement employé dans les autoradios de haut de gamme où l'utilisateur peut avoir une action sur les broches: recherche, mémorisation et rappel des stations mémorisées.

Le système à verrouillage de fréquence: FLL

Le schéma synoptique d'un tel système est représenté à la figure 4. L'oscillateur de référence fonctionnant à la fréquence F_{REF} et le compteur de référence déterminent une fenêtre de comptage t_m . Pendant ce temps un compteur mesure un nombre d'impulsions provenant de l'oscillateur local du tuner. A la fin du temps imparti au comptage, l'état binaire correspondant est stocké et comparé à un état binaire représentatif de la valeur de la fréquence que l'on souhaite obtenir. Le résultat numérique obtenu donne une indication sur le sens et la grandeur de l'erreur. La conversion numérique analogique de cette erreur permet de corriger la fréquence de l'oscillateur local pour obtenir la valeur recherchée. Pendant cette phase de fonctionnement, le système FLL est pratiquement similaire à un PLL. La particularité du FLL réside dans le fait qu'après avoir effectué l'accord sur la fréquence souhaitée, celui-ci est apte à réaliser l'accord optimal sur la porteuse reçue et à le maintenir. En effet, pendant une deuxième phase de fonctionnement et sur ordre d'un ensemble logique de décision, on met en action la CAF de l'ensemble de réception RF-FI qui ainsi prend le relais pour parfaire

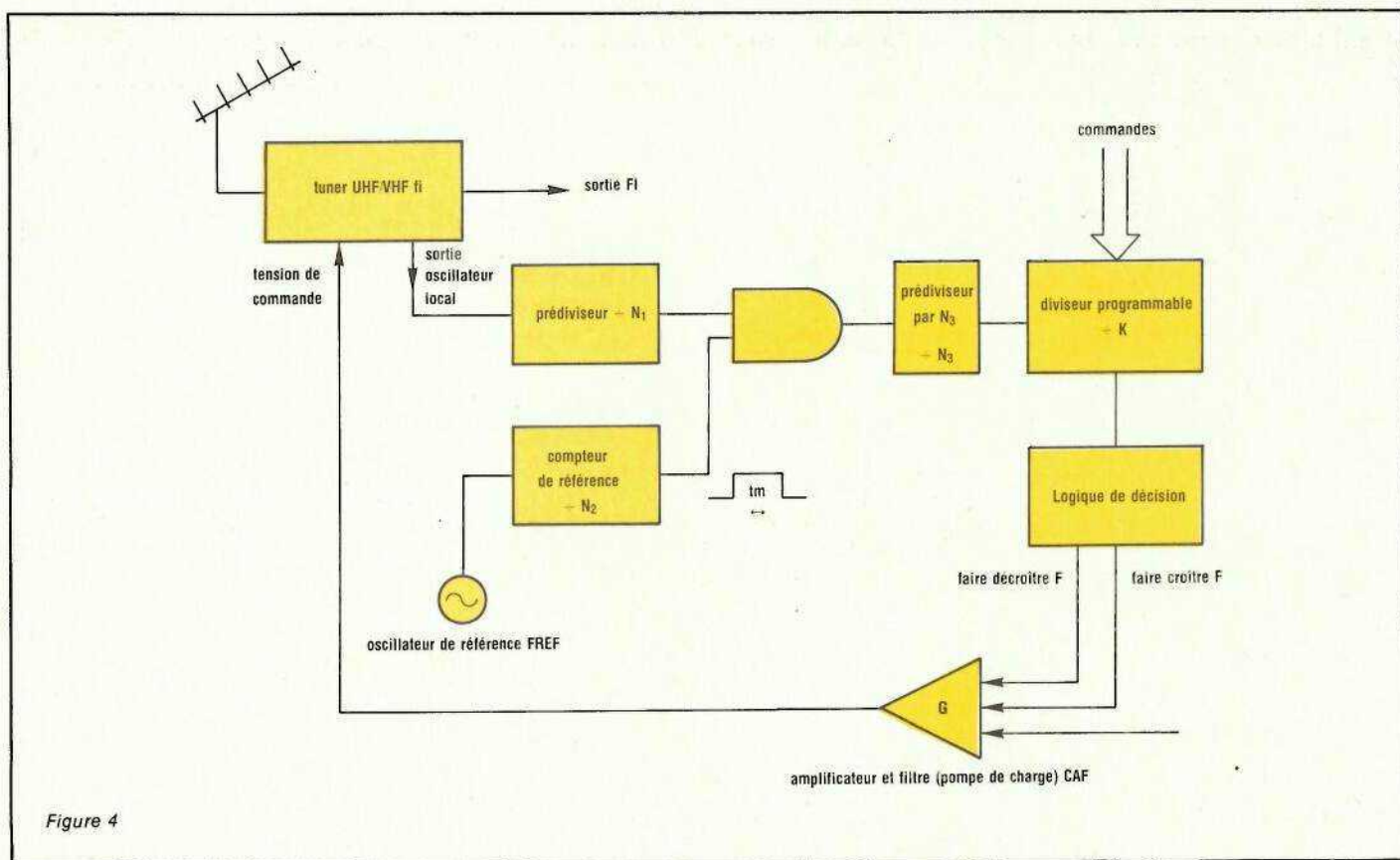


Figure 4

l'accord. Cette éventualité peut se produire chaque fois que l'on utilise des jeux vidéo, des magnétoscopes ou tout système utilisant un modulateur insuffisamment stable. On définit donc une plage d'action de la CAF et une plage d'action du système numérique.

Une variante du système est obtenue en employant un décompteur au lieu d'un compteur. Le décompteur est préalablement chargé avec le contenu binaire représentant la fréquence souhaitée; l'accord exact correspond au zéro numérique du compteur. Ce système présente quelques désavantages puisque la CAF est absolument nécessaire.

Le système par verrouillage de phase PLL

Comme pour le système FLL, nous avons affaire ici à un asservissement dont le principe de base est représenté par le schéma synoptique de la figure 5. Dans ce cas, la fréquence de sortie de l'oscillateur est divisée par un diviseur fixe: A , et le signal résultant par un diviseur programmable N , de manière à obtenir la fréquence de comparaison f_c . Une fréquence de référence stable et précise est obtenue par divisions successives de la fréquence délivrée par un oscillateur à quartz. Les deux fréquences f_c et f_R sont comparées dans un comparateur phase/fréquence qui délivre une tension proportionnelle à l'écart de phase ou de fréquence. Cette tension est ap-

pliquée à un filtre actif qui attaque l'entrée de commande de l'oscillateur local. Cette broche de rétroaction verrouille donc le système de manière à ce que la fréquence de l'oscillateur local f_0 soit asservie à la fréquence de référence f_R , on a donc: $f_c = f_R$ et $f_0 = N.A. f_R$ ou encore $f_0 = N.A. f_x/M$ où f_x est la fréquence de l'oscillateur à quartz et M le rapport du diviseur fixe qui suit l'oscillateur de référence. Le diviseur programmable est contrôlé extérieurement et autorise la sélection d'un canal. A un canal choisi, on associe un nombre N de manière à ce que l'oscillateur local prenne la valeur adéquate pour recevoir le canal concerné et que le tuner délivre le signal de fréquence intermédiaire correspondant. Un sélecteur de bande délivre en outre les informations permettant la commutation sur la bande correspondante. La stabilité de l'oscillateur local est définie par la quantité $N.A.\Delta f_x/M$ où Δf_x représente la stabilité de l'oscillateur à quartz. Ce système confère à l'oscillateur local la précision et la stabilité d'un oscillateur à quartz pour l'accord sur les stations.

Le système de synthèse par prédiviseur à double module

— Le système « clé » Plessey

Avec le schéma synoptique représenté à la figure 5, la fréquence de l'oscillateur local peut prendre n'importe quelle valeur multiple de $\Delta f_x/M$ ou Δf_R .

A et f_R déterminent donc la valeur du pas de fréquence qui peut être obtenu dans le système. La valeur de f_R dépend des facteurs suivants: — le temps de verrouillage de la boucle sur le canal choisi: normalement on prend des temps inférieurs à 200 ms, — l'ondulation de la tension de contrôle qui doit être aussi faible que possible de manière à ne pas altérer la qualité de l'image, — la stabilité de la boucle qui doit être assurée dans tous les cas de figure.

En tenant compte de tous ces facteurs, on obtient une fréquence de référence qui ne peut être inférieure à 2 kHz. Le système se calcule aisément si le pas de fréquence doit être de 50 kHz et si la fréquence de référence ou de comparaison vaut 2,5 kHz, le prédiviseur fixe vaut:

$$A = 50/2,5 = 20.$$

Considérons alors l'étendue de la fréquence d'oscillation de l'oscillateur local du tuner: 1 GHz maximum. Avec un prédiviseur fixe par 20, cela signifie que le diviseur programmable doit travailler jusqu'à 50 MHz. Cette fréquence élevée implique une solution bipolaire peu économique et il vaut beaucoup mieux choisir un compteur double module placé entre le diviseur fixe et le diviseur programmable. La fréquence résultante est alors suffisamment basse pour permettre l'utilisation de circuits intégrés MOS tout en conservant le pas de fréquence de 50 kHz. On a alors dans la confi-

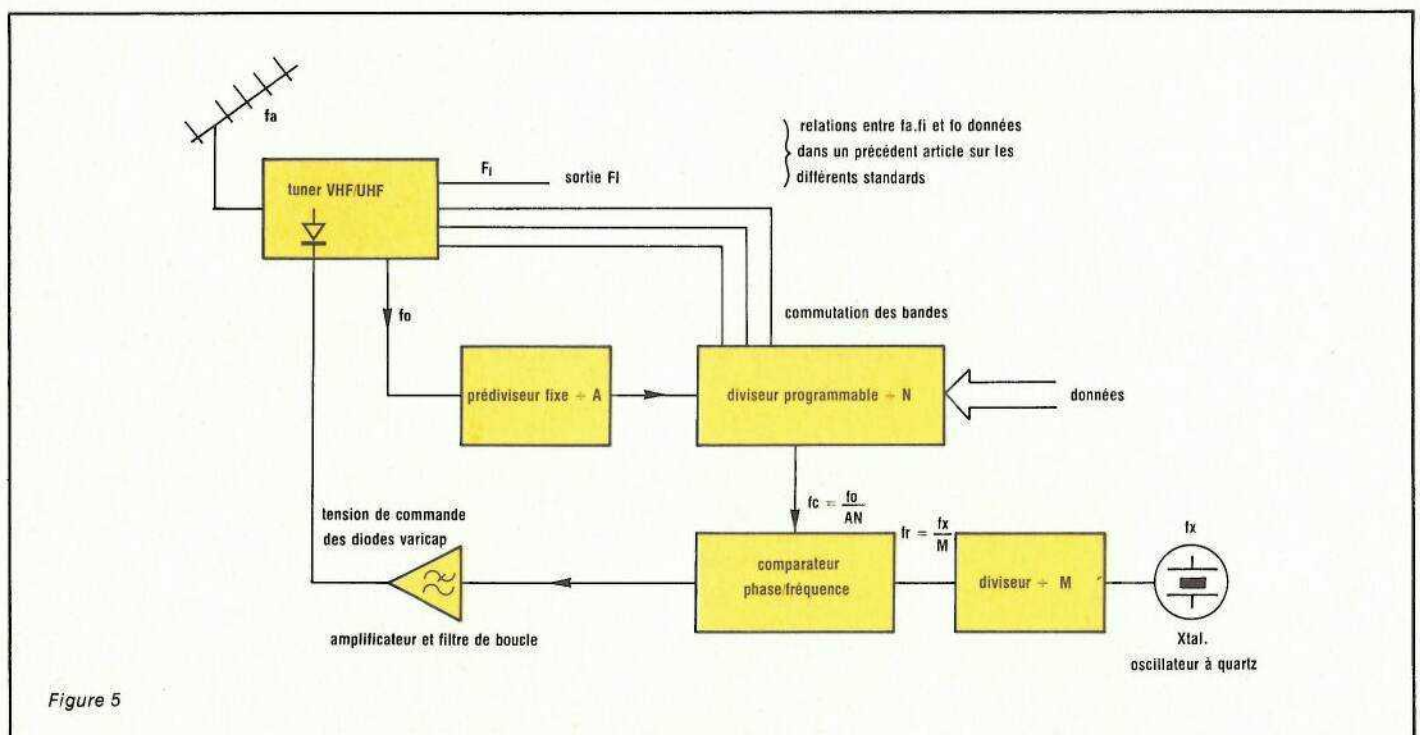
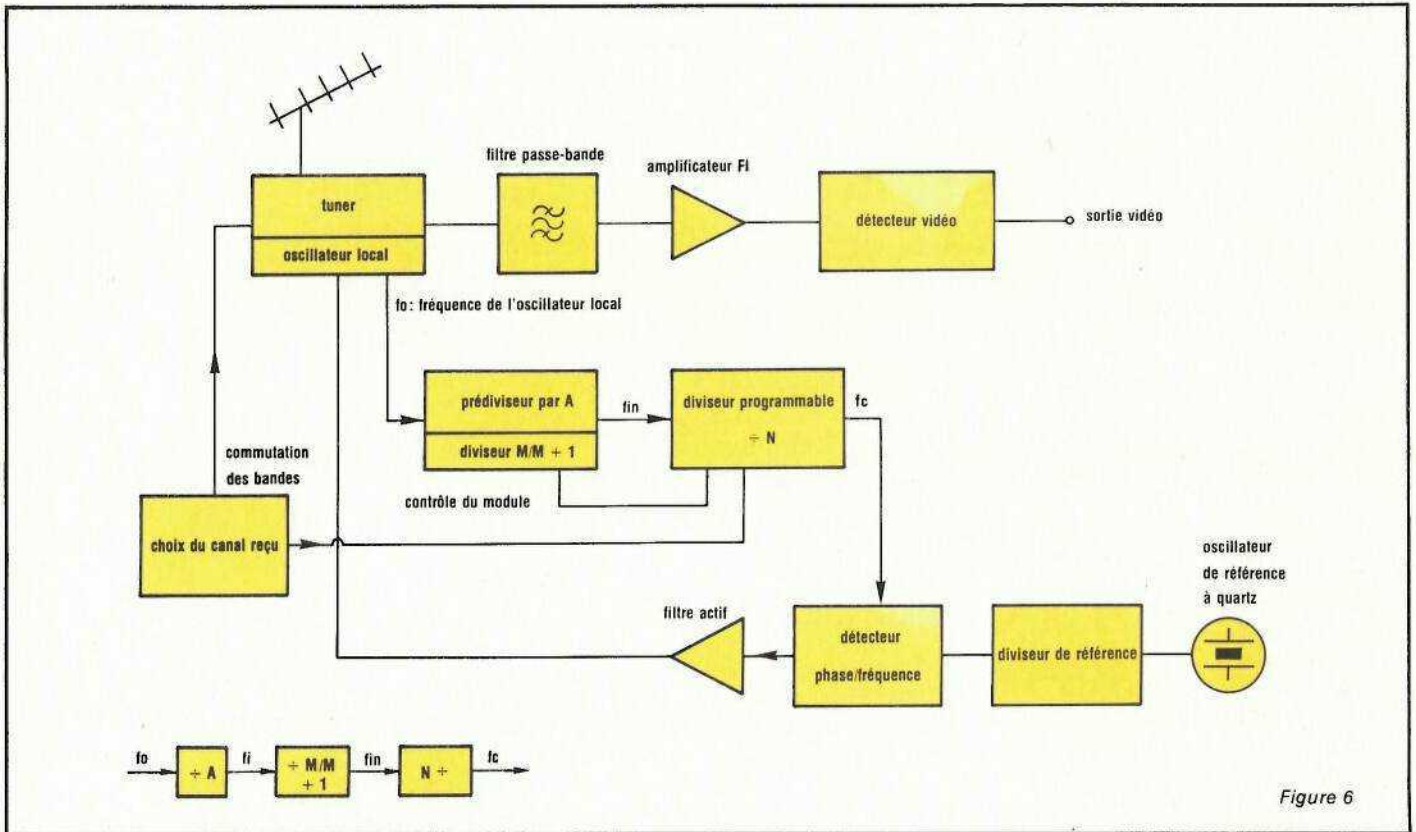


Figure 5



guration du schéma synoptique de la figure 6.

Le diviseur à deux modules divise par M lorsque l'entrée de contrôle est au 1 logique et par $M-1$ lorsque l'entrée est au zéro. Pour chaque impulsion de sortie du diviseur programmable N impulsions d'entrée lui sont fournies. Si le circuit demande F impulsions lorsqu'il divise par $M-1$ et $N-F$ lorsqu'il divise par M , le nombre total d'impulsions d'entrée pour chaque impulsion de sortie du diviseur programmable vaut :

$$(M-1)F + M(N-F)$$

Lorsque la boucle est verrouillée, la fréquence de l'oscillateur local f_{OL} peut être calculée de la manière suivante :

$$f_{OL} = A f_R \left[\frac{(M-1)F + M(N-F)}{A f_R (MN-F)} \right] =$$

Chaque incrémentation de F change la fréquence de l'oscillateur local de $A f_R$ qui vaut 50 kHz pour $A = 20$ et $f_R = 2,5$ kHz. La fréquence maximale d'entrée f_{in} du diviseur programmable pour le cas précédent vaut avec $M = 20$: $f_{in} = 2,5$ MHz et est compatible avec la technologie MOS actuelle. Les impulsions de contrôle appliquées à l'entrée de commande du diviseur à deux modules décrit précédemment sont retardées dans les circuits de contrôle et de commande. Ce retard peut entraîner une distorsion de la tension de commande dont découlerait une

valeur erronée de F . Le défaut a été éliminé en employant des impulsions de contrôle plutôt qu'un niveau. Dans le système final, le prédiviseur a un rapport fixe : 20 et le diviseur deux modules : 19 ou 20. Le système est conçu de manière à ce que, pour un canal sélectionné, l'oscillateur local soit accordé très précisément sur la fréquence correspondante et la fréquence de l'oscillateur local se calcule à partir de la relation suivante :

$$f_{OL} = A f_R \left[\frac{M(Q+1 - F_C - F_O - F_i) + (M-1)(F_O + F_i)}{(M-1)(F_O + F_i)} \right]$$

où A représente la valeur du diviseur fixe : 20, $(M-1)$ et M le diviseur à double module : 19 et 20, Q le contenu d'un compteur 10 bits, F_O le contenu d'un compteur 5 bits et F_C et F_i le contenu de compteurs 3 bits correspondant à l'accord grossier et l'accord fin.

La fréquence de l'oscillateur local peut aussi s'écrire :

$$f_{OL} = A f_R \left[\frac{M(Q+1 - F_C) - (F_O + F_i)}{(M-1)(F_O + F_i)} \right]$$

où $A f_R$ vaut 50 kHz.

En modifiant le contenu du compteur déterminant F_i , il est possible de modifier l'accord autour de la fréquence centrale dans une plage de ± 4 MHz avec un pas de 50 kHz. On a donc 20 pas de fréquence 50 kHz de part et d'autre de la fréquence centrale.

F_C peut donner un nombre de pas de 1 MHz compris entre 0 et 7 et à la

lecture d'une information on a automatiquement $F_C = 4$ et $F_i = 0$ qui correspondent à la valeur centrale.

Le système clé se compose donc comme le montre le synoptique de la figure 7 d'un synthétiseur proprement dit, de mémoires mortes et de l'unité centrale qui gère les commandes et les transferts d'informations.

Le synthétiseur est élaboré avec les circuits CT 2010 prédiviseur, CT 2012 diviseur programmable et commutation des bandes et le CT 2017 interface entre la sortie du comparateur de phase et l'entrée accord du tuner, qui contient donc la pompe de charge et l'ampli du filtre de boucle.

Toutes les opérations de contrôle, comme la sélection d'un canal, l'accord fin, la mémorisation, etc., sont gérées par un circuit tel que le CT 2014, CT 2015, ou PIC 1650.

Les valeurs de Q , F_O et le code de bande pour chaque canal sont contenus dans des mémoires mortes qui peuvent être incluses dans le circuit.

Avant de donner le schéma électrique global du système, regardons le fonctionnement des circuits intégrés du PLL, le CT 2010, CT 2012 et CT 2017. Nous verrons ensuite la structure des circuits mémoire et du microcontrôleur avant d'aborder la réalisation pratique.

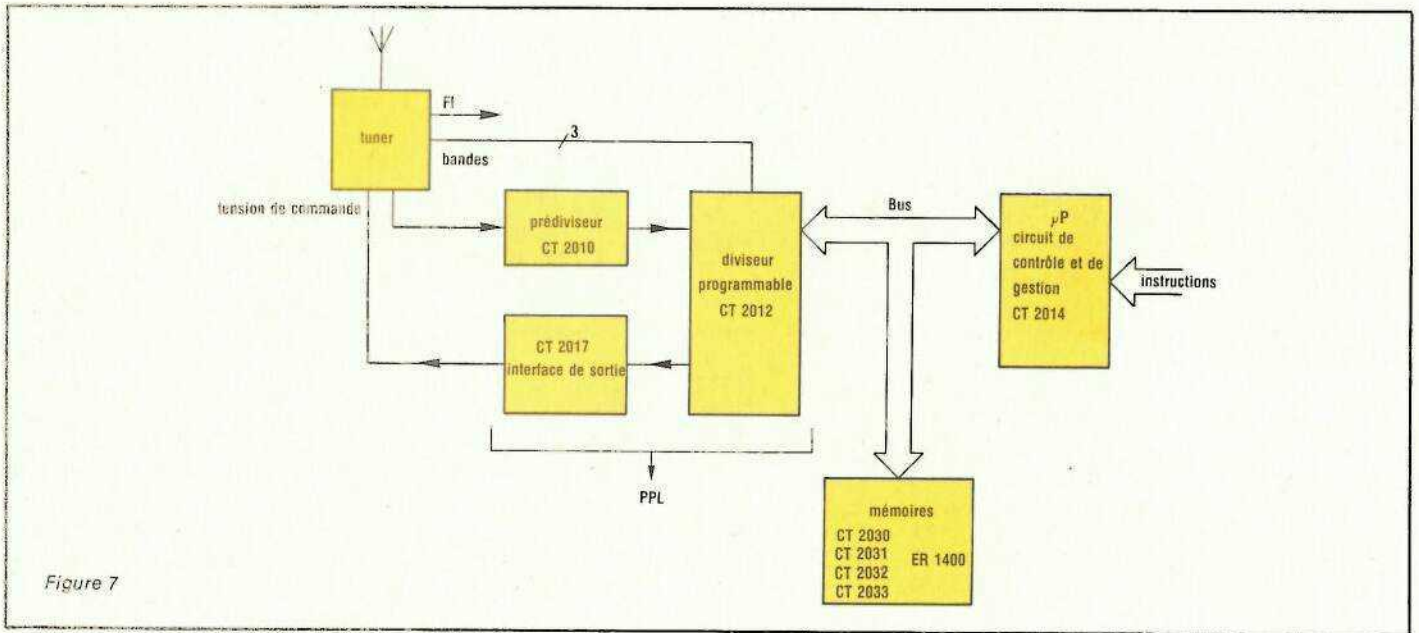


Figure 7

Description des circuits du PPL

Le prédiviseur CT 2010

Ce prédiviseur est à double module, le signal d'entrée est divisé soit par 380, soit par 400 ; il peut fonctionner pour des fréquences comprises entre 80 MHz et 1 GHz. L'impédance d'entrée vaut 50 Ω et le couplage à la source doit être de type capacitif. La structure interne du prédiviseur est représentée à la figure 8.

Le signal est appliqué sur la broche 8 du circuit, l'entrée de référence doit être découplée et le découplage effectif dans toute la gamme de fréquence. Le diviseur se

compose d'un diviseur fixe par 20 suivi d'un diviseur par 19 ou 20. Le circuit divise par 20 lorsqu'il ne reçoit pas d'impulsions de commande à l'entrée de contrôle et divise par 19 à chaque fois qu'un front de montée se présente sur l'entrée de commande : broche 2. Ce front est mémorisé par le circuit de manière à ce que le cycle de sortie suivant commence par un front descendant. Le circuit est donc très tolérant vis-à-vis des retards introduits dans la boucle. Pour qu'un cycle de sortie corresponde effectivement à 380 cycles d'entrée, la fréquence des signaux de contrôle ne doit pas être supérieure à la moitié de la fréquence de sortie.

L'impédance de sortie vaut 100 Ω, l'excursion nominale 300 mV et la tension crête du signal vaut la ten-

sion d'alimentation, le couplage avec le diviseur programmable devra donc être capacitif.

Le diviseur programmable CT 2012

Le CT 2012 est le cœur du PLL, il collecte les informations nécessaires sur le bus lorsque l'information accord ou accord fin est présente et reconnue et contrôle la fréquence de l'oscillateur local du tuner. Le circuit reçoit les informations venant du CT 2014. Le code accord fin est utilisé pour transférer directement le nombre correspondant du circuit de contrôle au synthétiseur et est séparé de la fonction accord pour limiter l'emploi du bus et le retard entre l'accord manuel et automatique. Le

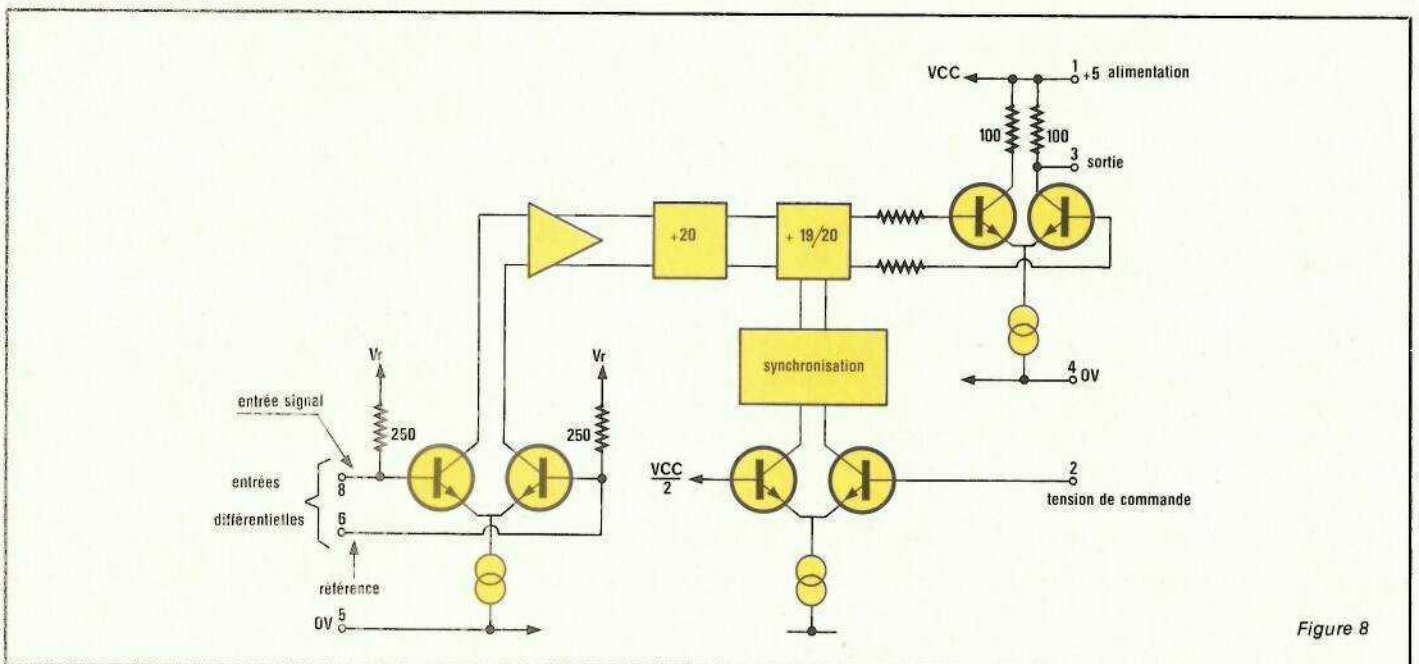


Figure 8

CT 2012 contient six parties principales et l'on se reportera à la figure 9 pour la description du circuit :

— Une section de reconnaissance Accord/accord fin codé 1D/1E en hexadécimal sur le bus qui permet le stockage de toutes les informations relatives à l'accord dans les compteurs correspondants.

— Un diviseur programmable à 10 bits recevant les informations à travers un amplificateur permettant de travailler avec les signaux de faible amplitude provenant du diviseur et de réduire de ce fait l'effet des radiations.

— Un système d'accord fin qui génère les impulsions de contrôle du module du prédiviseur et qui permet de décaler légèrement la fréquence synthétisée.

— Un oscillateur à quartz 4,000 MHz associé à un diviseur fixe par 1600 délivrant une fréquence de comparaison et une base de temps de 2,5 kHz.

— Un comparateur phase/fréquence recevant les signaux du diviseur fixe: 2,5 kHz et du diviseur programmable dont le fonctionnement est représenté à la figure 9.

— Un circuit logique pour le décodage de la bande et une porte logi-

que pour le mode AV: audiovisuel. Le bus est utilisé pour transmettre à la fois des instructions et des données au système. Pour séparer ces deux modes, les codes sont transmis quand le signal d'horloge est à l'état bas et les données lorsque le signal est à l'état haut. De manière à augmenter l'immunité du système vis-à-vis du bruit, l'horloge de multiplexage peut être stoppée entre les opérations de manière à ce que le bruit ne soit pas véhiculé par l'horloge dans tous les autres circuits.

Le bus et l'horloge mis à l'arrêt resteront dans l'état basse impédance pour réduire l'amplitude des bruits persistant. Tous les circuits connectés au bus doivent avoir des sorties drain ouvert, les résistances de charge de 4 k Ω sont incluses dans le CT 2012.

La plage d'accord: en combinant l'accord fin: 0 à 19 pas de 50 kHz avec la plage du diviseur programmable 80 à 1023 pas de 1 MHz on aboutit à une couverture complète de toutes les bandes de télévision dans tous les systèmes.

En pratique presque tous les émetteurs de télévision sont calés sur des fréquences multiples entiers de 50 kHz et le synthétiseur peut donc

être parfaitement verrouillé, sauf si l'on a un glissement de la fréquence d'oscillation du quartz ou une erreur sur la fréquence intermédiaire.

L'interface synthétiseur/tuner CT 2017

Le schéma interne du CT 2017 est représenté à la figure 10. Ce circuit est un interface entre la sortie du comparateur de phase et l'entrée de commande du tuner. Le circuit contient une pompe de charge, un amplificateur suiveur à haute impédance d'entrée, un circuit de détection de signal, un contrôle automatique de fréquence digital et un circuit de détection de présence et d'absence de tension.

La pompe de charges reçoit les signaux logiques 0, +5 V; UP niveau actif bas et DOWN niveau actif bas. Ces entrées chargent et déchargent respectivement un condensateur externe. Le circuit de pompe de charges et l'amplificateur suiveur fonctionne directement à partir d'une alimentation +33 V. La pompe de charges, le filtre extérieur et le suiveur sont les seuls éléments utilisés dans la boucle du synthétiseur.

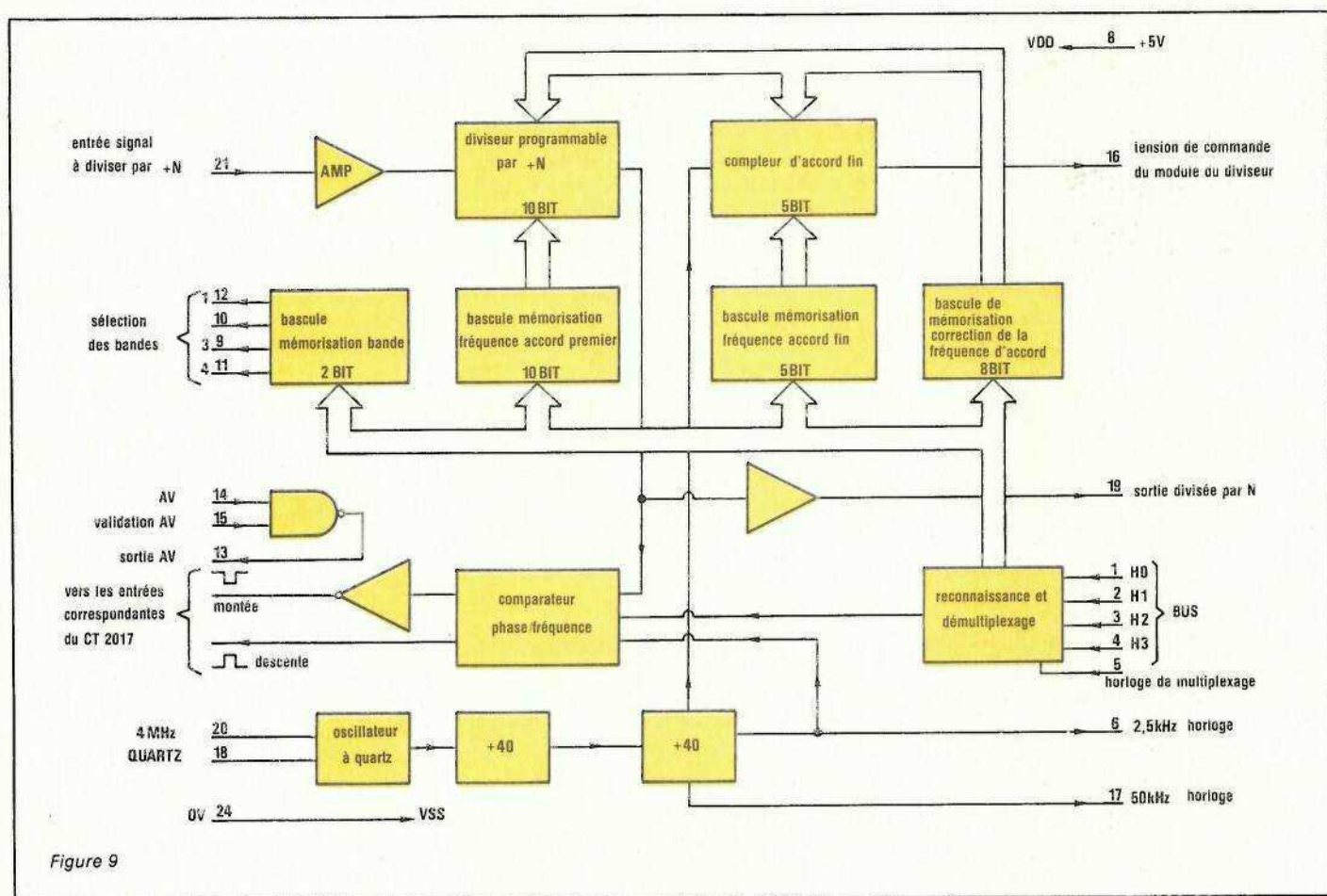


Figure 9

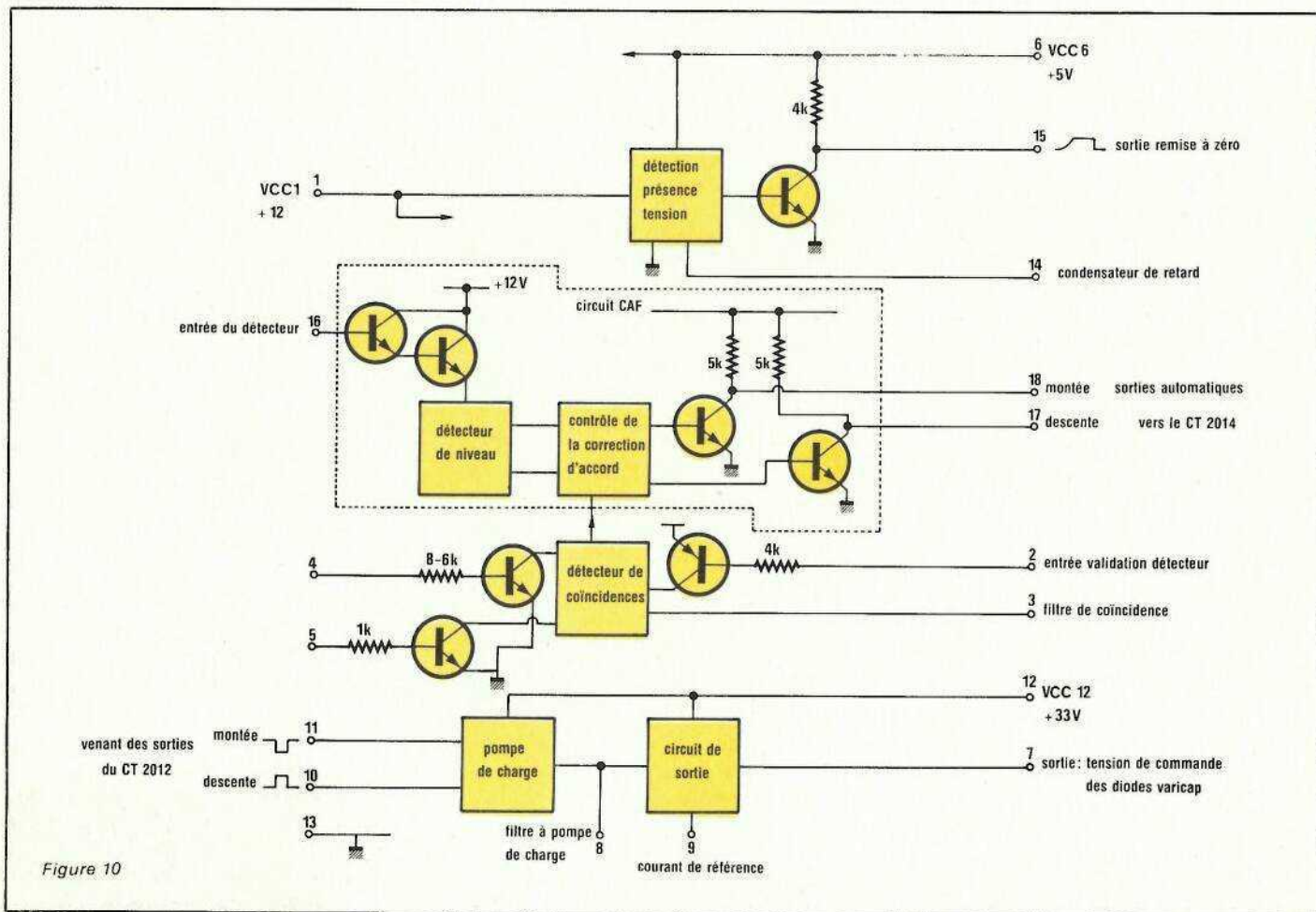


Figure 10

Le circuit de détection du signal n'est utilisé que dans les systèmes de réception automatiques capables de se caler automatiquement sur les stations à recevoir. Le circuit examine les impulsions de synchronisation ligne et les impulsions d'effacement ligne et cherche une coïncidence. Si la coïncidence est suffisante, la tension de sortie du filtre diminue et dans ce cas, le signal reçu a un niveau suffisant pour donner une image acceptable. Si la tension de sortie du filtre est supérieure aux seuils de détection du signal, les sorties AUTO UP et AUTO DOWN restent au niveau logique 0. Si la tension de sortie du filtre est inférieure aux seuils, les deux sorties sont validées. Cette caractéristique peut être utilisée pour signaler que le signal est suffisant et que le balayage peut être arrêté.

En utilisant des composants extérieurs appropriés, l'entrée 5 peut être utilisée comme séparateur d'impulsions de synchronisation si l'on applique un signal vidéo négatif ou une impulsion de synchronisation ligne positive.

La force du signal reconnu comme bon dépend du rapport signal/bruit à l'entrée 5 qui est fonction du type

de séparation de synchronisation utilisé.

Un circuit digital de commande automatique de fréquence composé d'un détecteur de niveau et d'un circuit de contrôle de la tension d'accord examine le signal de CAF produit par les circuits conventionnels. Le circuit intégré active la sortie AUTO UP au 1 logique si la tension d'accord est inférieure au seuil supérieur d'AFC (1 V) et active la sortie AUTO DOWN si la tension d'AFC passe au-dessus du seuil bas (3 V). Les deux sorties sont à l'état bas si la tension d'AFC est entre les deux seuils.

Les sorties AUTO UP et AUTO DOWN peuvent être utilisées pour modifier le nombre programmé pour le synthétiseur et produire une quantité digitale d'AFC.

Le détecteur de présence de tension

Le détecteur de tension compare les tensions d'alimentation +5 V et +12 V et les niveaux de référence interne. Si une des deux tensions passe en-dessous du seuil qui lui est autorisé, le condensateur connecté à la broche 14 est déchargé et le détec-

teur active la sortie 15 au 1 logique. Si les tensions d'alimentation dépassent leur niveau de référence, la capacité est chargée jusqu'à la tension nécessaire à la saturation d'un transistor et la sortie passe au zéro après un bref retard.

La tension de sortie résultante est utilisée dans le système pour mettre en route la logique du synthétiseur et pour sauvegarder le contenu de la mémoire à la mise en route et à l'extinction du système.

Le processeur CT 2014

Le schéma synoptique du circuit de contrôle est donné à la figure 11. Le système de synthèse peut fonctionner avec l'un des trois processeurs suivants: CT 2014, CT 2015 et PIC 1650. Les circuits CT 2014 et CT 2015 sont des circuits Plessey élaborés pour les récepteurs à commande locale ou télécommande respectivement et le PIC 1650 est un circuit General Instrument dont la programmation est réalisée en collaboration entre Plessey et GI. La version du système utilisant le CT 2014 est la plus simple et la plus apte à intéresser les lecteurs, c'est donc celle que nous avons réalisée.

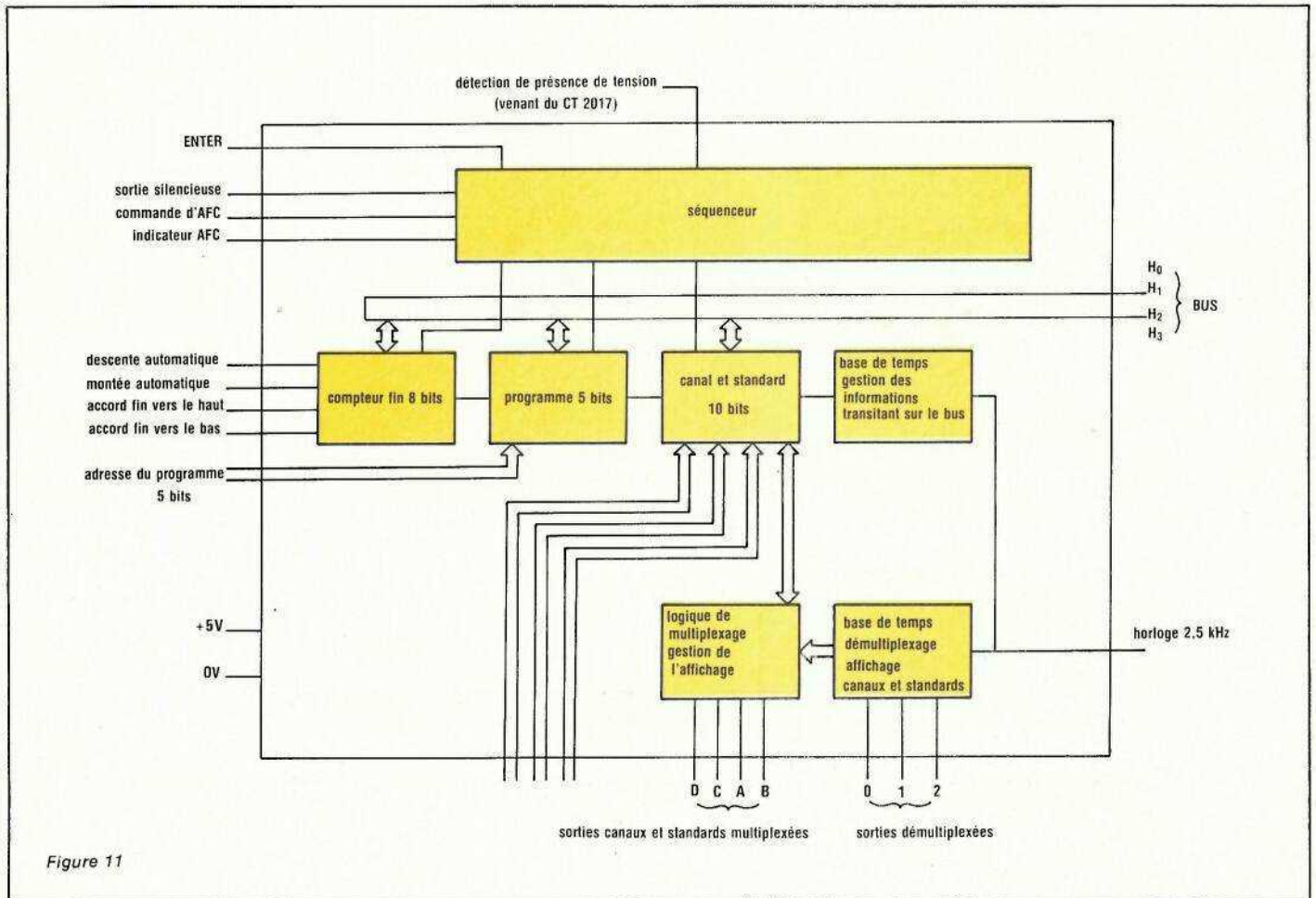


Figure 11

Le microprocesseur est donc le cœur du système et on peut en attendre les fonctions suivantes :

- sélection d'un programme parmi 32. Le mot de cinq bits correspondant provenant d'un compteur local ou d'un récepteur de télécommande;

- sélection d'un canal parmi 100. L'instruction d'entrée est codée en BCD et comporte donc huit bits;

- sélection d'un standard parmi 4. Pas d'accord fin: 50 kHz, fréquence de comparaison: 2,5 kHz. Plage d'accord fin: ± 4 MHz autour de la fréquence centrale programmée dans l'une des ROM: CT 2030, CT 2031, CT 2032, CT 2033.

- temps de transition d'une fréquence f_0 à une fréquence $f_0 + 50$ kHz: 410 ms pour le premier pas et 41 ms pour les suivants;

- fonctionnement en mode automatique: CAF. L'accord fin est alors contrôlé par les circuits de CAF traditionnels dans la même plage de fréquence et avec le même pas mais avec un temps de passage de 12 ms;

- sortie silencieux, sortie à drain ouvert, la charge pouvant être connectée à la ligne d'alimentation

+12 volts. L'impulsion de sortie a une durée de 200 ms.

Les numéros du canal et du standard peuvent être affichés, les informations codées en BCD sortent en série et sont démultiplexées par les sorties Select 0, 1, 2.

L'impulsion provenant du détecteur de présence de tension est appliquée au microprocesseur, elle positionne le compteur de programme sur le numéro 01 et délivre le contenu de la mémoire correspondant à cette position.

Les mémoires mortes CT 2030 à CT 2033

Les mémoires mortes contiennent toutes les informations nécessaires à l'accord du tuner sur un canal donné dans un standard particulier. Le nom exact du canal est inclus dans la mémoire et peut être affiché sur l'écran du téléviseur grâce à un circuit spécialisé que nous ne possédons pas, bien malheureusement. Tous ces circuits sont connectés en parallèle sur le bus et on sélectionne l'un d'entre eux en envoyant sur l'entrée, le code de reconnaissance correspondant. À savoir :

CT 2030 code: +5 V, standards: B, G et H;

CT 2031, code: horloge 50 kHz, standard: J;

CT 2032, code: 0V, standard: M, N;

CT 2033, code: complément horloge 50 kHz, standard: L, L'.

Tous ces circuits, comme nous l'avons déjà écrit sont des mémoires mortes donc fabriquées par masque et donc programmées par le constructeur: il n'y a donc aucune opération de programmation. Le circuit CT 2030 contient en outre les circuits logiques nécessaires à l'interface avec la mémoire non volatile ER 1400 General Instruments. Ce circuit est donc nécessaire si l'on utilise l'ER 1400. Mais les données provenant de n'importe laquelle des mémoires mortes peut à nouveau être mémorisée par l'ER 1400. Le contenu des mémoires est représenté au tableau en fin d'article pour le CT 2030, les autres tableaux correspondant au 2031, 32, 33 seront communiqués à l'occasion du prochain article. Tous les signaux nécessaires au fonctionnement de l'EAROM sont délivrés par ordre du CT 2014.

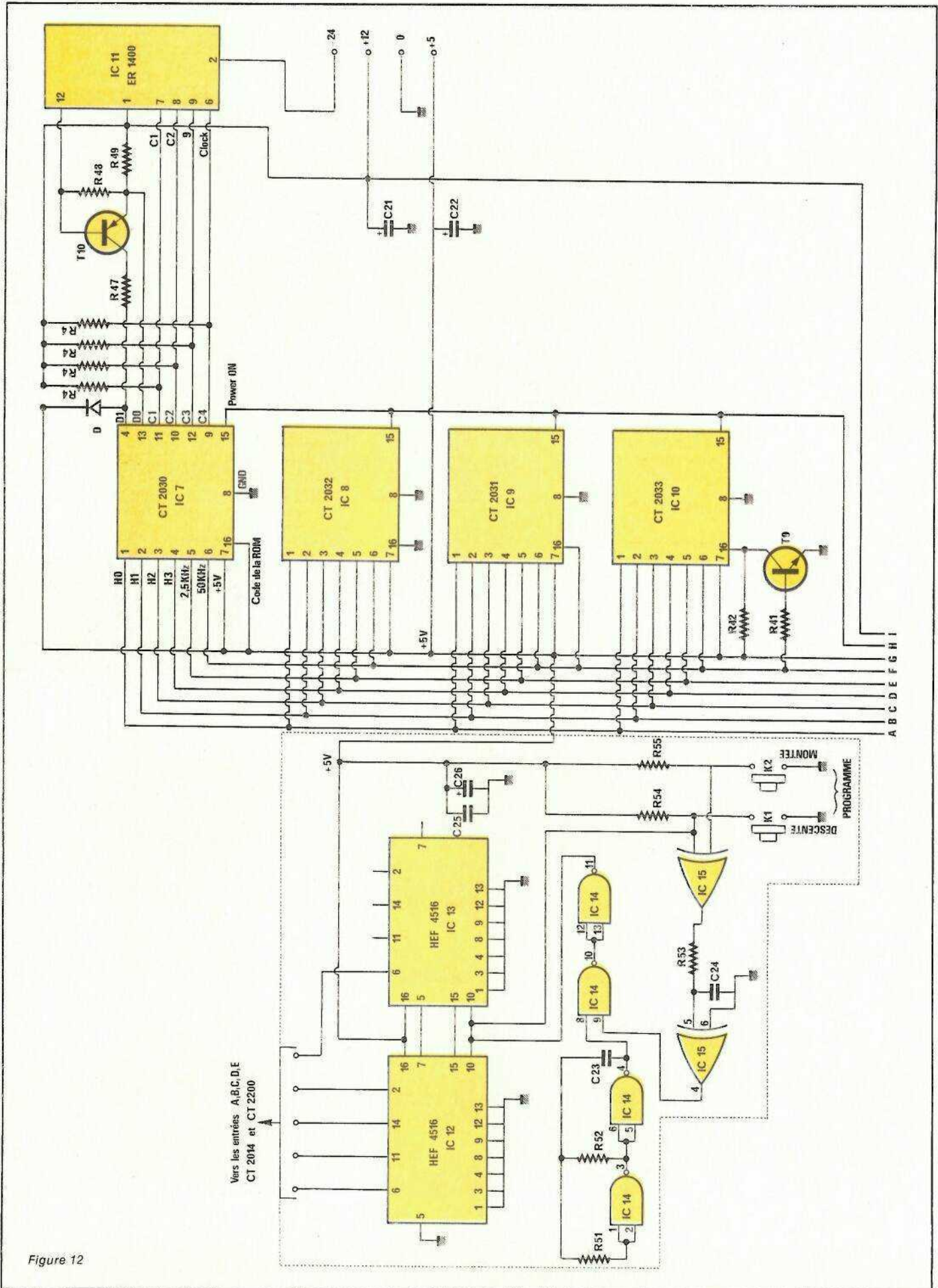
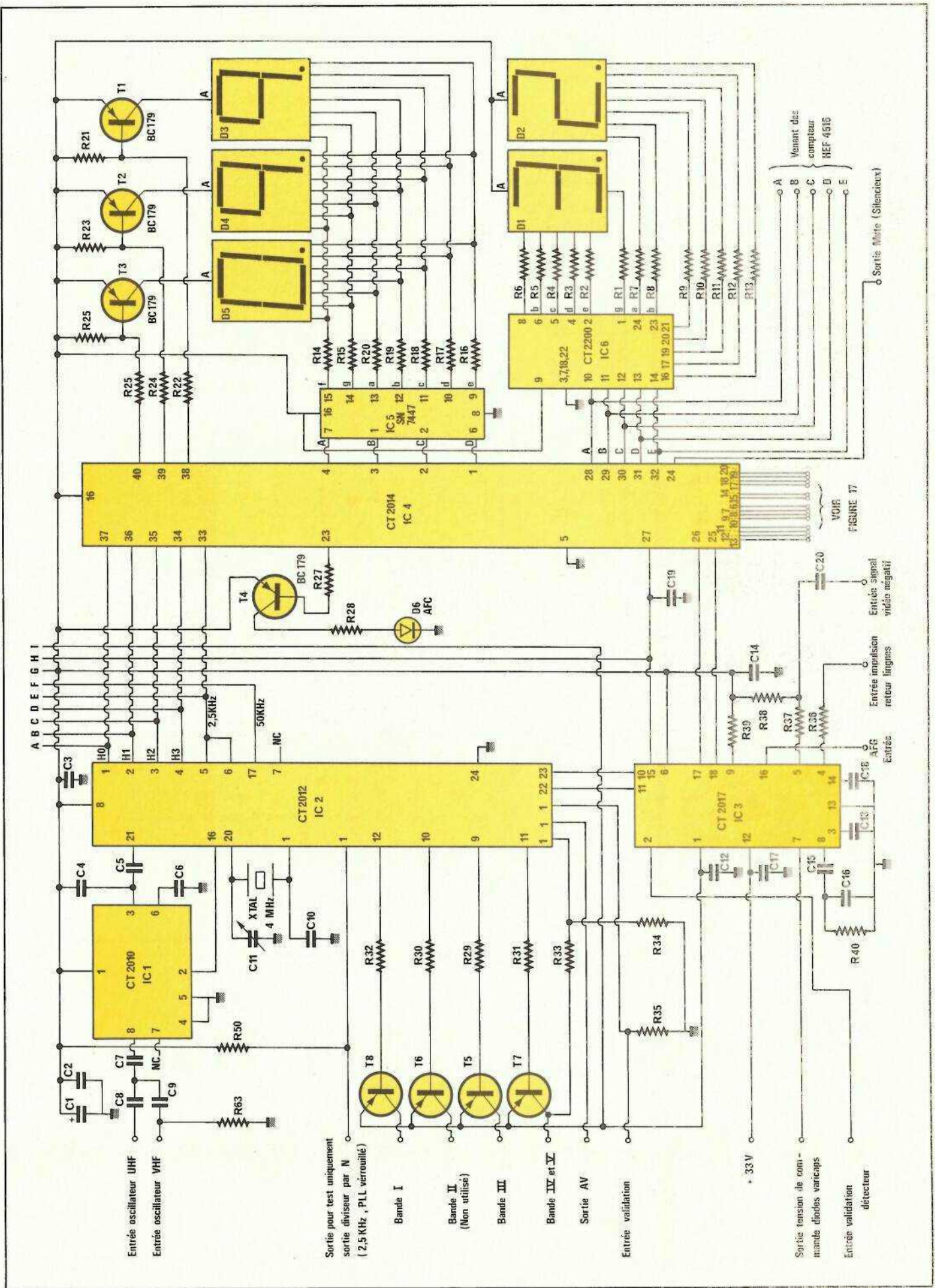
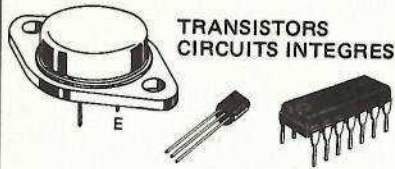


Figure 12



SONEREL

33, rue de la Colonie
75013 PARIS
580.10.21

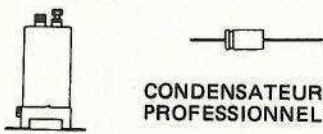


TRANSISTORS
CIRCUITS INTEGRÉS

RESISTANCES METAL



POTENTIOMETRES
PISTE CERMET



CONDENSATEURS
PROFESSIONNELS

RELAIS
NATIONAL

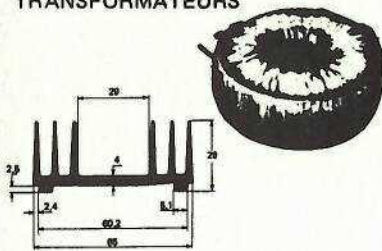


BRADY



MATERIEL DE DESSIN
POUR CIRCUITS IMPRIMES

TRANSFORMATEURS



POTENTIOMETRES RECTILIGNES
ACCESSOIRES DE CABLAGE
INTERRUPTEURS
REFROIDISSEURS

**DEMANDE DE
CATALOGUE GRATUIT
ET TARIF**

Nom :

Adresse :

Code postal :

Numéro du canal	Nom du canal	Fréquence de l'oscillateur local (MHz)	Bande
00	CATV S20	333.15	3
01	70	902.15	UHF
02	2	87.15	1
03	3	94.15	1
04	4	101.15	1
05	5	214.15	3
12	12	263.15	3
13	A1	108.15	1
14	B1	115.15	1
15	C1	122.15	1
16	D1	129.15	1
17	E1	136.15	1
18	F1	85.15	1
19	G1	98.15	1
20	H1	132.15	1
21	21	510.15	UHF
69	69	894.15	UHF
70	A	92.65	1
72	C	121.15	1
73	D	214.15	3
74	E	222.65	3
75	F	231.15	3
76	G	240.15	3
77	H	249.15	3
78	J ou H1	256.15	3
79	L	263.15	3
80	71	910.15	UHF
81	S1	144.15	1
82	S2	151.15	3
83	S3	158.15	3
83	S4	165.15	3
85	S5	172.15	3
86	S6	179.15	3
87	S7	186.15	3
88	S8	193.15	3
89	S9	200.15	3
90	S10	207.15	3
91	S11	270.15	3
92	S12	277.15	3
93	S13	284.15	3
94	S14	291.15	3
95	S15	298.15	3
96	S16	305.15	3
97	S17	312.15	3
98	S18	319.15	3
99	S19	326.15	3

Programmation de la ROM CT 2030: Il s'agit de la mémoire la plus intéressante puisqu'elle contient les canaux UHF 625 français.

Le mémoire non volatile ER 1400

L'ER 1400 General Instruments est une mémoire de 1400 bits effaçable et reprogrammable électriquement organisée en 100 mots de 14 bits. Les mots et les adresses transitent sur une seule broche. Les informations sont donc sérialisées et cette borne est une entrée/sortie.

Le mode de fonctionnement est déterminé par un mot de 3 bits appliqué sur les entrées C₁, C₂ et C₃.

Avant l'écriture, la mémoire doit être préconditionnée par une opération d'effacement. Les données sont

alors stockées par des impulsions négatives qui chargent la capacité constituant la cellule mémoire. Quand la tension d'écriture disparaît, la charge emmagasinée dans la cellule se manifeste par un décalage de la tension de seuil des transistors constituant la mémoire.

Fontionnement et brochage:

La broche 12 est l'entrée/sortie pour les adresses et les données. En mode lecture, cette sortie délivre les données et la sortance est du type MOS alors que dans tous les autres modes l'entrée est flottante.

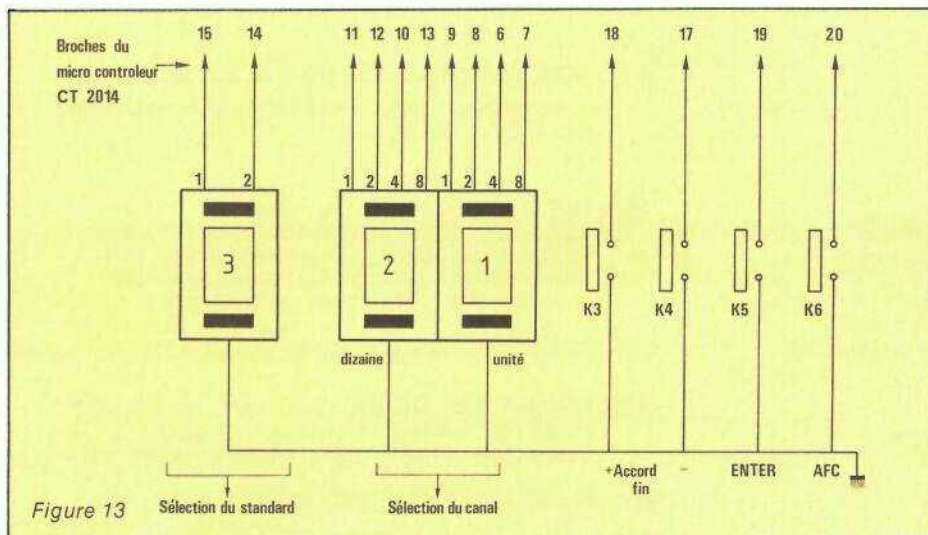


Figure 13

Broche 14: Vm. Cette entrée est utilisée pour tester le circuit et ne doit pas être connectée dans le cas normal.

Broche 1: Vss. Substrat de la puce connectée au zéro électrique.

Broche 2: Vgg. Alimentation négative connectée à l'alimentation -35 V.

Broche 6: Horloge. Base de temps de référence nécessaire pour toutes les opérations. Cette entrée doit être au zéro logique si le circuit est en attente.

Broches 7, 8 et 9: Entrées de contrôle C₁, C₂ et C₃. Le mot appliqué sur ces entrées détermine le mode de fonctionnement conformément aux indications suivantes.

C₁, C₂, C₃ = 000. Attente. Les sorties sont flottantes et si l'horloge est maintenue, le contenu de la mémoire est inchangé.

C₁, C₂, C₃ = 011. Acceptation de l'adresse. Les données présentes sur la broche d'entrée/sortie sont décalées dans le registre d'adresse à chaque impulsion d'horloge.

C₁, C₂, C₃ = 100. Lecture. Le mot adressé est lu et passe de la cellule mémoire au registre des données.

C₁, C₂, C₃ = 101. Décalage des données vers la sortie. Le buffer de sortie est validé et le contenu du registre des données est décalé et sort bit sur bit avec chaque impulsion d'horloge.

C₁, C₂, C₃ = 111. Acceptation des données. Le registre des données accepte les données présentées en série sur la broche d'entrée/sortie et le contenu du registre d'adresse reste inchangé.

C₁, C₂, C₃ = 110. Écriture. Le mot contenu dans le registre des données est écrit dans la cellule mémoire à l'adresse désignée par le contenu du registre d'adresse.

C₁, C₂, C₃ = 001. Ce code n'est pas utilisé.

Ainsi se termine la description des circuits et de leur fonctionnement dans le «Key System» Plessey: système d'accord par asservissement d'un tuner de télévision.

On peut dès lors passer au schéma de principe à la figure 12 complété par le schéma de la figure 13: commande du microprocesseur.

La réalisation pratique de cette platine sera donnée dans notre prochain numéro.

F. de D.

INCROYABLE MAIS VRAI!
 pour les fêtes
ISKRA vous offre
 une calculatrice **CANON**
 avec le contrôleur
US 6A

US 6A
 8 GAMMES
 24 CALIBRES

PROTECTION
 PAR DIODES
 AVEC CORDON ET ETUI

CALCULATRICE
 LX 30 CANON
 AVEC ETUI
 4 OPERATIONS
 FACTEUR CONSTANT
 RACINE CARREE
 POURCENTAGE
 MEMOIRES

offre limitée
247 F
 JUSQU'AU 31 DECEMBRE 82

Précipitez-vous chez votre revendeur !

EREL
BOUTIQUE

SIEMENS
 COMPOSANTS
 ACTIFS PASSIFS
 OPTOELECTRONIQUE
 ELECTROMECHANIQUE
 DOCUMENTATION
 LIBRAIRIE

OMRON
 RELAIS
 MICROWITCHS
 DETECTEURS
 COMPTEURS
 MINUTERIES

TH
 BOUTONS POUSSOIRS
 VOYANTS
 CLAVIERS
 INTER A CLEF

NOMENCLATURE +
 CATALOGUE DISTRIBUTION
 26,00 F PORT COMPRIS

- MATERIEL POUR CIRCUIT IMPRIME CIF
- FER A SOUDER JBC
- RESISTANCES ET AJUSTABLES PIHER
- RESISTANCES DE PRECISION VITROHM
- I.L.S. OREGA
- BLOC D'ESSAI LAB
- TRANSFOS FI ET HF
- TOKO ET STETTNER
- SERIE TTL 7400
- SERIE C-MOS 4000 B
- POTENTIOMETRES
- TRIMMERS DE PRECISION CERMET
- THERMISTANCES
- SELFS MINIATURES
- CONDENSATEURS CERAMIQUES
- RELAIS REED
- INTERRUPTEURS
- FICHES DIN ET CONNECTEURS
- RADIATEURS POUR TRANSISTORS
- OUTILLAGE
- TRANSFOS POUR C.I.
- SOUDURE, etc.

NOMENCLATURE C.I. 5,00 F

NOUVELLE ADRESSE
11 bis, rue CHALIGNY, 75012 PARIS
 Métro : Reuilly-Diderot - RER : Nation et Gare de Lyon
Tél. 343-31-65 +
 Ouvert du mardi au vendredi de 9 h à 18 h (sans interruption)
 Lundi et samedi de 9 h à 12 h 30 et de 13 h 30 à 18 h



- 37 ALARME ULTRA-SON
PAR EFFET DOPPLER SORTIE SUR RELAIS 230.00 f
- 49 ALIMENTATION STABILISEE
3 A 24 V 1.5 A -AVEC TRANSFO- 140.00 f
- 91 FREQUENCEMETRE DIGITAL 10HZ A 5MHZ
PERMET LA MESURE DE FREQUENCES COMPRISES
ENTRE 10HZ ET 5MHZ, AVEC LA PRECISION DU
SECTEUR .10⁻⁴. L'AFFICHAGE EST REALISE A
L'AIDE DE 4 AFFICHEURS 7 SEGMENTS UN COMMU
TATEUR PERMET DE CHOISIR 3 GAMMES DE MESURES
HZ x 10 HZ x 100 HZ x 1000. 245.00 f
- 104 CAPACIMETRE DIGITAL PAR 3 AFFICHEURS
7 SEGMENTS DE 100 PF A 10 000#F 210.00 f
- 106 GENERATEUR 9 RYTHMES
5 INSTRUMENTS AVEC UN AMPLI CONTROL SELECTION
DES RYTHMES PAR TOUCH-CONTROL
REGLAGES TEMPO ET VOLUME 225.00 f
- 107 AMPLI 80 W EFFICACES 260.00 f
- 135 TRUCAGE ELECTRONIQUE
PERMET D'IMITER DES BRUITS DE SIRÈNE D'EXPLOSION
DE DETONATION D'ACCELERATION MOTO, VOITURE ETC. 230.00 f
- 142 MICRO TIMER PROGRAMMABLE
A MICRO PROCESSEUR 490.00 f
- 148 EQUALIZER STEREO
REGLAGE PAR POTENTIOMETRES RECTILIGNES 6 VOIES 198.00 f
- 151 MIXAGE GUITARE POUR 5 ENTREES
GUITARE OU MICRO 1 ENTREE ORGUE OU AUTRE
CORRECTEUR DE TONALITE GRAVE AIGU NIVEAU
D'ENTREE REGLABLE SUR CHAQUE ENTREE 190.00 f
- 160 TABLE DE MIXAGE STEREO A 6 ENTREES
2 PLATINES MAGNETIQUES 2 MICRO 2 AUXILIAIRES 220.00 f

- 201 FREQUENCEMETRE DIGITAL 50 MHZ
6 AFFICHEURS 13 MM 0-50 MHZ PILOTE PAR QUARTZ
IDEAL POUR CIBISTES 375.00 f
- 202 THERMOSTAT DIGITAL DE 0 - 99°
PERMET LA MISE EN MEMOIRE D'UNE TEMPERATURE
DE DECLANCHEMENT DU CHAUFFAGE ET UNE
TEMPERATURE D'ARRET IDEAL POUR CHAUFFAGE
AQUARIUM, AIR CONDITIONNE, VOITURE, ETC... 225.00 f
- 203 IDEM 202 MAIS AVEC 2 CYCLES D'HYSTERESIS 260.00 f
- 204 VOLTMETRE DIGITAL A MEMOIRE -3 GAMMES-
PERMET DE COMMUTER UN RELAIS LORSQUE
L'ON ATTEINT LA VALEUR DE LA TENSION EN MEMOIRE 195.00 f
- 205 ALIMENTATION STABILISEE -0 à 24V-1.5A-
AVEC AFFICHAGE DIGITAL DE LA TENSION, DU COURANT
-3 GAMMES DE TENSION-
INDISPENSABLE AU LABO OU A L'AMATEUR 250.00 f
- 206 THERMOMETRE DIGITAL A MEMOIRE -0 99-
ENCLENCHE UN RELAIS LORSQUE LA TEMPERATURE
MEMOIRE EST ATTEINTE 190.00 f
- 207 REVERBERATION LOGIQUE
SANS RESSORT, S'ADAPTE SUR MICRO CB, MICRO
NORMAL, TABLE MIXAGE, ETC. VOLUME REGLABLE
RETARD REGLABLE DE 0.1 A 2 SECONDES 195.00 f
- 208 AMPLI STEREO 2 X 70W MUSIQUE 35W EFF
AVEC CORRECTEUR TONALITE BALANCE VOLUME
PREAMPLI RIAA COMMUTEUR POUR LA
SELECTION DES ENTREES 390.00 f



ELCO 91 livré avec son boîtier 245.00 f



ET PLUS DE 200 KITS
Alarme maison, ampli, jeux de lumière
gadgets, photo, emission.
documentation contre 3f en timbres

DISPONIBLE CHEZ

- 1 ELBO 46 RUE DE LA REPUBLIQUE BOURG EN BRISSE
- 2 DIFFUSELEC 27 29 RUE DE LA GUSE ST QUENTIN
AYE CD 33 BOULEVARD GAMBIETTA TERGNER
- 6 RADIO PRIX 30 RUE ALBERTINI NICE
- 10 DIFFUSION GEMANCO 19 RUE TONDUIT DE L'ESCAPIERRE NICE
- 7 COSI FRERES 8 RUE AME DUHANE TOURCOIN
- REGIS ARNAUD LES PREAS VERNOIS ANNONAY
- 9 ETS FONQUEMINE 11 ESPLANADE DE LA CONCORDE LAVELANET
- 13 BRICOLAZUR 55 RUE DE LA REPUBLIQUE MARSEILLE
- RADIO DISTRIBUTION ANSELME 8 RUE DITALE MARSEILLE
- BRIC ELEC 49 RUE AUGUSTE HOUTIN SALON DE PROVENCE
- DEMAILLIE 5 RUE SIMIAN JAUFFREY MIRAMAS
- C.T.S 7 RUE DES ABELLES MARSEILLE
- OM ELECTRONIC 25 RUE D'ISLY MARSEILLE
- 16 ELECTRONIC LABO 84 ROUTE ROYAN ANGOULEME
- 17 COMPTONS ROCHÉLAS 2 RUE DES FRERES PACHEURS LA ROCHELLE
- LOISIRS TROUSSES 5 RUE DES CLOUTIERS LA ROCHELLE
- 22 CLAUDE TV 8 BD DE SAGNE ST BRIEUC
- ELECTRONIQUE SERVICE 11 RUE J D'ARC LANNON
- 24 ELECTRONIC 24 8 COURS FENELON PERIGUEUX
- 25 ETS REBOUL 34 RUE DES ARENES BESANCON
- 26 ETS PRINTEMPS 80 RUE PIERRE JULIEN MONTELMAR
- 28 BOBU 27 RUE DU PETIT CHANGE CHARTRES
- 29 DECEBL 33 AVENUE DE LA GARE CONCARNEAU
- 30 ONI RADIO TELEP PASSAGE GUERIN NIMES
- ETS ROUX 6 BIS RUE FLORIAN ALES
- LUMSPOT 9 RUE DE L'HORLOGE NIMES
- 31 ELECTROME 10 12 RUE DE MONTALDRAN TOULOUSE
- 33 ELECTROME 17 RUE FONDAUDEGE BORDEAUX
- 34 S.N.D.E 9 RUE DU GRAND ST JEAN MONTPELLIER
TOUTE L'ELECTRONIQUE 12 RUE CASTILLON MONTPELLIER
ALPHA GALAXY 61 BD L BLANC LUNEL
- 36 R.E.R 30 RUE DES TRENTES RENNES
HOUTIN 78 80 ROCHEBONNE ST MALO
ELECTRONIQUE SYSTEME 168 RUE DE NANTES RENNES
- 37 B.G ELECTRONIQUE 10 RUE DESTOUCHES TOURS
- RADIO SIM 29 RUE PAUL BERT ST ETIENNE
- 38 ELECTRON BAYARD 11 BIS RUE CORNELIE GEMOND GRENOBLE
- VIDEO 13 13 RUE DU COLLEGE VIENNE
- 40 ELECTROME 5 PLACE PANCAUT MONT DE MARSAN
- 42 RADIO SIM 29 RUE PAUL BERT ST ETIENNE
- 44 SILICONE VALLEE 87 QUAI DE LA FOSSE NANTES
- ELECTRONIQUE SERVICE 19 RUE ALBERT MUN ST NAZAIRE
- ELECTRONIQUE SERVICE 90 COURS DE LA LIBERATION MONTARGIS
- 49 B.G.M 9 RUE PINEAU CHOLET
SILICONE VALLEE 49 22 RUE BOISNET ANGERS
- ELECTRONICS LOISIRS 39 RUE DU BEAU REPAIR ANGERS
- 51 FLECTHO SERVICE 26 BIS RUE GAMBIETTA CHALONS MA
- 53 RADIO TELE LAVAL 1 RUE STE CATHERINE LAVAL
- 54 CONELEC 66 RUE DE MEIZ LONGVY
ELECTRONICS LOISIRS 66 RUE DU MONT DESERT NANCY
- 57 C.S.E 5 RUE CLOVIS MEIZ
TELE SERVICE 35 RUE SAINTE CROIX FORBACH
ELECTRONIC CENTER 16 RUE DE L'ANCIEN HOPITAL THIONVILLE
ETS FACHOT 5 BD R SENOT MEIZ
- 58 CORATEL 17 RUE BELLAY NERVENY
- 59 STACHEL 21 AVENUE PASTEUR SOMAIN

-----BON A DECOUPER----- A RETOURNER A-----

ELECTROME 17 RUE FONDAUDEGE 33000 BORDEAUX TEL.56. 52.14.18

JE DESIRE RECEVOIR UNE DOCUMENTATION SUR LES 200 KITS
CI-JOINT 3f EN TIMBRES

Cotiser ou compléter la case cartes jointante

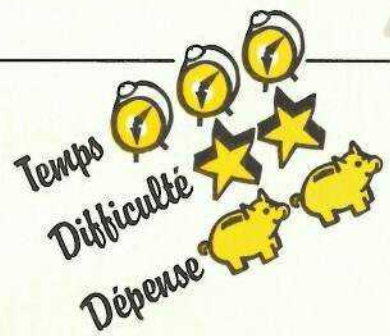
JE DESIRE RECEVOIR LE KIT n° _____
CI-JOINT _____ f

EN CHEQUE EN MANDAT EN C.R

(*20f DE PORT ET FRAIS EN VIGUEUR SI C.R)

REVENDEURS RECHERCHES

Transistormètre à affichage numérique



Depuis que le premier transistor a fait son apparition, bien des progrès ont été faits, et ces composants à trois pattes ont envahi tous les laboratoires y compris celui de l'amateur.

Un bon nombre de ces transistors que l'on peut qualifier de passe-partout circule de montage en montage et il arrive un moment où ils peuvent paraître douteux à leur propriétaire. Il faut alors pouvoir en vérifier les caractéristiques essentielles avant de les réemployer dans un autre montage.

Il arrive assez souvent aussi que votre voisine vienne vous demander de réparer son poste à transistors (plus communément appelé transistor) et que là aussi une petite vérification de l'une des sept ou huit bêtes à trois pattes s'impose.

C'est dans ce but que notre appareil a été réalisé, mais il faut toutefois noter que malgré ses performances, il ne permet de tester que les transistors à jonctions.

Le transistor à jonction

Nous ne donnerons ici, que de brefs rappels. Pour plus amples explications, le lecteur se reportera à la série d'articles techniques consacrée au transistor.

La jonction

En terme électronique, c'est la zone de faible épaisseur que l'on obtient quand on juxtapose un semi-conducteur de type N avec un semi-conducteur de type P (figure 1a).

Cette jonction possède la propriété de ne laisser passer le courant (sens conventionnel) que dans le sens P vers N. On obtient, lorsqu'elle est utilisée seule, une diode (terme qui signifie deux électrodes) (figure 1b).

Le transistor

Pour obtenir un transistor, on réalise un sandwich avec les 2 types de semiconducteur N et P, qui permet d'obtenir suivant le cas un transistor NPN ou un transistor PNP (figure 2a). La distinction dans les schémas, où ne figurent que les symboles des composants, se fait à l'aide de la flèche sur la connexion d'émetteur (figure 2b).

La tranche centrale est appelée base et les 2 autres: émetteur et collecteur. Si, de par leur position, ces 2 tranches paraissent identiques, il n'en est rien dans la réalité car le dopage des 2 jonctions: base-collecteur J_{BC} et base-émetteur J_{BE} est

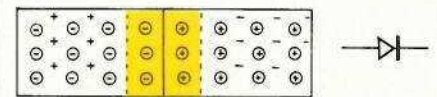


Figure 1a: Zone de faible épaisseur appelée jonction, absence de charges mobiles

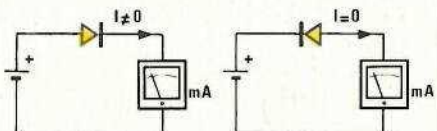


Figure 1b: Jonction polarisée en direct (sens passant) / Jonction polarisée en inverse (sens bloqué)

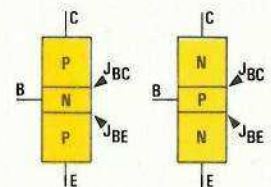


Figure 2a

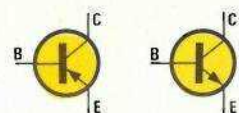
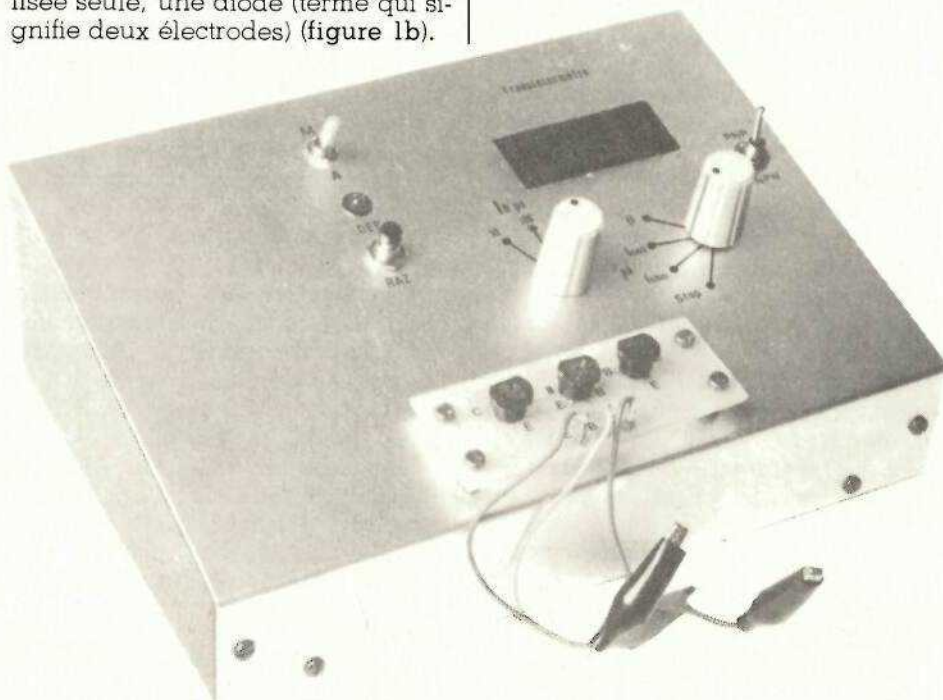


Figure 2b: Symbole du transistor PNP / Symbole du transistor NPN



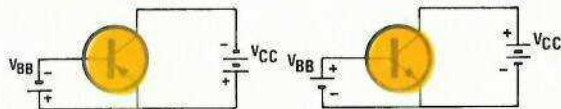
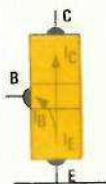
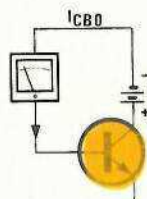
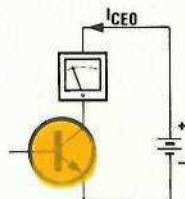
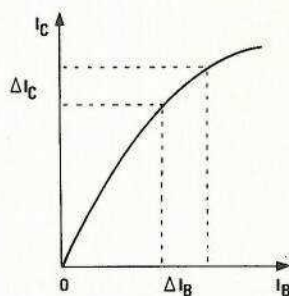
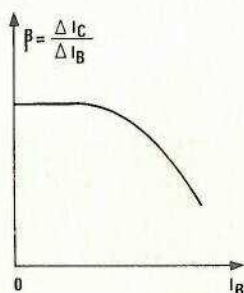
Figure 2c: Polarisation d'un transistor, $V_{CC} > V_{BB}$ 

Figure 2d: Répartition des courants dans un transistor

Figure 2e: Mesure de I_{CBO} pour un transistor NPNFigure 2f: Mesure de I_{CEO} pour un transistor NPNFigure 2g: Variation de β en fonction de I_B .

différent, de façon à obtenir pour le transistor l'effet qui lui a donné son nom, c'est-à-dire l'effet transistor.

Du point de vue électrique, pour obtenir un fonctionnement correct (amplificateur) la jonction J_{BE} doit être polarisée en sens direct alors que la jonction J_{BC} doit être polarisée en inverse (figure 2c).

Malgré cette polarisation inverse il circule néanmoins un courant dans le collecteur, courant qui provient de l'émetteur et qui réussit à traverser la base en grande partie. La différence entre le courant dans l'émetteur et le collecteur étant le courant de base (figure 2d), nous obtenons alors les relations $I_E = I_C + I_B$ et $I_C = \beta I_B$ où β est l'amplification en courant du transistor.

Lorsque l'on teste un transistor, c'est ce paramètre β qu'il est en général intéressant de connaître pour savoir s'il convient au montage auquel il est destiné. Ce n'est cependant pas le seul, citons par exemple: I_{Cmax} , P_{max} , V_{CEmax} , f_t qui caractérisent les limites technologiques de l'échantillon considéré. Pour des

réalisations courantes, le terme β est néanmoins primordial.

Nous ne nous contenterons pas de mesurer ce paramètre car, à quoi servirait un transistor de grand gain mais qui présenterait des courants de fuite importants. (Ce serait l'équivalent d'un tuyau d'arrosage de forte section mais troué qui ne permettrait pas d'arroser.)

Étant donné qu'en régime d'amplification, la jonction J_{BC} est polarisée en inverse, nous devons nous assurer que le courant appelé I_{CBO} (l'indice O signifiant émetteur ouvert) est nul ou tout à fait négligeable (figure 2e).

Les courants I_C et I_B étant liés par la relation $I_C = \beta I_B$, il faudra aussi s'assurer que pour $I_B = 0$, on a bien $I_C = 0$ et nous mesurerons donc le courant I_{CEO} (indice O pour base en l'air) qui en cas de fuite de l'espace collecteur-émetteur circule même pour $I_B = 0$ (figure 2f).

Avant de mesurer le β de tout transistor, nous mesurerons donc ces 2 courants de fuite en souhaitant qu'ils soient nuls.

En ce qui concerne le β du transistor, il faut savoir que celui-ci est loin d'être constant. Ce paramètre dépend en effet d'une part du courant collecteur I_C , d'autre part de la fréquence à laquelle on travaille. Pour ce qui est des variations de β vis-à-vis de la fréquence, notre appareil ne nous donnera aucun renseignement car il travaille en régime statique. Par contre comme β diminue quand I_C augmente, nous devons pouvoir mesurer ce paramètre pour une valeur de I_C , ou de I_B , voisine de celle qui circulera dans le montage pour lequel le transistor est destiné. C'est pour cette raison que notre appareil peut indiquer le β pour 3 valeurs de courant base (figure 2g).

Synoptique

Le schéma en est donné à la figure 3. Notre appareil permet bien entendu de tester aussi bien les NPN que les PNP. Pour cette raison, un inverseur bipolaire a été utilisé permettant ainsi de modifier les polarités ou le sens des courants dans les diverses électrodes du transistor à l'essai.

Un commutateur triple à 6 positions sélectionne la grandeur testée: courants de fuite ou gain du transistor, la première des positions appelée STOP évite l'application de toute polarité au transistor.

Pour toutes les mesures (courant de fuite ou amplification en courant β), on mesure en réalité le courant de collecteur I_C ou plus exactement la tension qui résulte de son passage dans une résistance R_C de valeur appropriée.

Le voltmètre utilisé ayant une résolution égale au millivolt, on a pris $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ pour détecter un courant de fuite égal à $1 \mu\text{A}$.

En effet si $I_C = 1 \mu\text{A}$, $V_{RC} = R_C I_C$ soit $10^{-3} \text{ V} = 1 \text{ mV}$.

Nous avons voulu, pour la mesure du β , afficher la valeur directement. Ceci nous a conduits à choisir des résistances de collecteur de 1, 10 et 100Ω pour I_B respectivement de 1 mA, $100 \mu\text{A}$ et $10 \mu\text{A}$.

Ces résistances devront être très précises puisque de leur précision dépend la précision de la mesure.

Dans tous les cas, la lecture sera directe (pour les courants de fuite, la valeur est en μA).

Le tableau ci-dessous nous donne la valeur de R_C utilisée sur chaque gamme.

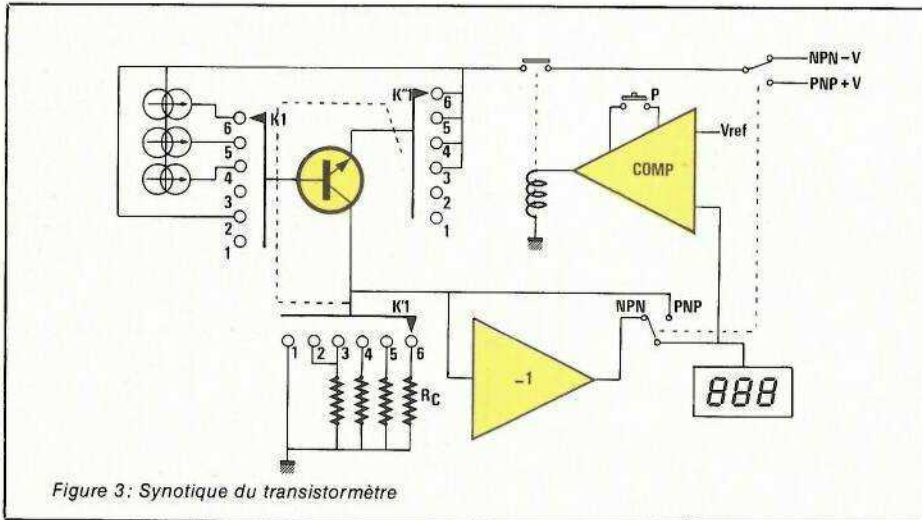


Figure 3: Synoptique du transistormètre

Position	Caractéristique	Valeur de Rc	Affichage
2	ICBO	1 kΩ	unité μA
3	ICEO	1 kΩ	unité μA
4	β pour IB = 10 μA	100 Ω	lecture directe
5	β pour IB = 100 μA	10 Ω	lecture directe
6	β pour IB = 1 mA	1 Ω	lecture directe

Les 3 galettes du commutateur assurent donc les commutations nécessaires sur chaque électrode: K1 sur la base, K2 sur le collecteur et K3 sur l'émetteur.

Le sens des courants délivrés par les 3 générateurs de courant dépend de la position de l'inverseur NPN-PNP. Ce même inverseur est utilisé à l'entrée du voltmètre car, en fonction du type NPN ou PNP, la tension VRC peut être positive ou négative. Le voltmètre utilisé ne pouvant mesurer que des tensions positives par rapport à la masse, un étage de gain (-1) est ou non mis en service.

Pour éviter d'endommager notre appareil avec des transistors qui présenteraient, par exemple un court-circuit entre l'émetteur et le collecteur (ce qui aurait pour conséquence d'appliquer 5 volts aux bornes de Rc soit Ic = 5 A sur la position 6), un circuit de protection coupe l'alimentation du transistor testé dès que VRC dépasse une valeur notée Vref. La remise sous tension devra être faite manuellement par action sur P. Ce circuit de protection est réalisé grâce au comparateur et aux relais qui lui est associé.

Schéma de principe

On se reportera à la figure 4. On va retrouver, bien entendu, sur ce schéma tous les sous-ensembles que nous avons annoncés dans le synoptique. De façon à éviter les redites

nous analyserons le fonctionnement de chaque sous-ensemble et lorsque cela sera nécessaire, nous indiquerons les références entre ces deux schémas ainsi que les raisons qui ont entraîné les modifications éventuelles.

Les générateurs de courant base

Le fait de pouvoir disposer de courants qui entrent ou qui sortent par la base nous a conduit à exclure les générateurs de courant à transistor, et à leur substituer des montages à amplificateur opérationnel.

De tels montages permettant d'obtenir des courants positifs ou négatifs et une très bonne stabilité vis-à-vis de la charge.

L'expression du courant de sortie de ces générateurs est donnée par la formule:

$$I_o = - V_{ref} \frac{R_2}{R_1 R_4}$$

à condition que $R_4 \ll R_3$ on a alors $R_2 \approx R_3$ avec $R_3 + R_4 = R_2$.

Le changement du sens du courant de sortie I_o a lieu lorsque V_{ref} change de signe. Ceci se produit lors de la manœuvre de K3. Pour la position NPN, V_{ref} est négative, donc I_o est positif et entre dans la base du transistor à l'essai. En position PNP V_{ref} est positive donc I_o négatif et il sort de la base.

Les trois générateurs de courant étant de conception totalement identiques, seules les valeurs des composants changent (les indices des résistances ont été conservés).

Remarque sur le commutateur 3 circuits, 6 positions

Souhaitant fixer directement ce commutateur sur le circuit imprimé pour éviter tout contact inutile il n'a pas été possible de travailler avec un seul commutateur. Pour parvenir au même résultat, on a fait appel à deux commutateurs K1 et K2.

K1 est un commutateur 3 circuits, 4 positions.

K2 est un commutateur 2 circuits, 3 positions (nous avons utilisé un modèle 3 circuits, 4 positions dont 2 circuits sont utilisés avec blocage à la 3^e position).

Le tableau ci-dessous donne la grandeur mesurée en fonction de la position des deux commutateurs.

K1	K2	Grandeur
1	○	rien
2	○	ICBO
3	○	ICEO
4	1	β à IB = 10 μA
4	2	β à IB = 100 μA
4	3	~ à IB = 1 mA

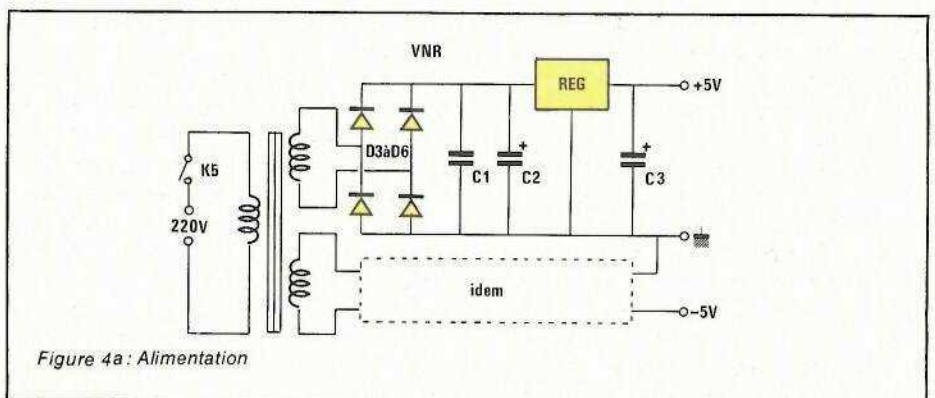


Figure 4a: Alimentation

Amplificateur de gain - 1

En position NPN, la tension aux bornes de l'une quelconque des quatre résistances R₆, R₇, R₈, R₉ est négative par rapport à la masse. Pour pouvoir être appliquée au voltmètre, celle-ci doit être positive. L'AOP IC₄ associé aux résistances R₁₀ et R₁₁ délivre à sa sortie une tension :

$$V_s = - V_{RC} \times \frac{R_{11}}{R_{10}}$$

Dans le cas où R₁₀ = R₁₁ nous obtenons le but recherché soit V_s = V_{RC}. Il faut cependant noter que les 2 résistances R₁₀ et R₁₁ devront être triées pour avoir des valeurs aussi voisines que possible. On pourra par exemple se servir de l'ohmètre décrit dans le n° 415 de juin. C'est la 2^e partie K₃ de l'inverseur double PNP-NPN qui prélève la tension V_{RC} à l'entrée ou à la sortie de cet amplificateur.

De façon à ce qu'une tension nulle appliquée à l'entrée ait bien une image nulle à la sortie de cet amplificateur, il a été nécessaire de munir IC₄ d'un réglage d'offset assuré par AJ₂.

Le circuit de protection

Comme le pire doit toujours être envisagé pour toute réalisation, dans notre montage qui est destiné à tester des transistors douteux il se peut que l'on tombe sur un « individu » présentant un court-circuit franc entre émetteur et collecteur (peut-être même avec la base, mais cela n'est pas gênant). Il en résulterait alors l'arrivée d'un potentiel égal à ± 5 volts sur l'une des quatre résistances R₆, R₇, R₈, R₉. Pour R₆ l'événement ne serait pas trop grave car elle dissiperait alors 25 mW. Par contre R₉ dissiperait théoriquement 25 watts !

Sans aller jusque-là, car les alimentations ne suivraient pas, et pour éviter tout échauffement de ces quatre résistances (qui elles aussi auraient été triées à l'ohmètre) qui risquerait d'entraîner une modification de leur valeur, donc une altération des performances du transistormètre, nous avons installé un circuit de protection qui coupe l'alimentation du transistor à l'essai.

L'AOP IC₅ qui est monté en comparateur reçoit sur son entrée non inverseuse la tension |V_{RC}|. Si cette tension est supérieure au potentiel appliqué à l'entrée inverseuse (valeur réglable par AJ₃), la sortie de IC₅ passe brusquement à +5 volts à la

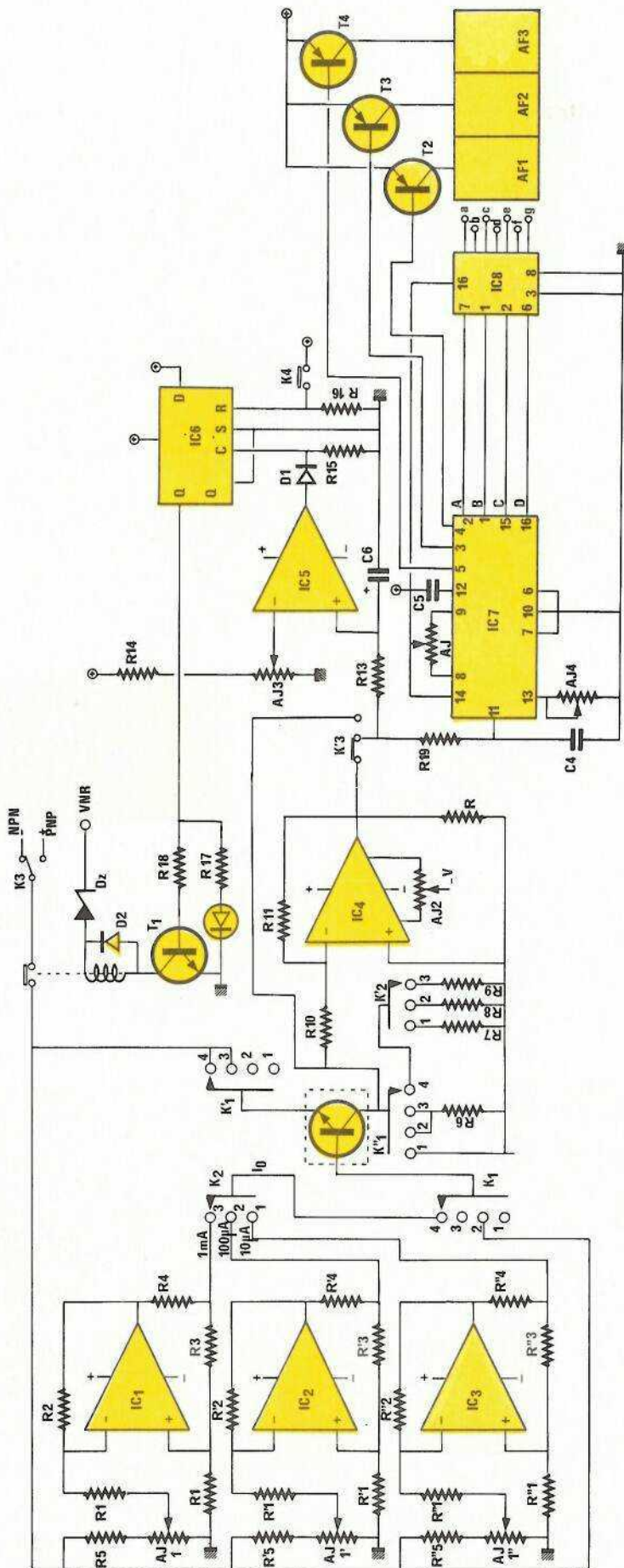


Figure 4b : Schéma de principe.

tension de déchet de IC₅ près. En temps normal la sortie de IC₅ est à un potentiel voisin de moins 5 volts. Pour éviter d'endommager IC₆, on a donc fait suivre I₅ par une diode notée D₁. Il en résulte que la tension aux bornes de R₁₅ ne peut varier qu'entre 0 et à peu près +5 volts. C'est la transition de 0 à +5 volts appliquée à l'entrée horloge (C) de IC₆ qui fait basculer la sortie Q de 0 à +5 volts puisque l'entrée data (D) est portée en permanence à +5 volts.

L'état de Q ne changera que lorsque l'on agira sur le poussoir K₄ qui porte l'entrée RESET (ou remise à zéro) au niveau +5 volts. La sortie Q de IC₆ alimente une diode LED dont le courant est limité par R₁₇. Cette LED indique que la tension |V_{RC}| a dépassé momentanément le seuil fixé par A₃, donc que le transistor essayé est défectueux. Le transistor T₁ reçoit son courant base de la sortie Q de IC₆ à travers R₁₈ qui en limite la valeur. Le collecteur de T₁ est chargé par la bobine d'un relais aux bornes duquel on a disposé une diode D₂ dont le rôle est de diminuer les surtensions qui peuvent apparaître lorsque T₁ passe de l'état bloqué à l'état saturé. Ce relais assure en position repos le passage du courant vers le transistor à l'essai alors qu'en position travail le contact est ouvert.

A noter encore que la bobine de ce relais étant prévue pour une alimentation 12 V, celle-ci est alimentée par la tension V_{NR} (non régulée) disponible à la sortie du pont redresseur de l'alimentation positive.

La diode Zener (6,2 V) qui est mise en série avec la bobine limite la tension aux bornes du relais aux environs de 12 V car V_{NR} est voisine de 18 volts.

Certains pourront se demander quel rôle jouent R₁₃ et C₆ à l'entrée de IC₆. En théorie ce circuit qui est un intégrateur est inutile mais, lors des essais, il s'est avéré que lorsque l'on manœuvrait K₁ ou K₂, des impulsions de 5 volts arrivaient à l'entrée de IC₅ ce qui déclenchait notre circuit de protection. La durée de ces impulsions étant très courte, l'adjonction de R₁₃, C₆ a donc pour conséquence de les éliminer tout en laissant passer sans problème les niveaux constants présents à l'entrée de R₁₃.

Le voltmètre numérique

Nous ne dirons que peu de choses sur cette partie de notre montage car ce voltmètre a déjà été décrit dans le numéro 409 de décembre 81. Ne négligeant que deux circuits intégrés et

ayant une résolution de 1 mV avec un calibre maximum de 1 V, ce voltmètre est idéal pour cette application dans laquelle il a été intégré.

Les alimentations

L'alimentation du voltmètre s'effectue en +5 volts. Les AOP peuvent être alimentées par des tensions symétriques de valeur maximale 18 V de même que IC₆ qui n'est que la moitié d'un boîtier 4013 double bascule D en technologie CMOS.

Pour ce qui est des transistors essayés, leurs caractéristiques sont à peu près indépendantes de la tension appliquée entre collecteur et émetteur.

Compte tenu de toutes ces remarques et pour éviter de multiples régulations nous avons réalisé une alimentation symétrique + et -5 V qui convient parfaitement à notre montage.

Un transformateur 220 V délivre au secondaire 2 fois 12 V pour un débit maximum de 1 A. Chaque secondaire est suivi d'un pont redresseur constitué par les 4 diodes D₃, D₄, D₅, D₆. Les 2 condensateurs C₁ et C₂ assurent le filtrage de la tension redressée double alternance issue du pont. C₁ de valeur 0,1 µF a pour rôle de court-circuiter les parasites qui réussiraient à passer au secondaire du transformateur. Il faut savoir en effet que pour les phénomènes de haute fréquence, les condensateurs chimiques présentent un effet selfique non négligeable d'où le découplage par C₁ et C₂ de chacune des 2 alimentations.

Un régulateur de tension fait suite à ce filtrage et délivre à sa sortie +5 volts. Le condensateur C₃ parfait le filtrage et pallie les variations de consommation.

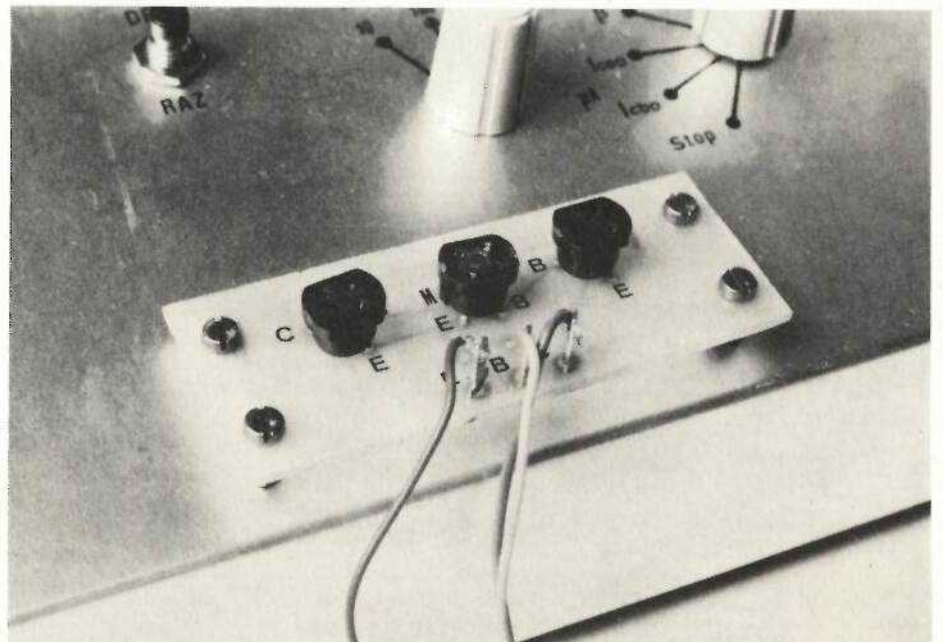
Les 2 alimentations étant de conception identique, seul le schéma de l'une d'entre elles a été donné.

Pour obtenir la symétrie +5 V, masse, -5 V, la sortie +5 V de l'alimentation inférieure a été reliée à la borne 0 V de l'alimentation supérieure.

Ces explications concernant le fonctionnement du montage décrit sont toujours longues et parfois même rébarbatives, néanmoins leur lecture est indispensable pour tous ceux qui vont vouloir se lancer dans sa réalisation. Si tous les lecteurs qui nous écrivent pour avoir des renseignements ou qui rencontrent des problèmes dans le fonctionnement de leur réalisation les lisent, cela leur éviterait souvent des déboires car la réponse à leurs problèmes se trouve dans 90 % des cas dans ces explications.

Réalisation pratique

L'ensemble des composants a été disposé sur quatre circuits imprimés d'importance variable. L'un porte les deux alimentations, un autre les trois afficheurs, un autre encore sert à fixer les supports de transistors à essayer en façade, quant au dernier il rassemble toute l'électronique: générateurs de courants, circuit de protection, voltmètre, etc.



Les 4 circuits imprimés sont visibles aux figures 5, 7, 9, 11. L'implantation des composants est donnée sur les figures 6, 8, 10, 12.

Les deux régulateurs de tension sont munis de radiateurs réalisés en formant un U avec une chute d'aluminium.

Le circuit imprimé portant les afficheurs est fixé sur le circuit imprimé principal à l'aide de deux ensembles vis-écrous formant entretoise de façon à ce que les afficheurs affleurent la surface du coffret. On ne les fixera sur le circuit principal qu'après les dernières vérifications pour éviter de nombreux démontages inutiles.

Ne pas oublier les quelques straps que comporte le circuit de la figure 12. On fera attention à respecter l'orientation des transistors, diodes, circuits intégrés et condensateurs chimiques.

Pour les circuits intégrés, l'utilisation de supports n'est pas indispensable mais vivement conseillée pour ceux qui ne sont pas des habitués du fer à souder.

Les divers réglages

Ceux-ci devront être effectués dans l'ordre indiqué. On se munira, pour les faire, d'un contrôleur universel et d'un petit tournevis type horloger pour les divers ajustables.

Réglage des générateurs de courant

L'alimentation étant câblée en premier, elle sera reliée au trans-

formateur et au circuit imprimé principal. La vérification du fonctionnement des générateurs peut avoir lieu avant que le reste des composants ne soit installé mais elle peut aussi avoir lieu lorsque tout est câblé.

Pour régler le générateur 1 mA, disposer le contrôleur entre le point A et la masse en utilisant le calibre supérieur le plus proche de 1 mA. Ajuster AJ₁ pour obtenir une déviation exactement égale à 1 mA. On pourra vérifier que le changement de polarité NPN-PNP modifie bien le sens du courant. Un très léger écart peut exister pour le courant obtenu suivant la polarité NPN ou PNP. On procédera de même pour les générateurs 100 µA et 10 µA en plaçant le contrôleur successivement en B puis en C.

Si un écart important résultait de l'inversion NPN-PNP pour un même générateur, il conviendrait d'en chercher la cause et de remplacer éventuellement l'AOP associé au générateur.

Réglage du voltmètre

Pour ce réglage on placera K₁ en position 1 et K₃ (inverseur PNP-NPN) en position PNP.

Agir sur l'ajustable 10 tours AJ₅ pour obtenir l'affichage 000. Placez ensuite K₁ en position 2 ou 3 et injectez une tension connue, de valeur comprise entre 0 et 1 volt, entre la cosse poignard qui va au collecteur du transistor à l'essai en fonctionnement normal et la masse du montage. Ajustez le 10 tours AJ₄ pour ob-

tenir l'affichage de la tension ainsi appliquée.

Réglage de la tension d'Offset de IC₄

Remplacez K₁ en position 1. L'indication du voltmètre doit être 000 lorsque K₃ est en position PNP (réglage précédent). Basculez alors K₃ en position NPN et réglez AJ₂ pour obtenir encore 000.

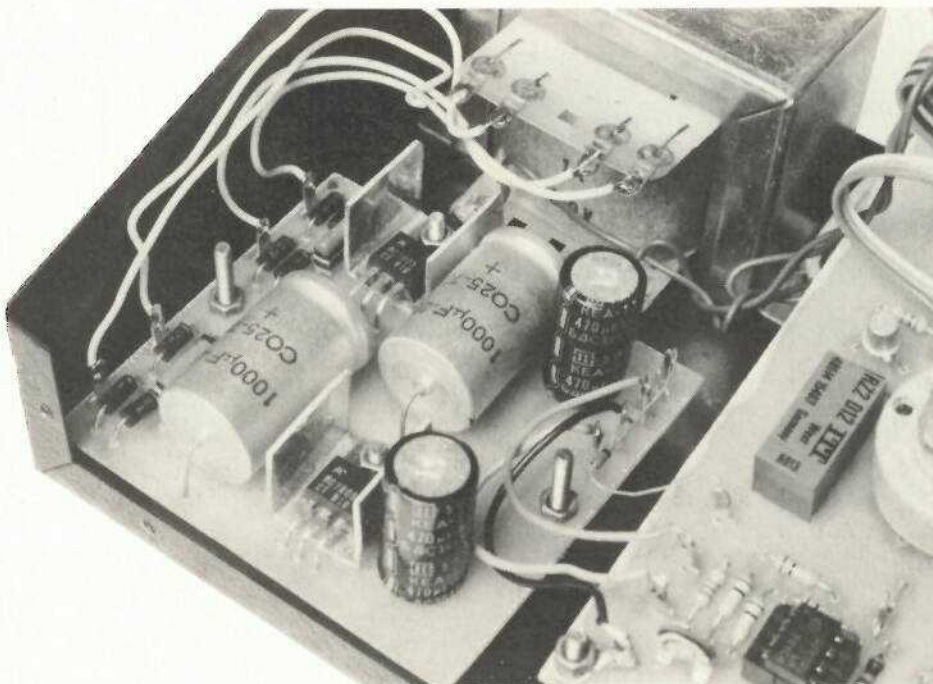
Réglage du circuit de protection

Lorsque la tension |V_{RC}| dépasse 1 volt, l'indication du voltmètre est EEE, cela correspond théoriquement à un courant de fuite supérieur à 1 mA (ce qui est inacceptable pour un transistor) ou à un β > 1000 ce qui n'arrive jamais sauf pour les Darlington. Donc exception faite de ce dernier cas, toute valeur dépassant le volt à l'entrée du voltmètre caractérise un composant défectueux. De ce fait, on pourra par exemple régler AJ₃ pour que IC₅ bascule quand |V_{RC}| est supérieure à 1 volt. Pour obtenir ce réglage placez un contrôleur (position voltmètre) entre le curseur de AJ₃ et la masse et réglez ce dernier pour obtenir l'indication 1 volt.

Remarques et modifications éventuelles

Les régulateurs de tension

Lorsque l'on passe de la position NPN à la position PNP la tension de référence qui définit la valeur des courants base change de signe. Si son module est identique, seul change le sens des courants. Il est donc vivement conseillé de prendre des régulateurs de tension +5 V de même type et mieux encore, de même marque et de même date d'achat pour pouvoir bénéficier de l'homogénéité de fabrication et avoir l'assurance de l'égalité des tensions délivrées par les 2 régulateurs. Dans le cas contraire, vous risquez d'obtenir pour un même générateur de courant par exemple 1 mA en position NPN et -985 µA en position PNP soit une erreur de 1,5 % qui n'a aucune raison d'être avec un bon choix pour les régulateurs.



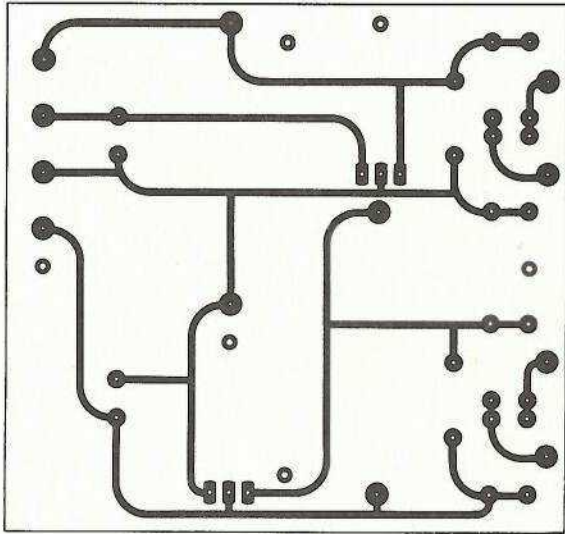


Figure 5

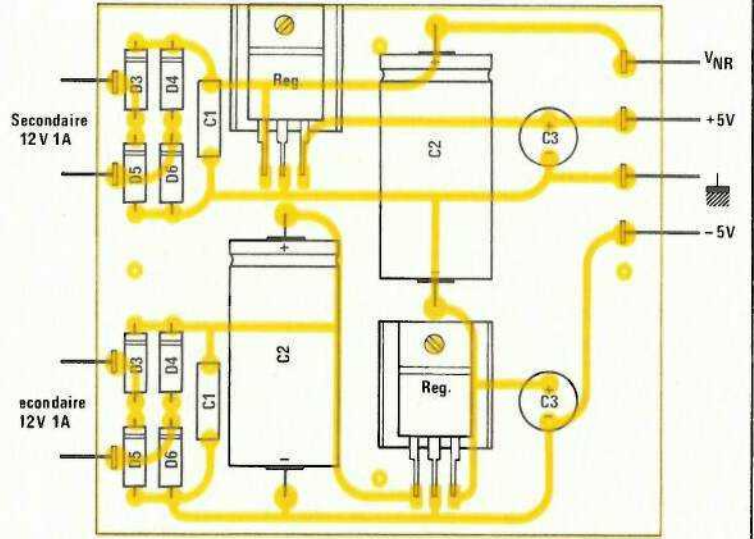


Figure 6

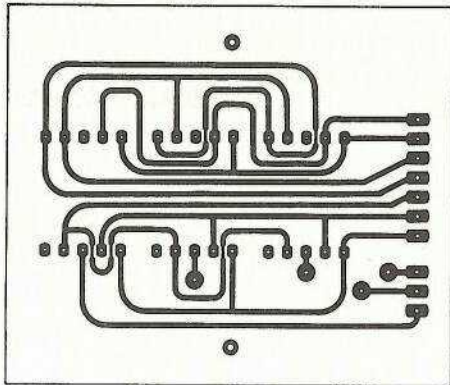


Figure 7

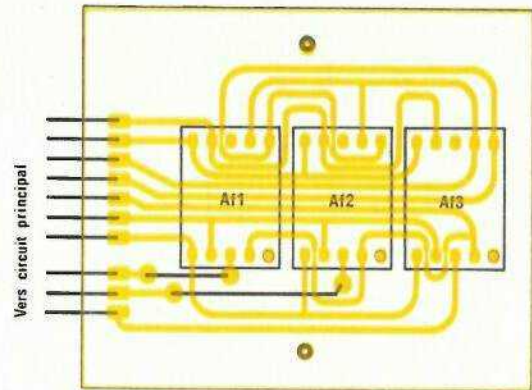


Figure 8

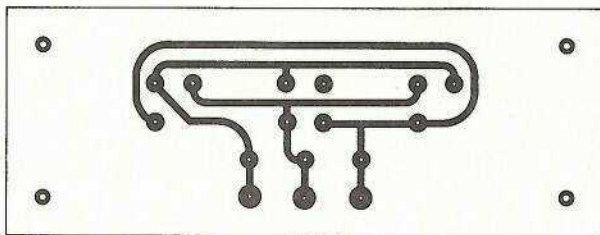


Figure 9

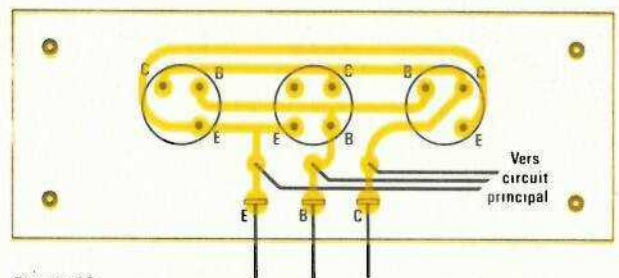


Figure 10

Les résistances de précision

Il s'agit en premier lieu des quatre résistances R_6 , R_7 , R_8 , R_9 . Vous avez le choix de les prendre directement chez le détaillant à 1 % ou d'en acheter 10 de chaque en modèle $\frac{1}{4}$ W 5 % et de les trier à l'ohmmètre. Le coût sera à peu près le même dans les 2 cas à la différence près que vous aurez peut être une meilleure précision après un tri à l'ohmmètre. Il en va de même du couple R_{10} , R_{11} que vous devrez apparié au mieux que vous le pourrez.

Cas des Darlington intégrés

Ces transistors qui sont en réalité l'association de 2 transistors montés comme nous l'indique la figure 13, ont un gain élevé pouvant dépasser 1000 puisque c'est le produit des gains des 2 transistors qui entrent dans sa réalisation. Initialement, l'auteur n'avait pas soulevé les problèmes liés à leur existence aussi la maquette qui vous est proposée ne permet pas, comme nous l'avons expliqué plus haut de mesurer de β supérieur à 1000. Néanmoins pour ceux qui le désirent, la modification étant minime il pourront tester ces transistors sans problème en rajoutant un poussoir et une résistance R'_7 à brancher comme le montre la figure 14 et ce, uniquement pour la position β à $I_B = 10 \mu A$.

Si l'on choisit R'_7 de façon que sa mise en parallèle avec R_7 ait une valeur égale à $R_7/100$ on pourra ainsi mesurer des gains β 100 fois plus importants, c'est-à-dire atteignant 100000 qui est le but recherché.

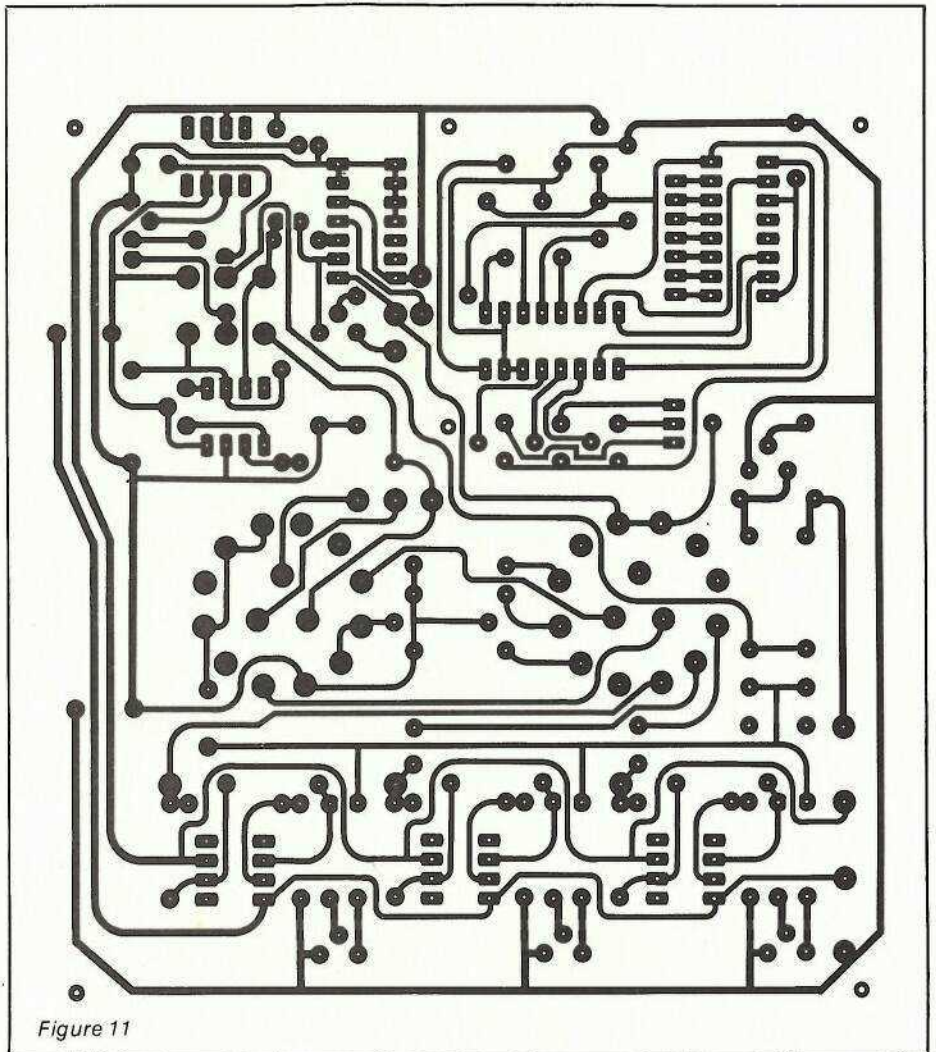


Figure 11

Calcul de R'_7 :

$$\frac{R_7}{100} = \frac{R_7 \times R'_7}{R_7 + R'_7}$$

soit:

$$R'_7 = \frac{R_7}{99} = \frac{100}{99} = 1,01 \Omega \approx 1 \Omega$$

Ceux qui le désirent pourront donc réaliser cette petite modification qui ne nécessitera que peu de transformation. Le poussoir P sera sorti en façade et placé à un endroit où il ne touchera pas aux composants des circuits imprimés.

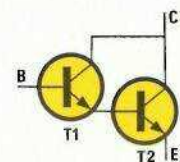
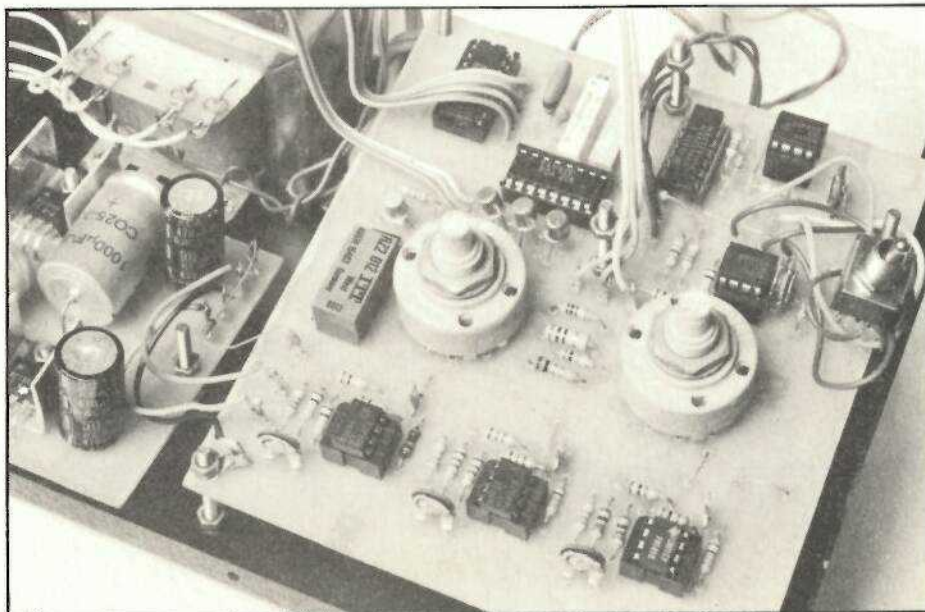


Figure 13

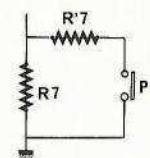


Figure 14

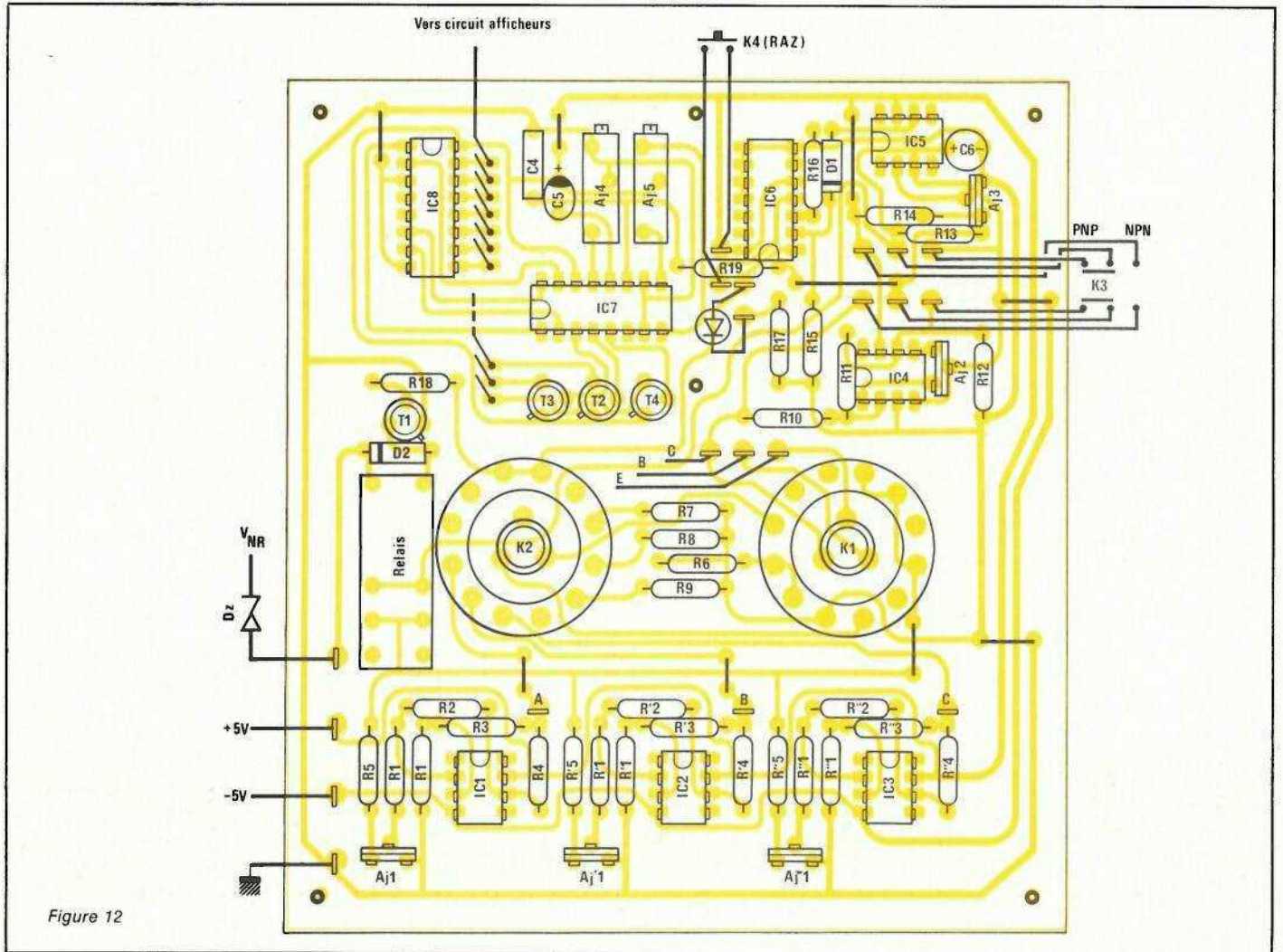


Figure 12

Les générateurs de courant

Les générateurs de courant à AOP sont maintenant prévus pour débiter leur courant entre le point commun à R₃, R₄ et la masse.

Dans notre application, ce courant qui sort du point commun à R₃-R₄ traverse la jonction base émetteur du transistor à l'essai et revient non pas à la masse mais au + ou - 5 volts de l'alimentation selon qu'il s'agit d'un NPN ou d'un PNP. Il est donc recommandé de vérifier avec un transistor à l'essai que le courant base a bien la valeur obtenue par réglage des ajustables A₁, A'₁, A''₁.

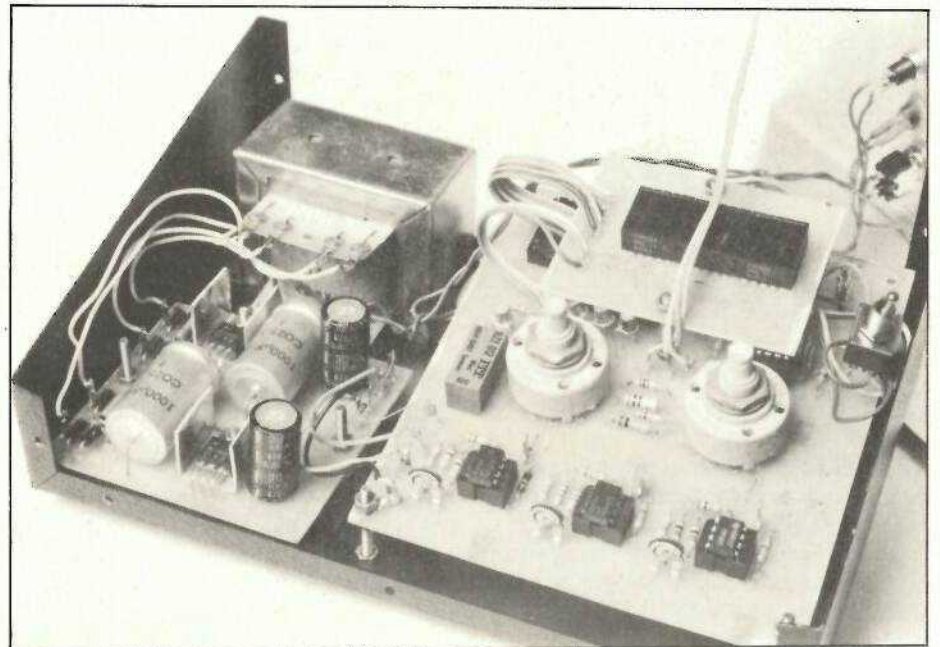
Si tel n'était pas le cas il faudrait par exemple rajouter 2 diodes genre 1N4148 montées tête-bêche entre le curseur de K₂ et la position 4 de K₁. Ce décalage de 0,6 volt (chute de tension dans l'une des 2 diodes) sera suffisant pour remettre les choses à leur place.

Mise en coffret

Le modèle utilisé est un pupitre en aluminium de marque ESM et de ré-

férence EP 21/14. La fixation des circuits imprimés se fait sur le fond de ce boîtier à l'aide de vis et écrous de diamètre 3 mm. La disposition des divers circuits imprimés est donnée à la figure 15 et le perçage de la face

supérieure à la figure 16. On pourra agrémenter cette face de transferts que l'on protégera par un vernis transparent, le tout contribuant à donner un petit air professionnel à ce pupitre.



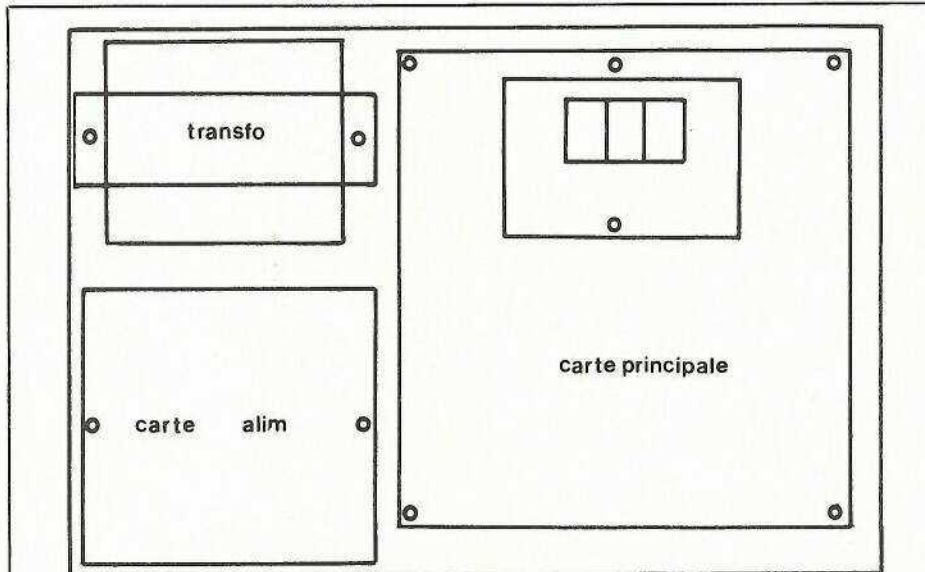


Figure 15: Fixation des éléments sur le fond du boîtier, échelle 0,5.

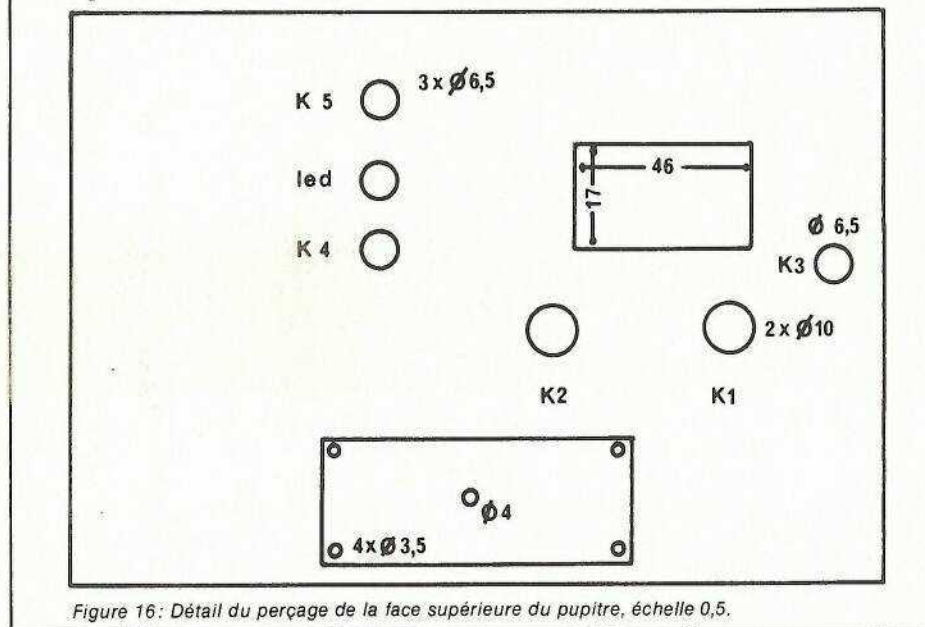


Figure 16: Détail du perçage de la face supérieure du pupitre, échelle 0,5.

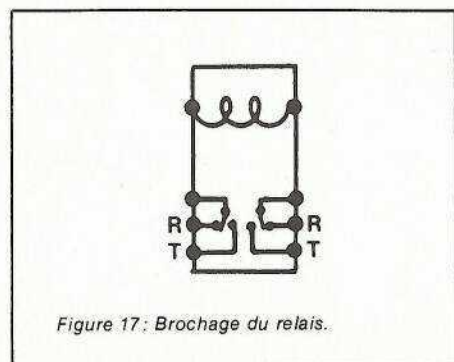


Figure 17: Brochage du relais.

Conclusion

Une fois terminé, vous allez pouvoir tester tous vos transistors et mettre fin au désordre dans les tiroirs. Les éléments qui ne sont plus munis de référence constructeur pourront être classés par type NPN ou PNP et par valeur de β .

Maintenant un petit conseil d'ami-ami averti, ne conservez pas de transistor dont le courant de fuite dépasse quelques microampères. Ils ne vous donneraient que des soucis pour vos futures réalisations.

F. JONGBLOËT

Nomenclature

Résistances

$\frac{1}{4}$ W, 5 % sauf spécifications contraires.

R₁, R₂, R₃, R'₄, R₁₃: 100 k Ω

R'₁, R'₂, R'₃: 1 M Ω

R''₁, R''₂, R''₃: 10 M Ω

R₄, R₁₂: 1 k Ω

R'₄, R₁₉: 10 k Ω

R₆: 1 k Ω , $\frac{1}{4}$ W 1 % ou triée à l'ohmmètre

R₇: 100 Ω , $\frac{1}{4}$ W 1 % ou triée à l'ohmmètre

R₈: 10 Ω , $\frac{1}{4}$ W 1 % ou triée à l'ohmmètre

R₉, R'₇ (éventuellement): 1 Ω , $\frac{1}{4}$ W 1 % ou triée à l'ohmmètre

R₁₀, R₁₁: 100 k Ω , $\frac{1}{4}$ W 1 % ou triée à l'ohmmètre

R₁₇: 330 Ω

R₅, R'₅, R''₅, R₁₄, R₁₅, R₁₆, R₁₈: 4,7 k Ω

AJ₁, AJ'₁, AJ''₁, AJ₃: 2,2 k Ω verticale

AJ₂: 10 k Ω verticale

AJ₄: 10 k Ω 10 tours

AJ₅: 50 k Ω 10 tours

Condensateurs

C₁, C'₁: 0,1 μ F

C₂, C'₂: 1000 μ F 25 V

C₃, C'₃: 470 μ F 16 V,

implantation verticale

C₄: 10 nF

C₅: 0,22 μ F 10 V, Tantale

C₆: 4,7 μ F 10 V, Tantale

Circuits intégrés

IC₁, IC₂, IC₄, IC₅: LM 741 CN

IC₃: TL 081 CP

IC₆: CD 4013

IC₇: CA 3162

IC₈: CA 3161

2 régulateurs +5 V type 7805

Semiconducteurs

T₁: 2 N 2222

T₂, T₃, T₄: 2 N 2906 ou 2 N 2907

D₁: 1 N 4148

D₂, D₃, D₄, D₅, D₆, D'₃, D'₄, D'₅, D'₆:

1 N 4001

Dz: diode Zener 6,2 V 400 mV

1 diode LED

(affichage dépassement)

AF₁, AF₂, AF₃: FND 565

(voir standardisation)

Commutateurs et inverseurs

K₁: commutateur 3 circuits, 4 positions

K₂: 3 circuits, 4 positions (bloqué à 3 positions)

K₃: inverseur bipolaire

K₄: poussoir (ouvert au repos)

K₅: interrupteur marche-arrêt

P: poussoir (ouvert au repos) éventuellement pour mesure de $\beta < 1000$

(voir texte)

1 relais boîtier Dual in Line

ITT RZ2 D12

1 transformateur 220 V 2 x 12 V 1 A

1 coffret ESM EP 21/14

Divers

cosses poignards

supports de circuits intégrés

vis et écrous \varnothing 3 mm

3 pinces crocodiles isolées

3 supports pour transistors à l'essai

1 clips pour diode LED

2 boutons pour les commutateurs K₁ et K₂.

Sirène modulée 12 V



Les montages qui se concrétisent par des effets lumineux ou sonores sont souvent les plus recherchés par les débutants. Cette sirène, d'un prix de revient très abordable, fait appel à deux circuits intégrés dont un NE 555, bien connu des lecteurs. Elle délivre 5 watts efficaces dans une charge de 4Ω , ce qui est amplement suffisant pour nos pauvres oreilles; ce d'autant qu'on utilisera une chambre de compression à haut rendement.

Synoptique

Toute sirène doit comporter deux oscillateurs. Le premier nous donne un signal TBF qui module le deuxième. On peut remarquer sur le schéma synoptique de la figure 1, une alimentation qui permet d'obtenir des tonalités indépendantes de la tension de la batterie, et un étage de puissance qui permet de sortir la puissance désirée.

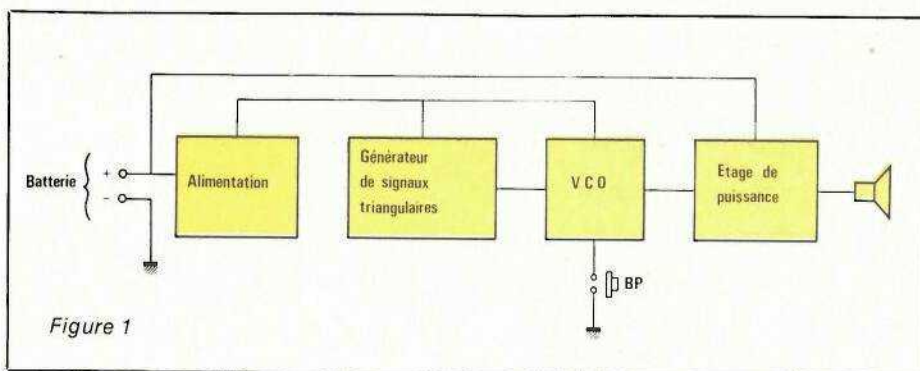


Schéma de principe et fonctionnement

Ce schéma est donné figure 2. Vue la faible consommation des oscillateurs, l'alimentation est assurée par la Zener D_1 , découplée par C_1 et polarisée par R_1 . Nous trouvons maintenant, notre NE555 monté, de façon classique, en astable. Le rapport cyclique devant être variable sur une large plage, on ajoute la diode D_2 . Grâce à elle, les valeurs mini et maxi de ce rapport sont seulement limitées par les résistances

de fin de course des ajustables R_2 et R_3 . La sortie, patte 3, nous donne un signal carré que le réseau R_4 , C_4 va intégrer. Nous observerons donc au curseur de R_5 , un signal proche du triangulaire. Il est temps, maintenant, de parler d'IC₂. C'est un CD4046 ou plutôt une boucle à verrouillage de phase (PLL), mais que les lecteurs qui ne connaissent pas cette bête à 16 pattes ne s'inquiètent pas. La suite n'est pas compliquée.

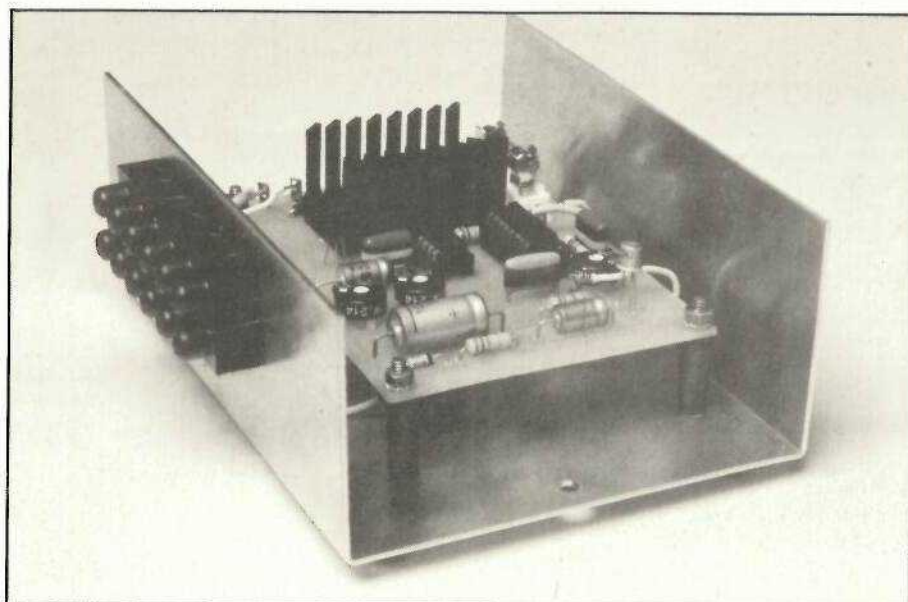
Nous voyons figure 3, l'architecture interne de ce CI. On peut remarquer un VCO (oscillateur contrôlé en tension) qui va nous être

très utile surtout que toutes ses entrées sont accessibles de l'extérieur. Nous rajoutons quelques éléments R_6 , R_7 , C_6 qui fixent la fréquence d'oscillation f_0 . Nous relierons le curseur de R_5 à l'entrée VCO input et le tour est joué. Le signal de sortie, modulé en fréquence, attaque un Darlington formé de T_2 et T_3 . T_3 qui est un 2N3054A, petit frère du célèbre 2N3055, sera monté sur radiateur et T_2 est un BC237. La diode D_3 protège le Darlington en cas de charge trop inductive et D_4 servira aux imprudents qui invertiraient les fils d'alimentation au prix d'une légère perte de puissance occasionnée par la chute de tension à ses bornes! Enfin le bouton poussoir (BP) mettra en route cette sirène.

Les chronogrammes de la figure 4, représentent les formes d'ondes en différents points du montage, référencés sur le schéma électrique de la figure 2.

Réalisation pratique

Les brochages des composants utilisés, sont représentés figure 5. L'ensemble des composants est monté sur un circuit imprimé de dimensions réduites. La vue côté cuivre est représenté figure 6 et l'implantation des composants figure 7. On montera IC₁ et IC₂ de préférence sur sup-



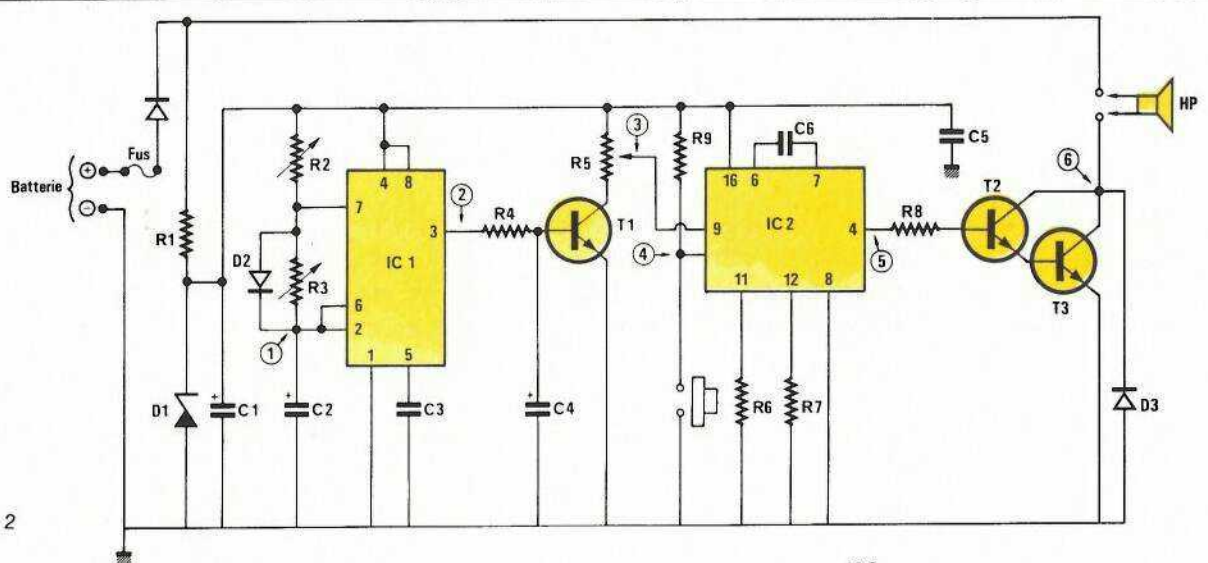
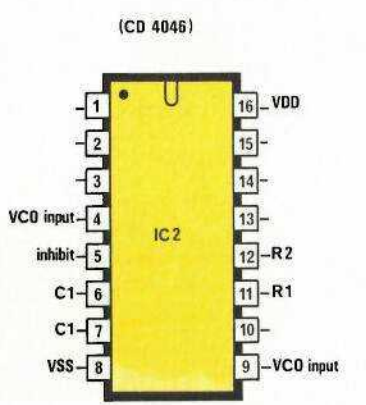


Figure 2



$f_{min} = \frac{1}{R2(C1 + 32pt)}$ et VCO input = VSS
 $f_{max} = \frac{1}{R1(C1 + 32pt)}$ fmin et VCO input = VDD
 • Correspondance avec le schéma de principe: C1 = C6 (C1 < 10nf)
 R1 = R6
 R2 = R7

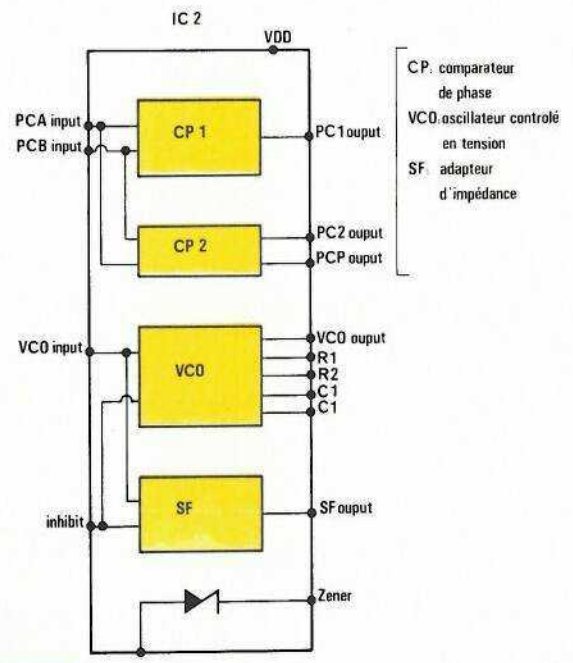


Figure 3

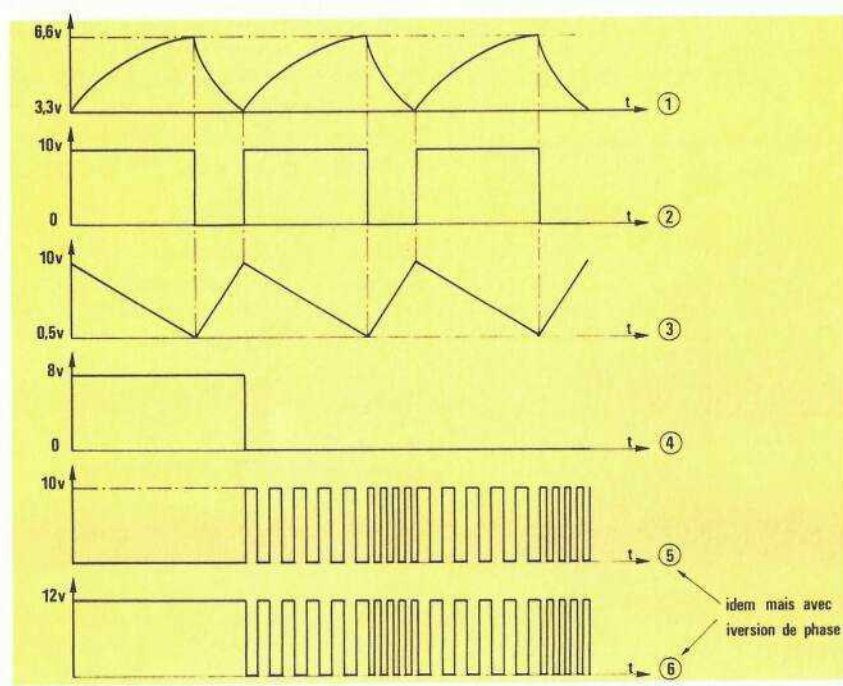


Figure 4

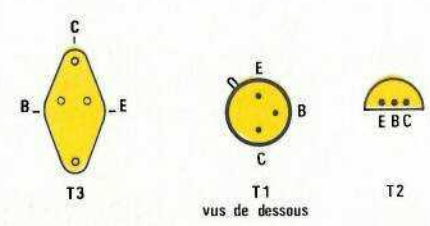


Figure 5

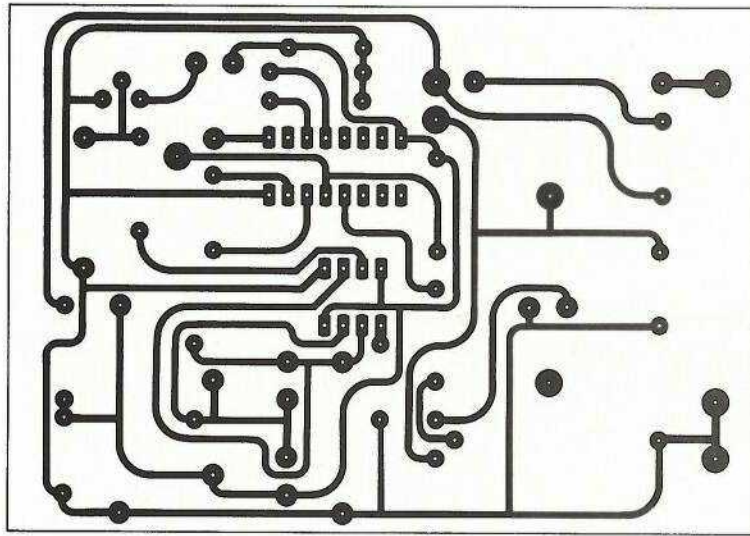


Figure 6

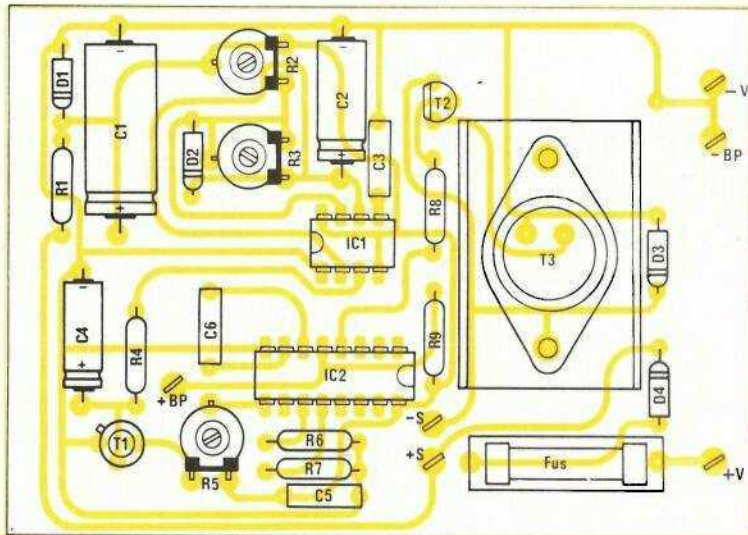


Figure 7

port. On prendra garde au montage de T₃: visser le radiateur avec le transistor puis souder celui-ci. La vis tiendra lieu de liaison pour le collecteur.

Mise en coffret et réglages

Ce module prend place dans un boîtier EM 14/05 de dimensions 140 × 100 × 50. On percera 4 trous au diamètre 3 pour la fixation du circuit imprimé et un, diamètre 8, pour le passage des fils hors du boîtier. Pour les raccordements, on utilisera un domino, pratique et peu onéreux, qu'on fixera avec une colle genre Araldite sur la face arrière. Le plan d'interconnexion est donné figure 8.

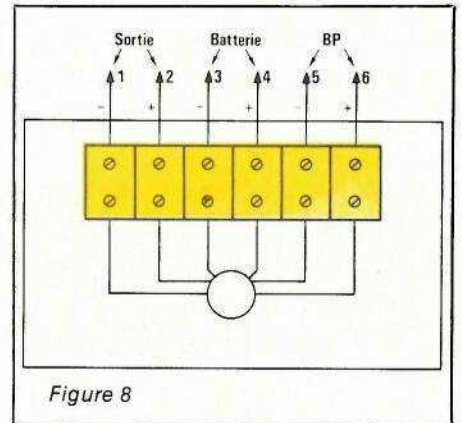
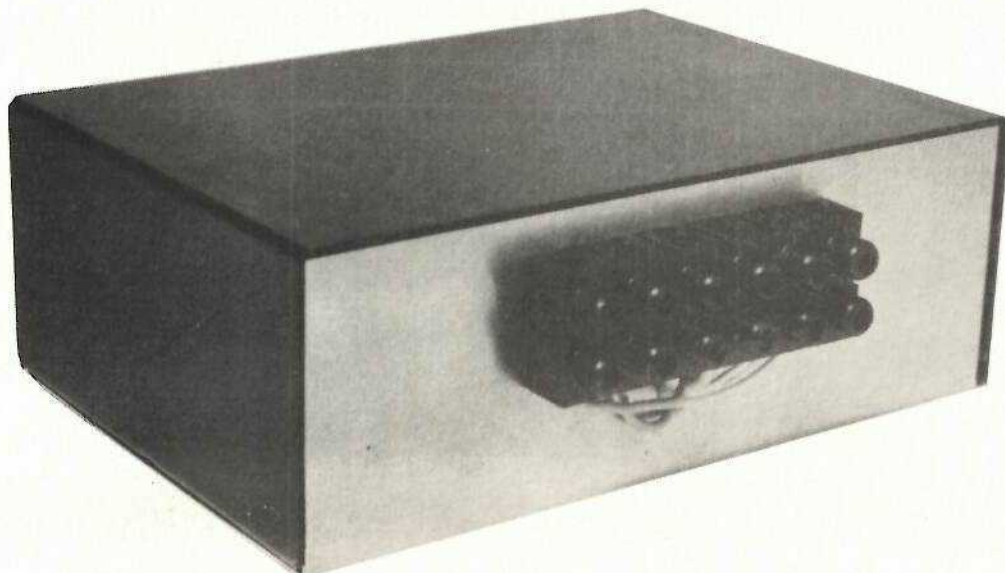


Figure 8

Les lecteurs désirant faire des essais pourront changer les valeurs de R₆, R₇, C₆. Les relations avec f₀ sont données figure 3.

Si cette sirène est destinée à un klaxon (néanmoins interdit par la loi!) on placera le bouton poussoir sur le tableau de bord. En cas de montage pour un antivol, se reporter à la figure 9.

P. ANGOT



Suite page 71



Amplificateur pour casque, en classe « D »

Depuis quelque temps, il est apparu des amplificateurs BF fonctionnant en classe D. Pour bon nombre de lecteurs, la classe D demeure un mystère. Nous vous présentons donc ce mois-ci, un petit amplificateur pour casque exploitant le principe précédemment cité. Sa réalisation est très simple et son originalité réside dans l'emploi de composants classiques. Néanmoins, vous obtiendrez un son affecté d'une distorsion minimale. Il ne faut pas, pour autant, croire pouvoir donner le qualificatif de HIFI à ce petit amplificateur.

Principe utilisé

Le but d'un ampli classe D, est de convertir un signal audio en un signal carré dont le rapport cyclique est une fonction linéaire du signal d'entrée. Nous trouvons donc un générateur de signaux carrés, un « modulateur cyclique » et deux transistors montés en interrupteur.

Mais, nous direz-vous, comment peut-on obtenir un signal audio amplifié avec un signal carré et deux interrupteurs ?

Regardons la figure 1. Si les inters sont ouverts ou fermés à tour de rôle, la tension de sortie sera positive ou négative. Si les deux inters sont fermés en même temps, nous aurons une tension de sortie nulle. Par contre, si le rapport cyclique est supérieur à 50 %, l'inter relié à +V sera fermé plus longtemps que l'inter du

bas, soit une tension positive en sortie, et inversement, une tension négative en sortie lorsque le rapport cyclique est inférieur à 50 %. Comme les transistors de sortie travaillent à très grande vitesse de commutation, il en résulte une énergie dissipée très faible.

Il existe plusieurs types d'amplificateurs PWM de Pulse With Modulation (soit modulation de largeur d'impulsion). Le premier consiste en un ampli auto-oscillant. C'est-à-dire que modulateur, astable et étage de sortie sont confondus. Il faut donc ramener à l'entrée une fraction du signal de sortie, pour entretenir l'oscillation. Le deuxième type est dessiné en figure 1. On remarquera que chaque étage est séparé. Le générateur de signaux carrés est réalisé autour d'un NE555. Voyons maintenant le modulateur cyclique.

Le premier schéma que nous avons trouvé se trouve en figure 2. Il est construit avec deux portes NAND, montées en monostable et nous avons un transistor dont la jonction collecteur-émetteur fait office de résistance de décharge. Le principe est simple : faire varier la résistance de la jonction en fonction du courant appliqué à la base du transistor. Soit une modulation de la largeur de l'impulsion puisque le seuil de décharge de la capacité varie. Malheureusement ce circuit engendre une distorsion énorme due au fait que la résistance de la jonction ne varie pas linéairement. Finalement, nous avons abandonné ce circuit pour exploiter la configuration de la figure 3. C'est un monostable normal mais l'entrée de modulation s'effectue à l'entrée du deuxième NAND. Soit une modulation de l'im-



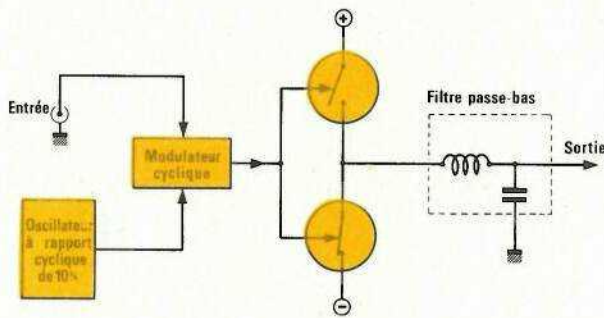


Figure 1

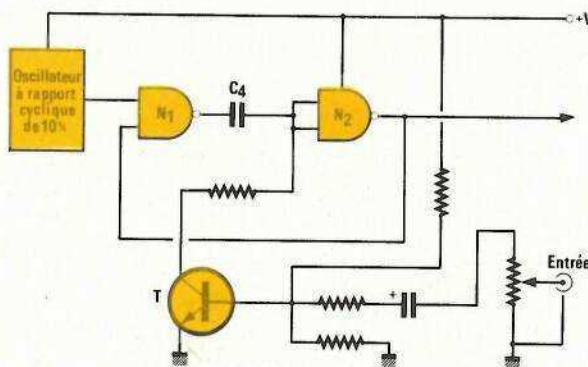


Figure 2

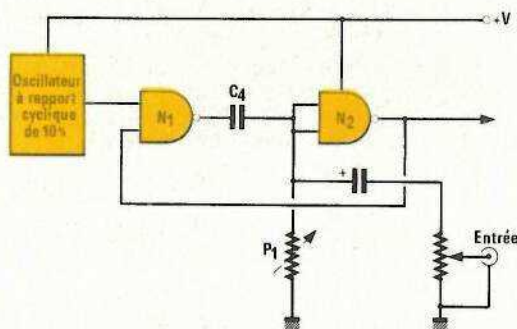


Figure 3

pulsion car la capacité est déchargée sur les crêtes négatives du signal audio; c'est pour cette raison que le rapport cyclique du générateur n'est pas égal à 50 %.

Schéma complet

Celui-ci est dessiné à la figure 4 pour une voie. On reconnaît le modulateur précédemment cité. Nous avons monté un transistor en émetteur commun qui amplifie les signaux d'entrée. On notera une capacité C_3 destinée à couper la composante continue qui modifierait le seuil de décharge de C_4 . Enfin, la sortie est reliée à trois buffers montés en parallèle pour fournir un courant de base suffisant aux deux transistors de sortie.

Étant donné que nous travaillons avec une fréquence de découpage de l'ordre de 100 KHz, il faut éliminer cette fréquence pour éviter que l'ampli ne se comporte en un émetteur de radio! C'est le rôle du filtre passe-bas réalisé avec une self et un condensateur. La self réalisée en bobinant 100 spires de fil diamètre 0,4 mm sur le corps d'une résistance de 1 M Ω 1/2 W ou sur petit mandrin.

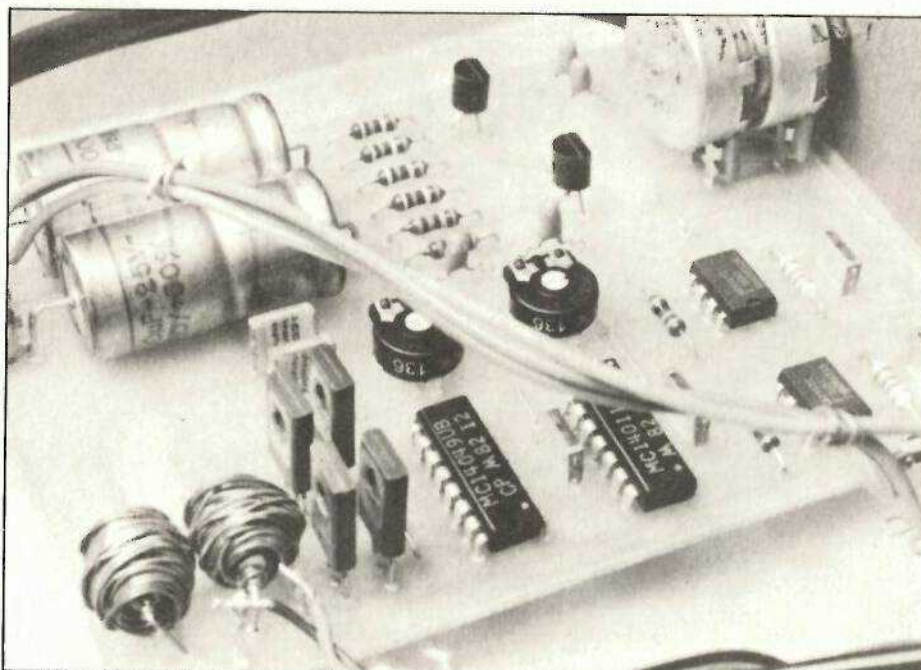
Réalisation pratique

Le circuit imprimé est dessiné à la figure 5, son implantation est donnée en figure 6. Le potentiomètre double est implanté sur le circuit. On pourra donc se passer de vis de fixation en montant le potentiomètre sur la face avant du coffret dans lequel on logera le montage.

Le coffret retenu pour cette réalisation est un ESM EB 16/05 FP.

Alimentation du montage

La tension requise pour le bon fonctionnement du circuit est de 12 V. Nous vous proposons en figure 7 le schéma de cette alimentation. Nous trouvons un pont de diodes, qui se charge de redresser le signal alternatif. En sortie de ce pont, nous avons une capacité de forte valeur qui va filtrer la tension issue des quatre diodes; tension qui sera appliquée à l'entrée d'un régulateur « trois pattes » pour délivrer en sortie une tension stable débarrassée de toute composante alternative résiduelle.



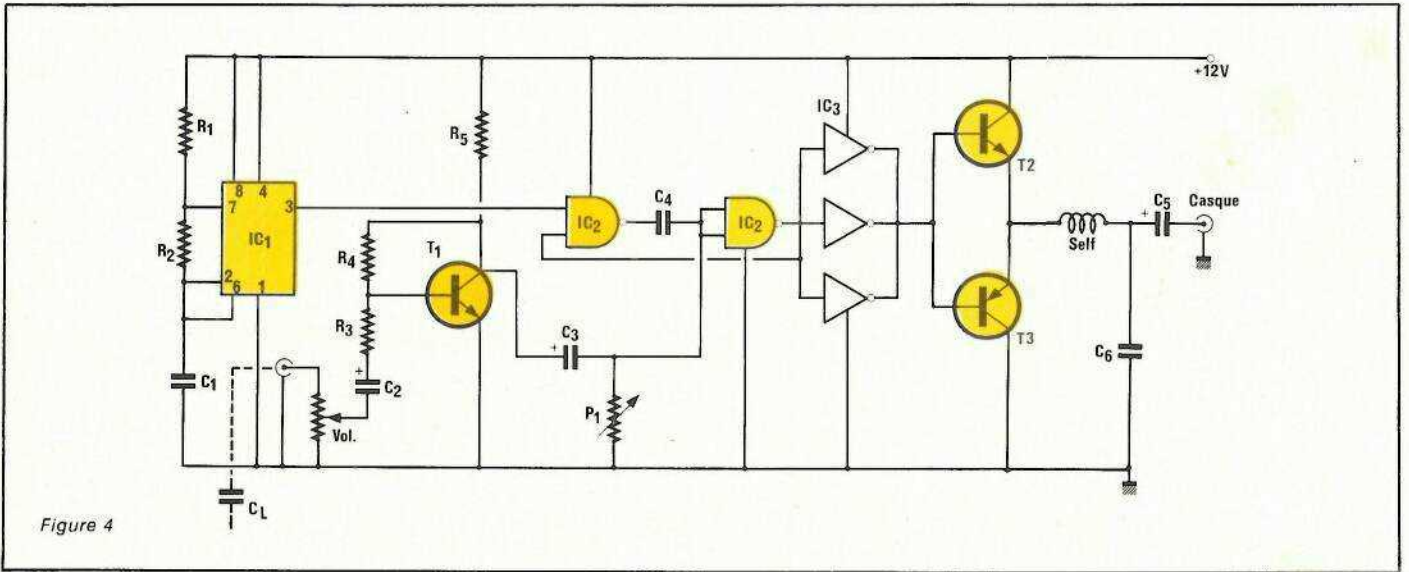


Figure 4

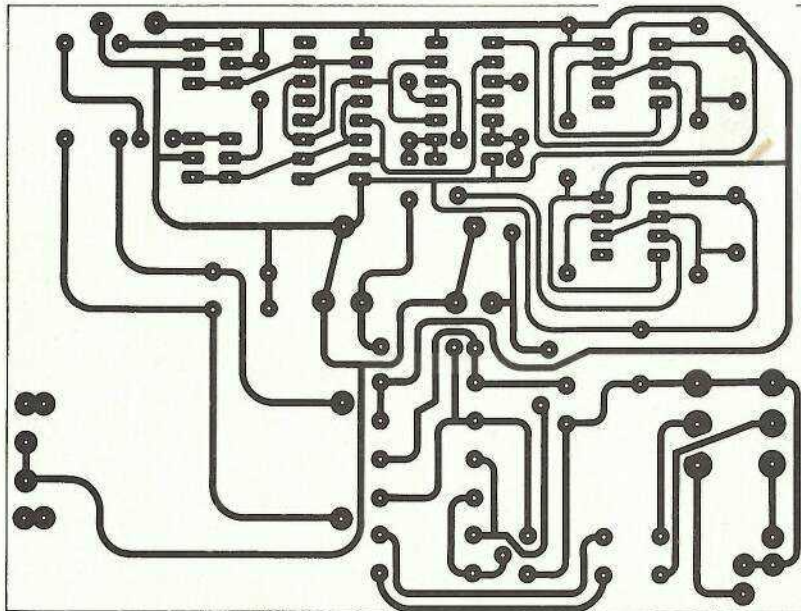


Figure 5

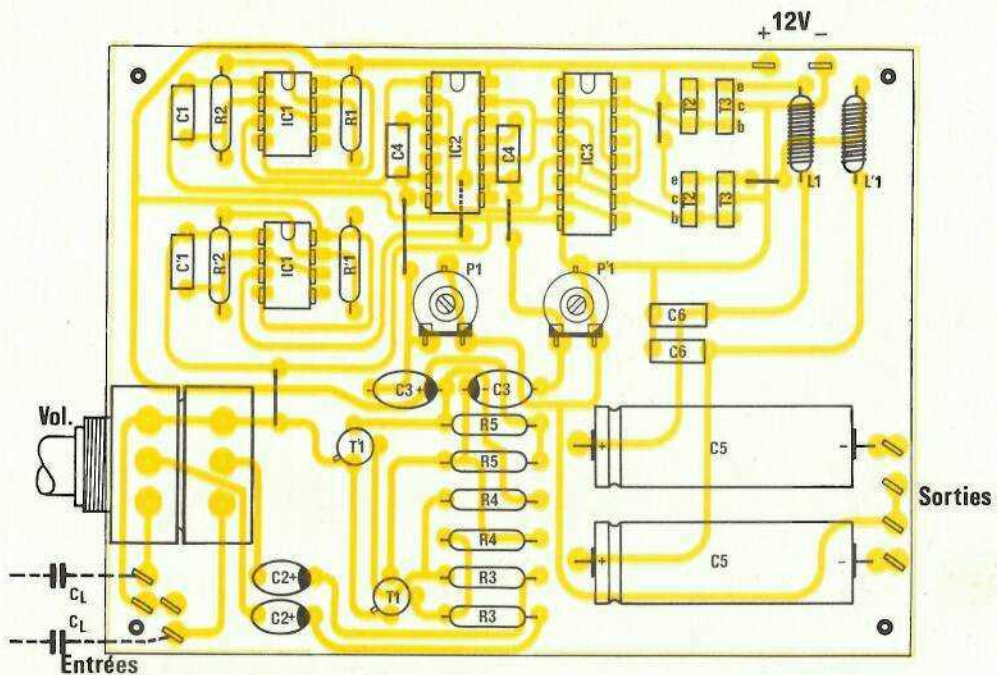


Figure 6

Suite page 71

Suite de la page 58

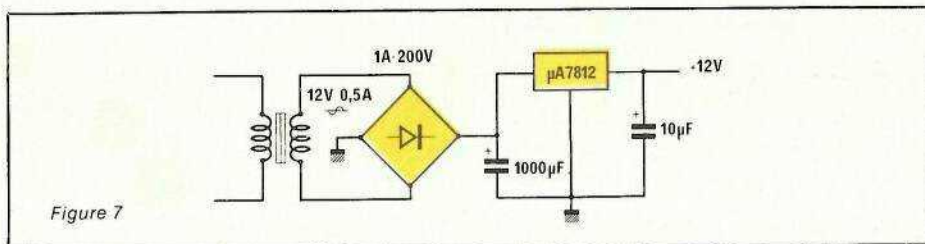


Figure 7

Mise au point

Un oscilloscope n'est pas indispensable mais il facilite la tâche en cas de problèmes.

Mettre sous tension, après avoir positionné P_1 à mi-course. Brancher un casque haute impédance en sortie et relier l'entrée à la sortie d'un pré-amplificateur quelconque. Ajuster P_1 pour que la distorsion soit minimale, le volume étant au maximum. C'est tout! Cependant, vous remarquerez que le modèle de casque doit être spécial, enfin presque; il faut un casque à haute impédance: en effet de par la configura-

tion du filtre de sortie, une charge de 8Ω pourrait avoir des effets désastreux sur le son!

Christophe BASSO

Nomenclature

Résistances

- $2 \times R_1 = 1 \text{ k}\Omega$
- $2 \times R_2 = 120 \Omega$
- $2 \times R_3 = 470 \text{ k}\Omega$
- $2 \times R_4 = 470 \text{ k}\Omega$
- $2 \times R_5 = 22 \text{ k}\Omega$

$2 \times P_1 = 22 \text{ k}\Omega$ ajustable

Condensateurs

- $2 \times C_1 = 2,2 \text{ nF}$
- $2 \times C_2 = 1 \mu\text{F}/16 \text{ V}$
- $2 \times C_3 = 1 \mu\text{F}/16 \text{ V}$
- $2 \times C_4 = 2,2 \text{ nF}$
- $2 \times C_5 = 100 \mu\text{F}/16 \text{ V}$
- $2 \times C_6 = 22 \text{ nF}$

Circuits intégrés

- $2 \times IC_1 = \text{NE 555}$
- $IC_2 = \text{CD 4011}$
- $IC_3 = \text{CD 4049}$

Autres semi-conducteurs

- $2 \times T_1 = \text{BC 237}$
- $2 \times T_2 = \text{BD 135}$
- $2 \times T_3 = \text{BD 136}$

Divers

- $2 \times \text{Self}$: 100 spires sur le corps d'une résistance d' $1 \text{ M}\Omega$ fil 0,4 mm.
- Potentiomètre double à variation log. = $100 \text{ k}\Omega$

Suite de la page 55

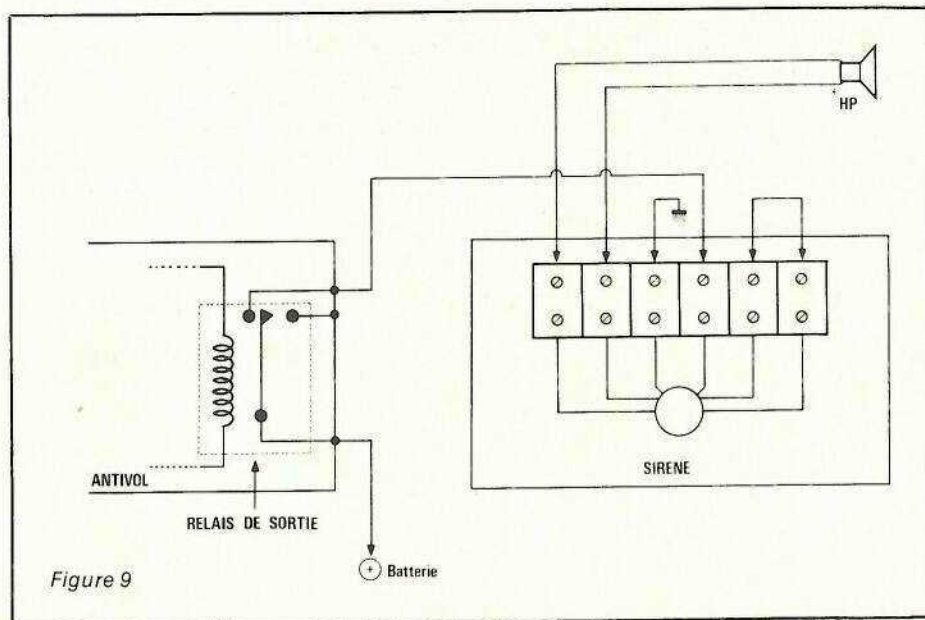


Figure 9

Nomenclature

Résistances

- $R_1: 150 \Omega \text{ } 1/2 \text{ W } 5 \%$
- $R_2: 220 \text{ k}\Omega$ ajustable Piher horizontal
- $R_3: 220 \text{ k}\Omega$ ajustable Piher horizontal
- $R_4: 1,5 \text{ M}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W } 5 \%$
- $R_5: 4,7 \text{ k}\Omega$ ajustable Piher horizontal

- $R_6: 1,5 \text{ M}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W } 5 \%$
- $R_7: 1,2 \text{ M}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W } 5 \%$
- $R_8: 47 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W } 5 \%$
- $R_9: 100 \text{ k}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W } 5 \%$

Condensateurs

- $C_1: 100 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ chimique
- $C_2: 15 \mu\text{F}/16 \text{ V}$, chimique

- $C_3: 100 \text{ nF}/250 \text{ V}$, mylar
- $C_4: 1,5 \mu\text{F}/16 \text{ V}$, chimique
- $C_5: 100 \text{ nF}/250 \text{ V}$, mylar
- $C_6: 4,7 \text{ nF}/250 \text{ V}$, mylar

Circuits intégrés

- $IC_1: \text{NE 555}$
- $IC_2: \text{CD 4046}$

Semi conducteurs

- $T_1: 2 \text{ N } 2222\text{A}$
- $T_2: \text{BC 237}$
- $T_3: 2 \text{ N } 3054\text{A}$
- $D_1: \text{Zener } 10 \text{ V}, 0,4 \text{ W}$
- $D_2: 1 \text{ N } 4148$
- $D_3: 1 \text{ N } 4002 \text{ à } 1 \text{ N } 4007$
- $D_4: 1 \text{ N } 4002 \text{ à } 1 \text{ N } 4007.$

Divers

- 1 radiateur pour TO66 (MLII Iskra)
- 1 chambre de compression ou HP 4 Ω
- 1 porte-fusible + fusible 3 A
- 1 coffret ESM EM 14/05
- 1 domino à 6 bornes
- 1 support DIL 8 broches
- 1 support DIL 16 broches
- 1 bouton poussoir (voir texte)
- cosses, fils de câblage, circuit imprimé

ELECTROME**TOULOUSE**

10.12, rue du P^t Montaudran
31000 TOULOUSE
Tel. (61) 62.10.39

BORDEAUX

17, rue Fondaudège
33 000 BORDEAUX
Tel. (56) 52.14.18

MT.de-MARSAN

5, place J. Pancaut
40 000 MONT-DE-MARSAN
Tel. (58) 75.99.25

<p>ELCO 23 CHENILLARD 8 CANAUX MULTIPROGRAMME 512 FONCTIONS QUI SE DEROULENT AUTOMATIQUEMENT 2 VITESSES DE DEFILEMENT REGLABLES QUI S ENCHAINENT APRES 256 CYCLES SORTIE SUR TRIACS 8A ALIM 220V 390,00f</p> <p>40 STROBOSCOPE 150 JOULES FOURNI AVEC SON TUBE A ECLATS VITESSE DES ECLATS REGLABLES ALIM 220V 150,00f</p> <p>106 GENERATEUR 9 RYTHMES AVEC UN AMPLI CONTROL SELECTION DES RYTHMES PAR TOUCH-CONTROL REGLAGES TEMPO ET VOLUME 225,00f</p> <p>135 TRUCAGE ELECTRONIQUE PERMET D IMITER DES BRUITS DE SIRENE D EXPLOSION DE DETONATION D ACCELERATION MOTO, 230,00f</p> <p>142 MICRO TIMER PROGRAMMABLE A MICRO PROCESSEUR Basé sur l'emploi du TMS 1000, affichage digital de l'heure (heure-minute), du jour. On le programme grâce à un clavier de 20 touches. Il possède 4 sorties (4 relais 3 A) et est alimenté en 9V 1 A (transfo non fourni). Visualisation des sorties en servi- ce par 4 leds. Exemples d'application : - Contrôle du chauffage sur la sortie 1. Mise en route du chauffage à 5 h du matin, arrêt à 9 h, remise en route à 17 h, arrêt à 23 h, et cela tous les jours ouvrables de la semaine (du lundi au vendredi) le samedi et le diman- che, le chauffage reste toute la journée, donc mise en route à 5 h du matin, arrêt à 23 h. - Sur sortie 2, commande d'un buzzer pour le réveil du lundi au vendredi à 7 h jusqu'à 7 h 10, pas de réveil le sa- medi et le dimanche. - Sortie 3, commande de la radio de 7 h 20 à 8 h 20, du lundi au vendredi. - Sur sortie 4, commande de la cafetière électrique du lundi au vendredi de 7 h 10 à 8 h 10, le samedi et le di- manche de 9 h 30 à 10 h 30. Nombreuses autres possibilités : pendule d'atelier, contrôle du four électrique, arrosage automatique, enregistrement d'émissions radio ou sur magnéto- scope, contrôle d'aquarium, etc. 490,00f</p>	<p>ELCO 160 TABLE DE MIXAGE STEREO A 6 ENTREES 2 PLATINES MAGNETIQUES 2 MICRO 2 AUXILIAIRES 220,00f</p> <p>201 FREQUENCEMETRE DIGITAL 50 MHZ IDEAL POUR CIBISTES PILOTE PAR QUARTZ 6 AFFICHEURS 13 MM 0-50 MHZ 375,00f</p>	<p>ELCO 202 THERMOSTAT DIGITAL DE 0 - 99 PERMET LA MISE EN MEMOIRE D UNE TEMPERATURE DE DECLANCHEMENT DU CHAUFFAGE ET UNE TEMPERATURE D ARRÊT IDEAL POUR CHAUFFAGE AQUARIUM, AIR CONDITIONNE 225,00f</p> <p>203 IDEM 202 MAIS AVEC 2 CYCLES D' HYSTERESIS 260,00f</p> <p>204 VOLTMETRE DIGITAL A MEMOIRE -3 GAMMES- PERMET DE COMMUTER UN RELAIS LORSQUE L ON ATTEINT LA VALEUR DE LA TENSION EN MEMOIRE 195,00f</p> <p>205 ALIMENTATION STABILISEE -0 a 24V-1.5A- AVEC AFFICHAGE DIGITAL DE LA TENSION, DU COURANT -3 GAMMES DE TENSION- 250,00f</p> <p>206 THERMOMETRE DIGITAL A MEMOIRE -0 99- ENCLENCHE UN RELAIS LORSQUE LA TEMPERATURE MEMOIRE EST ATTEINTE 190,00f</p> <p>207 REVERBERATION LOGIQUE SANS RESSORT. S'ADAPTE SUR MICRO CB MICRO NORMAL, TABLE MIXAGE, ETC. VOLUME REGLABLE RETARD REGLABLE DE 0.1 A 2 SECONDES 195,00f</p>
---	---	--

**TOUS LES COMPOSANTS
AUX
MEILLEURS PRIX**

**PROMOTION DU MOIS
DES PRIX
INCROYABLES !**

contre une enveloppe
timbrée

GOLDPOWER

**SONO
GUITARE**

**MODULES pré-réglés,
testés, garantis**

SPECIAL GUITARE

Mixage 3 guitares 2 micros 1 auxiliaire
Correcteur de tonalité
Volume général Réglage de sensibilité
Un a chaque entrée. Avec ampli

80 W	495,00F
120 W	570,00F
160 W	750,00F

ALIMENTATION

Alim 80w	150,00F
Alim 120w	195,00F
Alim 160w	275,00F

AMPLI

protégé courts circuits.
Distorsion inférieure 0.1 %.

80 Wefficaces	295,00F
120 Wefficaces	370,00F
160 Wefficaces	550,00F

Pour toutes commandes
20F de port et emballage.
Contre remboursement joindre
20% d'arrhes + frais

- Je désire recevoir promotion du mois
- Je désire recevoir documentation sur Kit ELCO.
Ci-joint 3 F en timbres.
- Je désire commander le kit ELCO. Ci-joint _____ F
 en chèque mandat en C.R.
(+ 20F de port, et frais en vigueur si C.R.)

Cocher ou compléter la case correspondante.

A RETOURNER A ELECTROME
17 RUE FONDAUDÈGE 33000 BORDEAUX TEL 56. 52.14.18

Veuillez m'expédier le catalogue ELECTROME.
Ci-joint 15 F en timbres par chèque.

NOM _____

Adresse _____

Baby sitter électronique



Beaucoup de jeunes enfants connaissent, lorsque d'aventure ils s'éveillent en cours de nuit dans une chambre obscure, les terreurs d'une imagination habitée de phantasmes divers: des loups guettent au coin d'une armoire, un ogre se dissimule dans les plis du rideau, d'affreuses bêtes griffues et velues rampent au pied du lit. La réaction ne se fait guère attendre: pleurs, cris, appels, tirent les parents d'un sommeil qu'ils auraient volontiers prolongé, et qu'ils ne retrouveront qu'avec peine et mauvaise humeur.

La solution d'un éclairage permanent, même sous forme d'une modeste veilleuse, n'est guère conseillable: elle ne peut que prolonger, jusqu'à l'adoscence et parfois au-delà, cette crainte superstitieuse du noir.

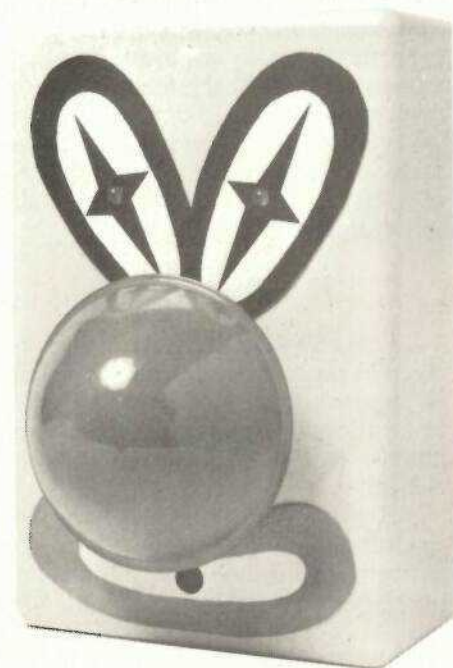
Le remède électronique que nous proposons ici, constitue un moyen terme. Normalement obscure, la chambre s'éclaire automatiquement sitôt que l'enfant pleure ou appelle. La lampe, ainsi déclenchée par le son comme on l'aura deviné, reste en service une dizaine de minutes (durée réglable par une résistance ajustable). A l'issue de ce délai, elle s'éteint progressivement, évitant une transition brusque qui risquerait d'entraîner un nouveau réveil.

Une présentation plaisante du dispositif, ne peut qu'en renforcer l'efficacité. Dans le prototype décrit, nous avons grimé le coffret en clown souriant: chacun pourra donner, en ce domaine, libre cours à son imagination.

Le cahier des charges

Qu'on nous pardonne cette appellation sans doute prétentieuse, mais qui offre le mérite de la clarté.

Le montage, avons-nous dit d'entrée, est commandé par le son, en l'occurrence les pleurs ou les cris de la «victime». Encore convient-il d'éviter tout déclenchement intempestif par des bruits parasites. On y



parviendra en jouant sur deux paramètres: la courbe de réponse en fréquence du micro et des circuits associés, d'une part; d'autre part, la sensibilité, donc le seuil d'entrée en action.

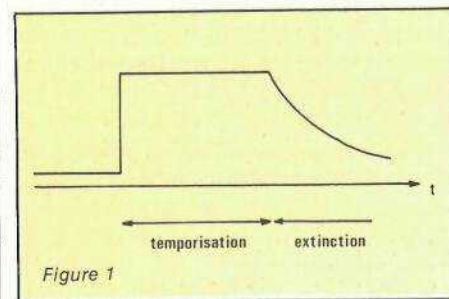
Notre nurse électronique s'adresse à des petits d'hommes, qui apparaissent comme des sources de sons perçants. En favorisant les fréquences aiguës de la gamme audible, on élimine donc l'influence de la voix paternelle commentant vigoureusement son journal, ou épluchant les comptes hebdomadaires de la famille. On évitera, aussi, la mise en route par des échappements de moteurs.

Le réglage de la sensibilité, par ailleurs, permettra de placer le seuil au-dessus du niveau normal des conversations dans une chambre ou à son voisinage, et des rumeurs normales de la maison, mais au-dessous de celui des glapissements infantiles.

La durée de l'éclairage, après mise en service, sera évidemment fonction du temps nécessaire pour le retour au sommeil. Chez les très jeunes enfants, et sauf cas nettement pathologique, les insomnies se limitent à quelques minutes. Nous avons donc opté pour un réglage entre trois et dix minutes environ, du palier de pleine puissance. Le simple chan-

gement d'un condensateur permet d'obtenir d'autres gammes.

Enfin, pour le retour progressif à l'obscurité, deux minutes nous ont paru convenir. Là encore, il suffit de changer un condensateur pour modifier la vitesse de décroissance. Finalement, le diagramme de la figure 1 illustre le déroulement de la séquence.



Synoptique du montage

On le trouvera à la figure 2 qui rassemble, sous forme très schématique, les diverses fonctions de l'appareil.

A l'entrée, un micro de type électret capte les vibrations sonores. Une première résistance ajustable, AJ₁, permet d'optimiser le rendement de cet étage, en agissant sur la charge et sur le point de fonctionnement du transistor à effet de champ. Il attaque un amplificateur opérationnel à

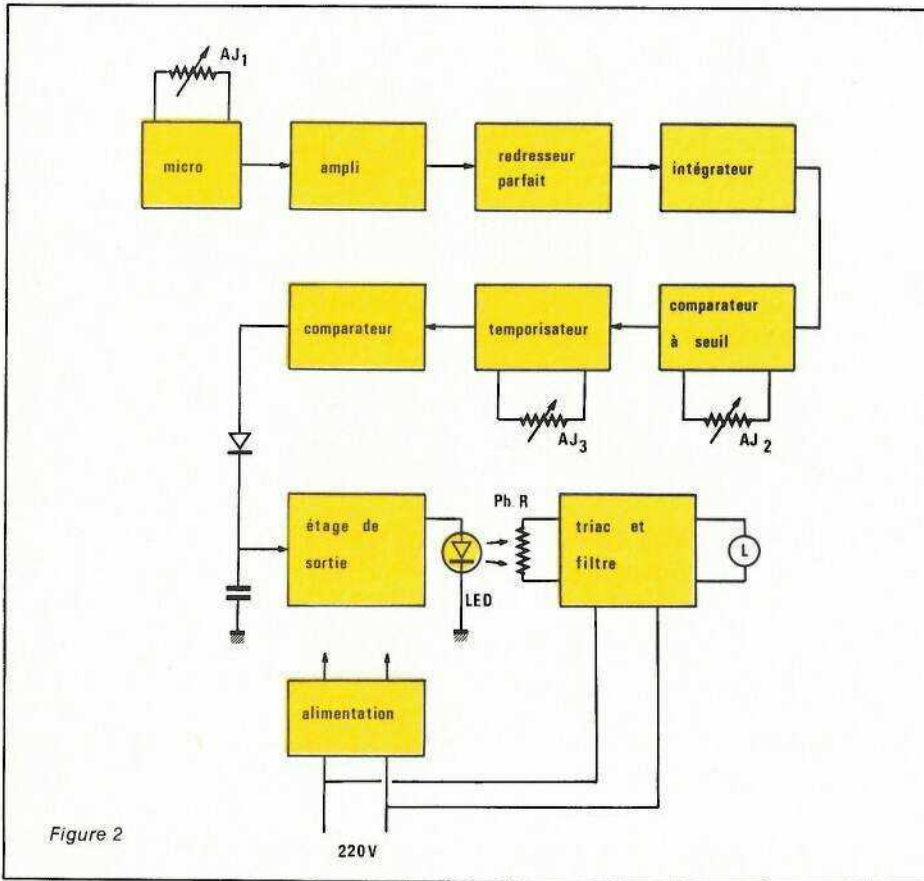


Figure 2

grand gain, qui modèle aussi la courbe de réponse.

En dépit de la très forte amplification ainsi obtenue, les tensions alternatives de sortie, en fonctionnement normal, ne se situent que dans le domaine de la centaine de millivolts. Pour les détecter, et disposer de la tension continue exigée ensuite, une simple diode, en raison de son seuil de conduction, ne suffirait pas: aussi avons-nous recours à un redresseur parfait, mettant en jeu un deuxième amplificateur opérationnel et qui supprime le seuil.

Stockée dans un intégrateur rudimentaire (en l'occurrence un simple condensateur) la tension continue commande le basculement d'un comparateur, dont la résistance ajustable AJ_2 règle le seuil de référence. Ensuite intervient le temporisateur à longue durée, pièce maîtresse du montage: nous avons eu recours au timer programmable XR-2240 de chez Exar. Cette solution, seule, permet d'obtenir de grands délais sans recourir à des condensateurs de très forte capacité. On y gagne en précision, en encombrement, et en prix.

Un deuxième comparateur capte le créneau de sortie du temporisateur. Il bascule donc pendant la phase active et, à travers D_2 , charge quasi-instantanément le condensa-

teur C_6 (ces notations sont celles du schéma complet). A travers un dernier étage offrant une forte impédance d'entrée et une impédance de sortie faible, la tension disponible aux bornes de C_6 allume la diode électroluminescente LED₁.

Celle-ci, située face à une photorésistance, forme avec cette dernière un photocoupleur. Pendant la phase d'allumage de la LED, la résistance du récepteur diminue: on met à profit cette variation pour commander le déclenchement d'un triac, chargé lui-même d'alimenter la lampe d'utilisation.

L'appareil est complété par une alimentation classique, à transformateur: ainsi, et grâce au couplage opto-électronique, tous les circuits de commande se trouvent isolés du secteur.

Schéma complet des circuits de commande

On le trouvera dans la figure 3, qui décrit les circuits de commande par le son et de temporisation.

L'ensemble des circuits de la figure 3 s'alimente sous une tension stabilisée de 8 volts. Dès le premier étage, la diode Zener D_z , découplée par C_1 et polarisée à travers la résistance R_1 , élabore une référence

d'environ 4 volts, qui servira aux deux comparateurs du montage. Cette même tension de 4 volts, alimente le micro électret, et sa charge constituée par la résistance R_2 et l'ajustable AJ_1 . Comme annoncé plus haut, AJ_1 sert, au moment de la mise au point, à optimiser le point de fonctionnement du transistor à effet de champ, afin d'obtenir la sensibilité maximale du micro.

Sur son entrée non inverseuse, le premier comparateur, construit autour d'un des amplificateurs opérationnels d'un circuit intégré LM 324, reçoit la tension de référence de 4 volts. En raison des propriétés fondamentales de tout amplificateur opérationnel (gain quasi infini en boucle ouverte), le potentiel de repos de l'entrée inverseuse égale aussi 4 volts.

En présence d'un signal sonore, capté par le condensateur du micro électret, des tensions alternatives de quelques millivolts apparaissent sur le drain du FET. Elles sont transmises à l'entrée inverseuse de l'amplificateur, à travers C_2 et R_3 . Comme l'impédance de C_2 , R_3 d'une part, et la résistance de réaction R_4 d'autre part, déterminent le gain en boucle fermée, on voit que celui-ci est nul en continu, et faible aux fréquences basses, pour lesquelles C_2 offre une grande impédance. Il croît ensuite vers les fréquences moyennes de la gamme audible.

Aux fréquences supérieures, le gain recommence à diminuer. La raison en est, cette fois, directement liée aux caractéristiques en fréquence de l'amplificateur opérationnel. En effet, si on se reporte au diagramme de la figure 4, on voit que le gain en boucle ouverte décroît à partir de quelques hertz, pour atteindre 0 dB à 500 kHz (gain unitaire) comme le montre la courbe 1. Avec les valeurs des résistances choisies dans le montage, soit 10 k Ω pour R_3 et 1 M Ω pour R_4 , le gain atteint 40 dB aux fréquences moyennes:

$$40 = 20 \log \frac{10^6}{10^4}$$

La courbe 2 de la figure 4, montre alors la réponse en fréquence qu'on obtiendrait, sans tenir compte de C_2 : la bande passante, vers le haut, est limitée aux alentours de 5 kHz, à -3 dB.

Finalement, si on tient compte des deux facteurs, la courbe de réponse globale est illustrée en 3: elle fait apparaître une bande passante bornée inférieurement vers 450 à 500 Hz, et, supérieurement, vers 5 kHz.

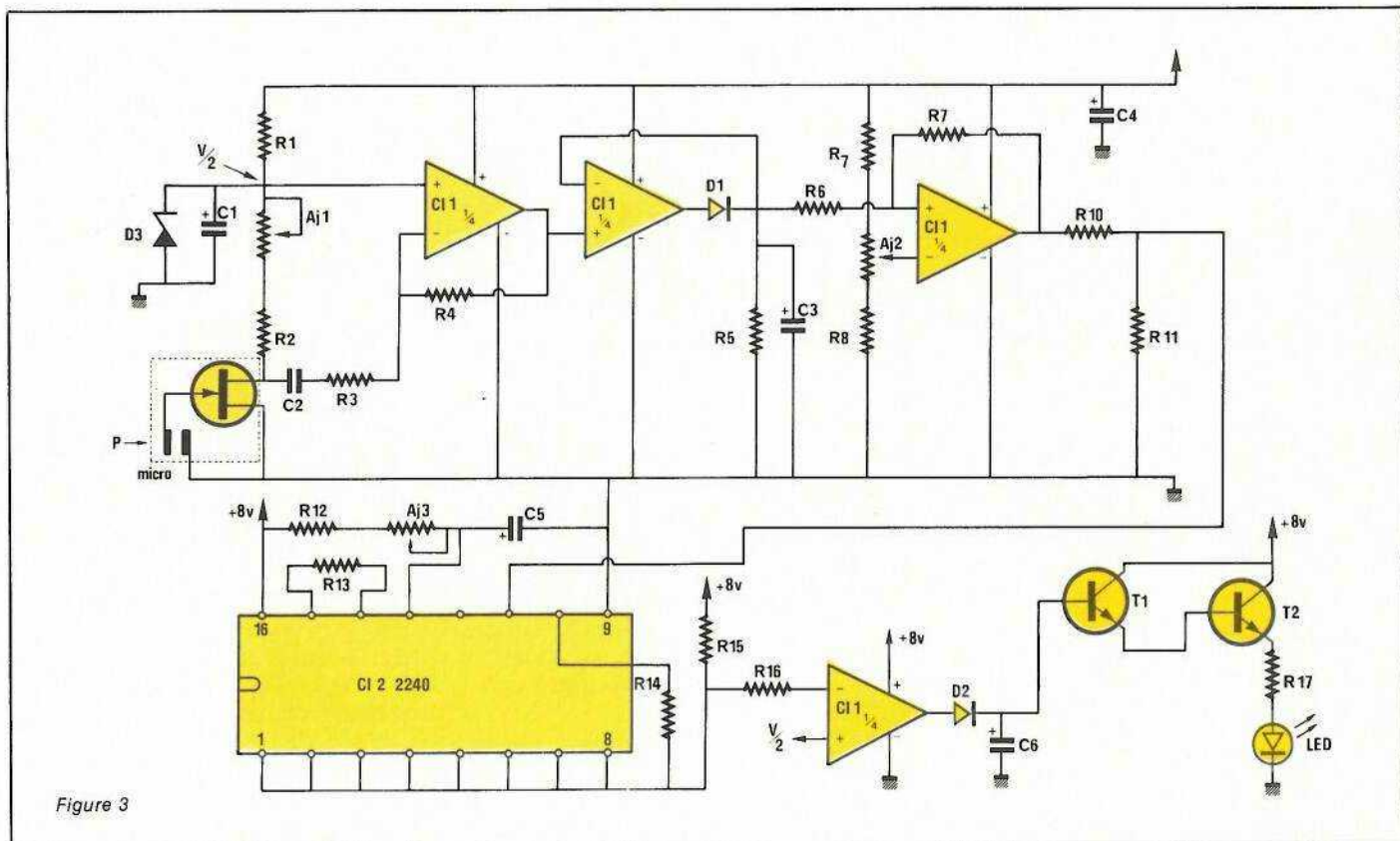


Figure 3

Le deuxième amplificateur opérationnel fonctionne, de façon très classique, en redresseur sans seuil, monoalternance. Au repos, la tension de sortie, sur la cathode de D₁, reste voisine de 4 volts. En présence d'un signal, les crêtes positives dépassent cette valeur de quelques centaines de millivolts. Elles sont intégrées par C₃, avec une constante de temps:

$$\tau = R_5 C_3 = 0,1 \text{ seconde}$$

Le troisième amplificateur, à nouveau, travaille en comparateur. Au

repos, son entrée non inverseuse est polarisée au voisinage de 4 volts, par la sortie du redresseur parfait.

On règle alors, à l'aide de l'ajustable AJ₂, la tension de l'entrée inverseuse à une centaine de millivolts au-dessous de ce seuil. Dans ces conditions, la sortie reste à l'état bas, c'est-à-dire 1 V environ. En présence d'un signal d'amplitude suffisante, l'entrée non inverseuse devient plus positive que l'entrée inverseuse, et la sortie du comparateur bascule à l'état haut, c'est-à-dire au potentiel de l'alimentation : ceci fournit le cré-

neau de commande du temporisateur CI₂.

Ceci, vrai pour l'amplificateur LM324 que nous avons utilisé sur la maquette, ne l'est plus pour d'autres composants éventuellement utilisables, comme le 349 (équivalent à un quadruple 741), ou certains amplificateurs Bi-Fet : la tension de mode commun appliqué aux entrées, se traduit alors par un seuil bas, en sortie, différent de zéro. Or, le seuil de basculement du trigger n'étant que de 1,4 volt, la commande ne s'effectue plus. Pour remédier à cet état de choses, nous avons prévu un diviseur, constitué des résistances R₁₀ et R₁₁.

Le fonctionnement du circuit XR-2240 fait l'objet d'une étude séparée, annexée à cet article. Notons simplement ici que, en reliant toutes les sorties des compteurs binaires, on obtient une temporisation totale de 255 RC, où R est l'ensemble R₁₂, AJ₃ de notre schéma, et C, le condensateur C₅. Ici, le délai est donc réglable de 4 à 12 minutes environ.

Sur l'ensemble des sorties, chargées par la résistance R₁₅, et normalement à l'état haut, on dispose, pendant la durée de la temporisation, d'un palier bas, appliqué alors sur l'entrée inverseuse du dernier comparateur. Comme, sur l'autre entrée, on maintient en permanence une référence de 4 volts, la sortie

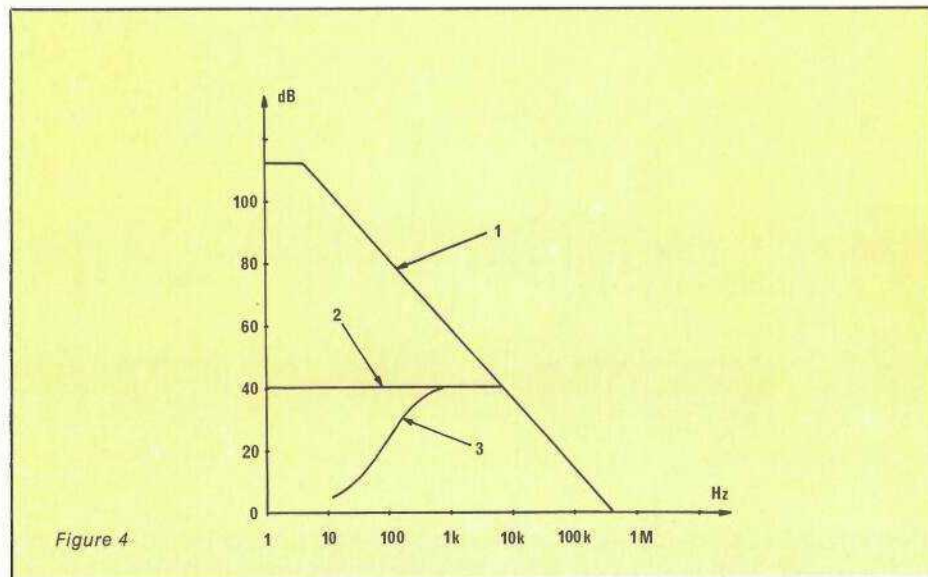


Figure 4

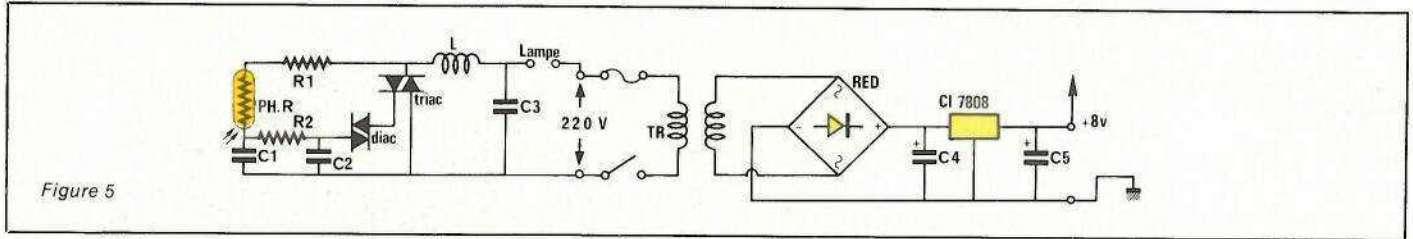


Figure 5

bascule à +8 volts, et, à travers D_2 , charge le condensateur C_6 , de façon quasi-instantanée. Les transistors T_1 et T_2 , couplés en Darlington, alimentent alors la diode électroluminescente, à travers la résistance R_{17} , qui limite le courant à 30 mA environ.

À l'issue du délai de temporisation, la sortie du comparateur repasse à l'état bas. Mais C_6 ne peut s'y décharger, à cause de la diode D_2 , de courant inverse négligeable. Le courant de décharge n'est donc que celui qui pénètre dans la base de T_1 . La différence de potentiel aux bornes de C_6 décroît exponentiellement, et le courant diminue progressivement dans la LED, dont l'intensité lumineuse passe lentement du maximum à zéro. Avec les valeurs que nous avons choisies, l'extinction demande environ 2 minutes. On pourrait la ralentir en augmentant C_6 .

Les étages de puissance et l'alimentation

Ils sont rassemblés dans la figure 5. La commande du triac, et la méthode de filtrage des transitoires par self et capacité, ont fait l'objet d'une étude dans nos fiches techniques (voir RP-EL d'avril et mai 1982). Nous invitons nos lecteurs à s'y reporter.

Ici, la résistance qui détermine l'angle de conduction, donc l'intensité moyenne dans la lampe, se compose de deux parties: une résistance fixe R_1 , et une photorésistance Ph.R. Celle-ci, dans l'obscurité, offre une résistance très grande (plusieurs mégohms): le triac, alors, ne conduit pas, et la lampe est éteinte.

Par contre, lorsque la diode électroluminescente des circuits de commande, placée en regard de la photorésistance, s'illumine à son intensité maximale, l'angle de conduction atteint pratiquement 180° sur chaque alternance, et la lampe donne sa pleine puissance.

Enfin, pendant la phase d'extinction progressive de la LED, l'angle de conduction décroît progressivement de 180° à zéro, et la lampe s'éteint lentement.

Les circuits de puissance (triac et lampe) s'alimentent évidemment sur le secteur. Par contre, les circuits de commande, qui travaillent sous 8 volts, fonctionnent à partir d'une tension stabilisée, et sont isolés du secteur par le transformateur TR. Après redressement à double alternance, et un premier filtrage à l'aide du condensateur C_4 , la régulation est confiée au circuit intégré 7808. Le condensateur C_5 assure un découplage en sortie. Un autre filtrage, sur la platine de commande, est obtenu par C_4 (nomenclature séparée pour les deux platines).

Les circuits imprimés et leur câblage

L'ensemble du montage se répartit sur deux platines de circuit imprimé. La première, dont on trouvera le dessin à la figure 6, porte les composants de l'alimentation, ainsi que ceux des étages de puissance. On y remarquera la présence, facultative, d'une résistance notée R_3 : elle fournit le courant qui traverse deux diodes électroluminescentes LED_1 et LED_2 (figure 7), représentant les yeux du clown de notre maquette. La

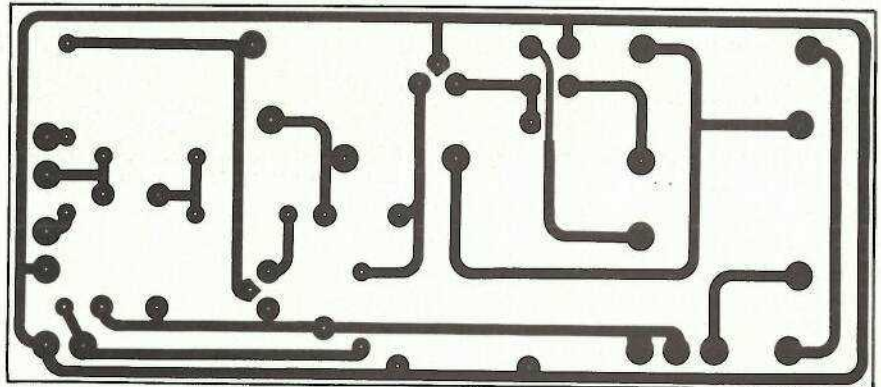


Figure 6

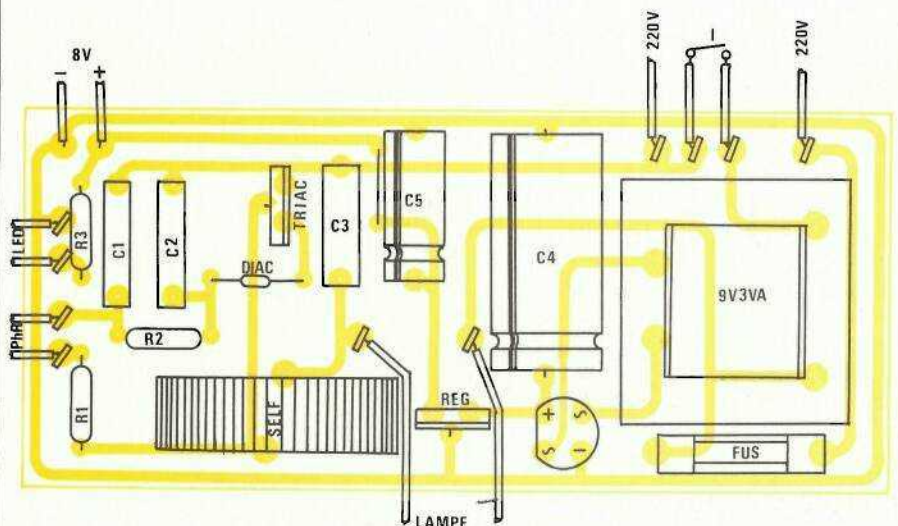


Figure 7

consommation de quelques milliampères qui en résulte, reste négligeable pour une alimentation sur secteur.

La self de filtrage sera réalisée en bobinant, sur un tore de ferrite (Siemens, référence B64290 JR34), une couche jointive de fil émaillé de 6/10 de millimètre. On aperçoit clairement ce tore sur la photographie de la figure 8.

Le dessin de la platine de commande, et l'implantation des composants qui la constituent, apparaissent aux figures 9 et 10, que complète la photographie de la figure 11. On remarquera la disposition, en vis-à-vis, de la diode électroluminescente, et de la photorésistance (figure 12). Tout l'ensemble prenant finalement place dans un coffret opaque, il n'est pas utile de protéger la photorésistance de la lumière ambiante. Pour les essais sur table, on travaillera en lumière atténuée, et on protégera le montage par un chiffon ou un morceau de papier.

Le micro, de type électret, est relié au circuit par deux fils souples, dont la longueur n'est pas critique.

Contrôle et mise au point

Le premier réglage porte sur l'optimisation de la charge du micro, par l'intermédiaire de l'ajustable AJ1. On branchera un oscilloscope à la sortie du premier amplificateur opérationnel et, en couinant devant le micro comme un enfant teigneux, on cherchera à obtenir un signal d'amplitude maximale.

Le deuxième réglage est celui du seuil du comparateur qui commande le circuit XR-2240. A l'aide de AJ2, on fixe la tension de l'entrée inverseuse à 100 ou 200 millivolts au-dessus de celui de l'entrée non inverseuse. On pourra ensuite contrôler ce réglage, et éventuellement l'affiner, en prenant la tension sur la sortie du comparateur : elle doit basculer pour un cri d'enfant, mais non en présence d'une conversion normale à 2 ou 3 mètres du micro.

Le dernier réglage, enfin, est celui de la temporisation : il s'effectue par l'ajustable AJ3. Rappelons qu'on peut augmenter la durée maximale en choisissant un condensateur C3 de plus forte capacité.

La mise en boîte

Nos platines de circuit imprimé ont été étudiées pour s'insérer dans les

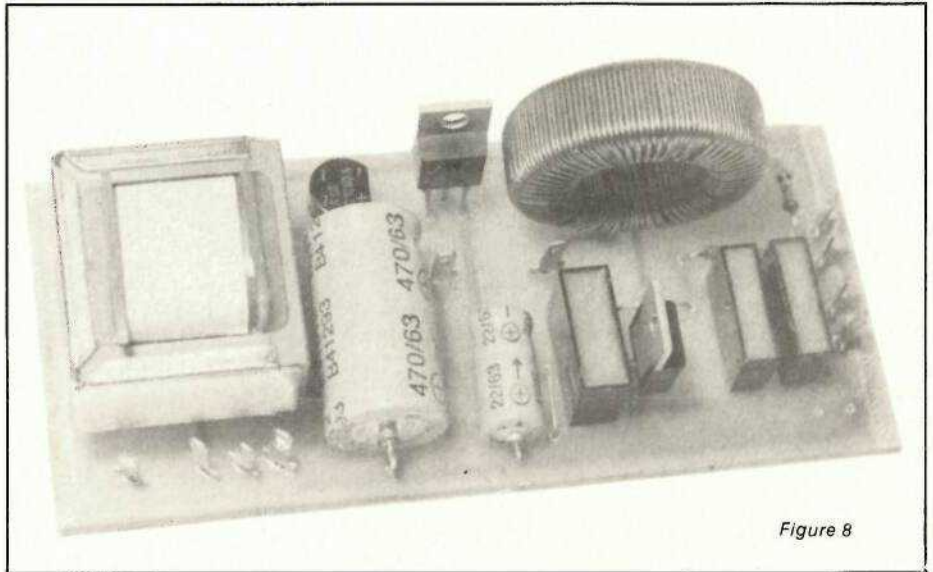


Figure 8

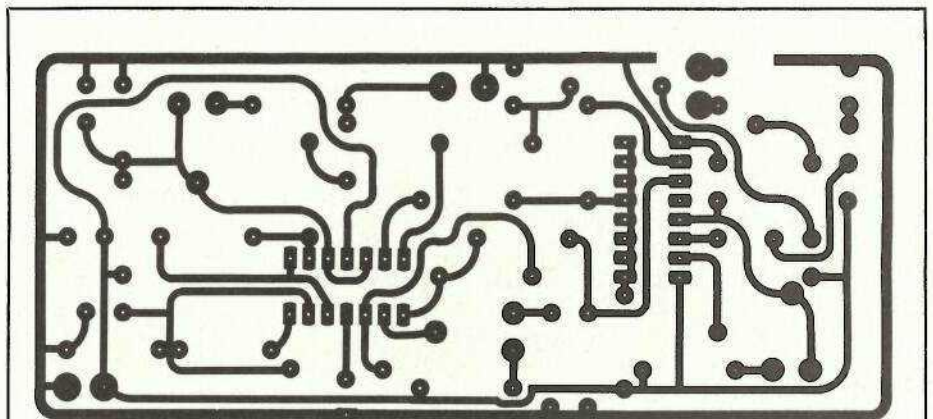


Figure 9

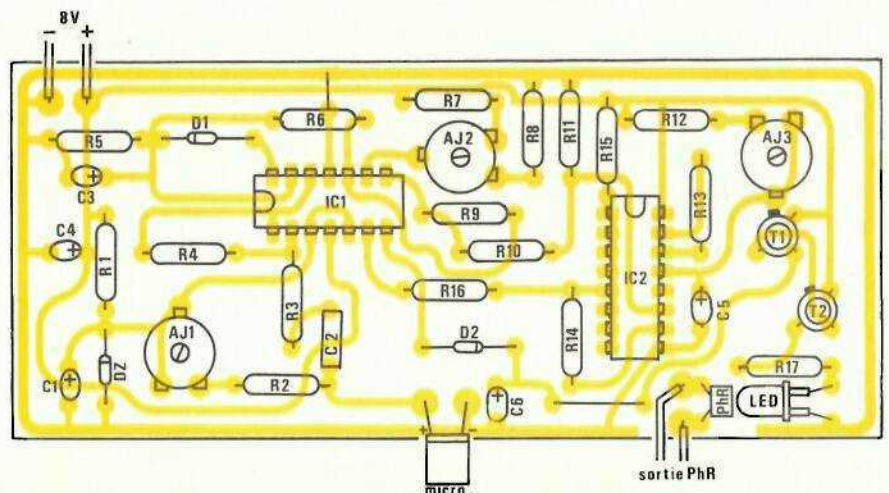


Figure 10

Note importante

Seule la photorésistance (Thomson-Ségor, réf. : 422 PNS2) doit être utilisée à l'exclusion de tout autre modèle supposé équivalent et qui n'offrirait pas les mêmes caractéristiques de tenue en tension et de variation de résistance en fonction de la lumière.

Par exemple la très courante LDR05 est absolument à proscrire.

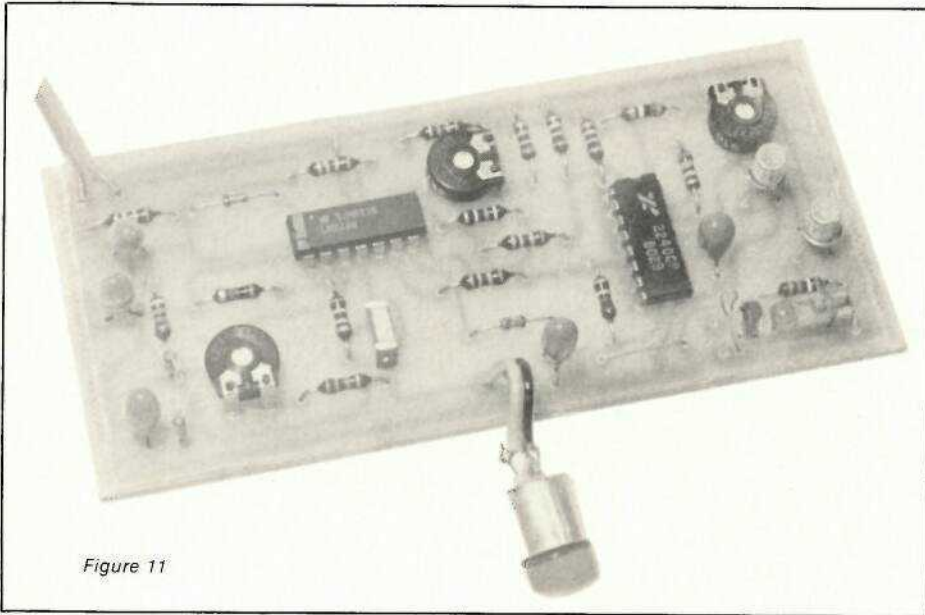


Figure 11

glissières d'un coffret STRAPU de référence 1007. Celui-ci, sur sa face avant, reçoit quatre perçages : deux (facultatifs) pour les diodes électroluminescentes des yeux du clown, un pour la lampe, et un pour le micro. La lampe, dont le petit abat-jour à pince se fixe sur l'ampoule, figure le nez (rouge évidemment, mais chacun choisira). Enfin, le micro prend place dans la bouche du personnage. La photographie de la figure 13 montre la disposition intérieure des circuits. Celle de la figure 14 illustre le mode de fixation de la lampe, sur le fond du coffret.

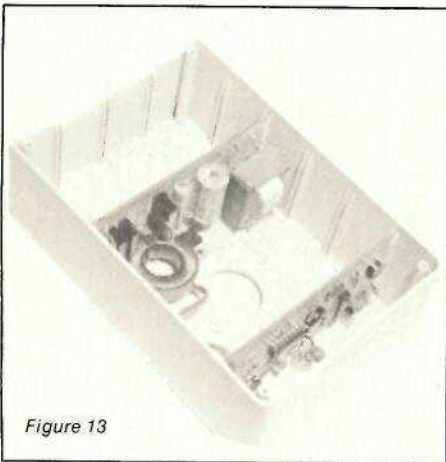


Figure 13

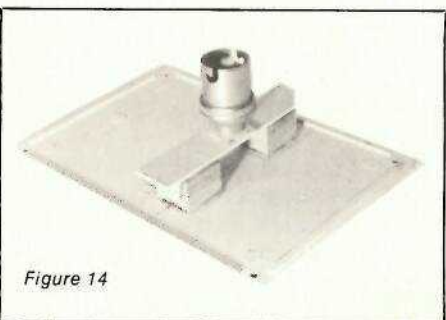


Figure 14

Nomenclature des composants

1 - Platine de commande

Résistances $\frac{1}{4}$ watt à $\pm 5\%$

- R1: 470 Ω
- R2: 2,2 k Ω
- R3: 10 k Ω
- R4: 1 M Ω
- R5: 10 k Ω
- R6: 10 k Ω
- R7: 2,7 k Ω
- R8: 6,8 k Ω
- R9: 470 k Ω
- R10: 10 k Ω
- R11: 10 k Ω
- R12: 100 k Ω
- R13: 22 k Ω
- R14: 47 k Ω
- R15: 10 k Ω
- R16: 10 k Ω
- R17: 220 Ω

Résistances ajustables (Piher horizontales)

- AJ1: 4,7 k Ω
- AJ2: 4,7 k Ω
- AJ3: 220 k Ω

Condensateurs

- C1: 10 μ F 25 V (tantale goutte)
- C2: 68 nF
- C3: 10 μ F 25 V (tantale goutte)
- C4: 10 μ F (tantale goutte)
- C5: 10 μ F 25 V (tantale goutte)
- C6: 22 μ F 25 V (tantale goutte)

Diodes

- DZ: Zener 3,9 volts (400 mW)
- D1 et D2: 1 N 4148; LED verte

Transistors

- T1 et T2: 2 N 2222



Figure 12

Circuits intégrés

- CI1: LM 324
- CI2: XR-2240, EXAR, INTERSIL

Micro

Electret (le réglage par AJ7 permet d'utiliser n'importe quel modèle, sans résistance de drain incorporé).

Photorésistance

Thomson-Ségor, référence 422 PNS2

2 - Platine de puissance

Transformateur: ESM 9 volts 3 VA (pour circuit imprimé)

Résistances: $\frac{1}{4}$ watt à $\pm 5\%$

- R1: 47 k Ω
- R2: 15 k Ω
- R3: 470 Ω

Condensateurs

- C1: 47 nF (400 volts)
- C2: 47 nF (400 V)
- C3: 100 nF (400 V)
- C4: 470 μ F, 63 volts
- C5: 22 μ F, 63 volts
- Triac: BTA 06 400B (Thomson ou équivalent)
- Diac: modèle 32 volts (par exemple Silec)
- Redresseur: Pont Siemens B80 C1000 A (1 ampère, 80 volts)
- Régulateur: 7808
- Fusible: 1 A
- Self de filtrage: voir texte

Coffret

Strapu 1007

Annexe

Le circuit XR-2240

Fabriqué initialement par EXAR, et maintenant repris par Intersil, Texas et Fairchild, ce circuit est un temporisateur programmable, qui permet l'accès à de très longues durées (jusqu'à plusieurs jours). Pouvant s'alimenter sous des tensions comprises entre 4 V et 15 V, il offre des sorties compatibles avec les logiques TTL.

Structure interne et fonctionnement

Elle est donnée synoptiquement à la figure 1, et résumée dans la figure 2, qui précise en même temps le brochage du boîtier.

La partie gauche de la figure 1, rassemblant deux comparateurs dont les potentiels de référence sont fixés par les résistances R_1 , R_2 , R_3 et un flip-flop, rappelle le très classique 555. On peut l'utiliser pour constituer un temporisateur dont la période dépend des éléments extérieurs R et C .

Le cycle de temporisation commence à l'application d'une impulsion positive sur l'entrée trigger (broche 21): les circuits de logique, à cet instant, commandent le premier basculement du flip-flop, et bloquent le transistor branché en parallèle sur le condensateur de temporisation C : celui-ci commence à se charger exponentiellement à travers R . A l'issue de cette charge, c'est-à-dire lorsque le potentiel de la broche 13 atteint le seuil haut de basculement des comparateurs, le flip-flop change d'état, et C se décharge.

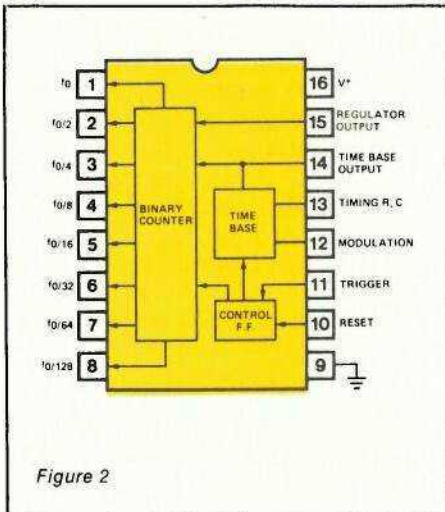


Figure 2

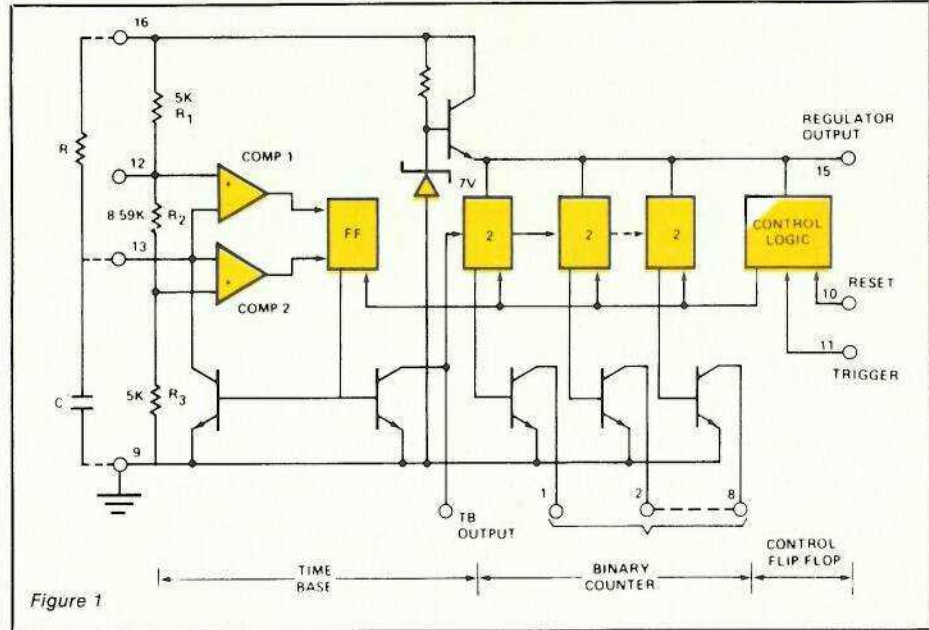


Figure 1

La section temporisatrice analogique, par l'intermédiaire de son flip-flop et d'un transistor, attaque une cascade de 8 diviseurs binaires, sortant chacun sur un transistor à collecteur ouvert. Lors de l'application d'une impulsion de déclenchement sur l'entrée trigger, les circuits logiques de contrôle placent toutes les sorties de ces diviseurs à l'état bas. Les impulsions d'horloge délivrées par le temporisateur, sont alors comptées dans la cascade des diviseurs.

Le cycle complet se termine lorsqu'une impulsion à front montant at-

teint l'entrée reset (broche 10) du circuit de contrôle. Le diagramme de la figure 3, illustre l'état successif des différentes sorties. Quand l'impulsion positive atteint l'entrée reset, la base de temps cesse de fonctionner, et toutes les sorties se bloquent à l'état haut.

Pour la plupart des applications de temporisation, une ou plusieurs des sorties du compteur sont reliées à l'entrée reset, ainsi que le montre la figure 4, où on suppose l'interrupteur S_1 fermé.

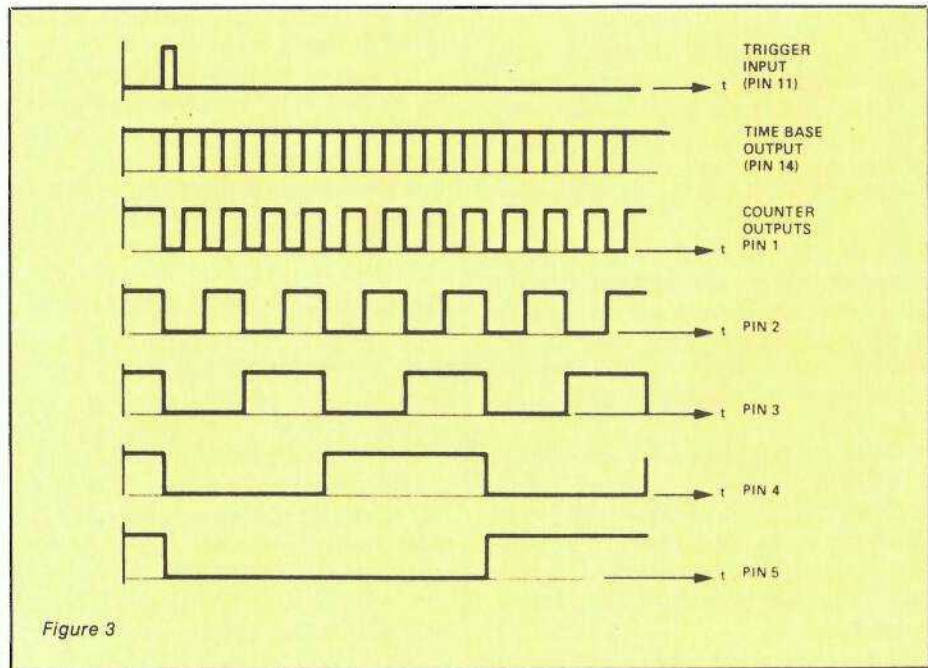
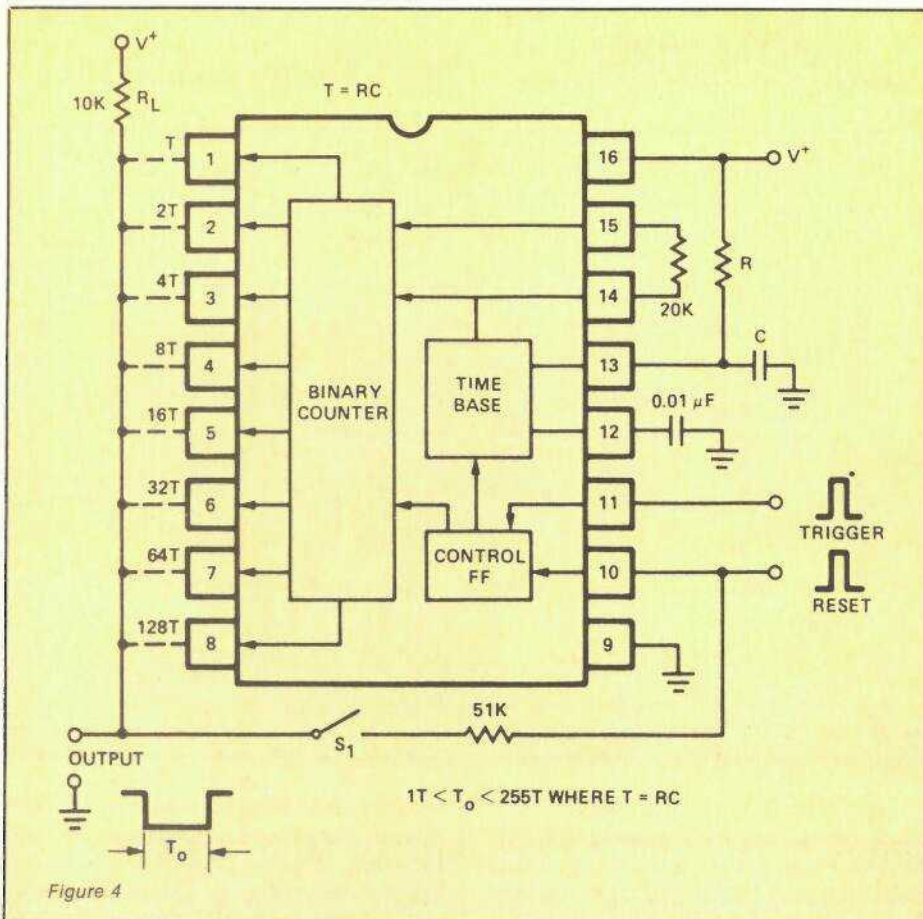


Figure 3



Les possibilités de programmation

Ainsi que l'indique la figure 4, les différentes sorties des compteurs peuvent être réunies à une même résistance de charge R_2 , formant ainsi un ou câblé. La sortie résultante reste alors à l'état bas, aussi longtemps que l'une au moins des sorties partielles, est-elle même dans cet état. On peut donc obtenir différentes temporisations par sommation d'un certain nombre de sorties.

Si T désigne la période de l'horloge, avec :

$$T = RC$$

Les délais obtenus sont alors des multiples de T . Par exemple, en connectant les sorties 1, 5 et 6 à la charge R_L , on obtient une temporisation :

$$T_o = (1 + 16 + 32) T$$

$$T_o = 49 T$$

La temporisation maximale accessible est donc 255 T .

R. RATEAU

INFOS

Infos « Salons »

4^e exposition du modèle réduit 1983

Du 2 au 10 avril 1983 se déroulera au CNIT la quatrième exposition du modèle réduit organisée par SPODEX.

Nous annonçons d'ores et déjà cette manifestation car durant la durée du salon aura lieu un championnat de modélisme et les demandes d'inscription doivent en être remises à SPODEX avant le 31 décembre 1982.

Cette initiative a été prise l'année dernière et ce championnat avait mis en concurrence 433 maquettes et 65 modèles en ordre de marche, chiffres qui seront probablement largement dépassés l'année prochaine.

Date d'inscription : avant le 31 décembre 1982.

Frais de participation : 20 F par réalisation. Le nombre de ces réalisations n'est pas limité mais il ne sera pas demandé plus de 200 F par participant.

Demi-tarif pour les moins de 18 ans.

Dépôt des modèles : les modèles devront être déposés au CNIT, niveau 3, Paris, La Défense, le vendredi 1^{er} avril entre 14 h et 18 h.

Ils seront protégés, inaccessibles au public et devront être impérativement repris le dimanche 10 avril entre 18 h et 20 h.

Pour de plus amples renseignements, contacter SPODEX, 2, place de la Bastille, 75012 Paris.

Mesucora et Elec 1982

Le 8^e Salon international Mesucora et l'exposition de Physique se tiendront à nouveau porte de Versailles du 6 au 11 décembre 1982.

Cette manifestation biennale constitue, dans le secteur concerné, l'événement international de l'année, puisque située entre les deux autres manifestations internationales, la BIAS Milan (1981) et Interkama Düsseldorf (1983). Mesucora-

Infos « Salons »

Physique 82 présentera, à côté de la production française, les réalisations d'un nombre impressionnant de firmes étrangères: au total, 1526 sociétés exposantes, qui représentent les meilleurs constructeurs français et étrangers.

Voilà donc l'assurance pour les visiteurs de découvrir une large gamme internationale de matériels et de nouveautés.

Parallèlement à l'Exposition proprement dite se dérouleront 2 types de conférences internationales: le Congrès Mesucora (6-7 et 8 décembre) organisé pour l'Association Mesucora et le Symposium Ifac (International Federation of Automatic Control) (9-10 décembre) organisé par l'Ifac.

Aux mêmes dates se déroulera Elec 82, exposition internationale de l'équipement électrique.

Mesucora Physique 82, rue du Colisée, 75381 Paris Cedex 08. Tél.: (1) 359.10.30.

INFOS

Nouveautés « Systèmes »

KEITHLEY Multimètre type 132

Ce nouveau multimètre de poche, le type 132 est présenté dans le même boîtier que les modèles 128, 129, 130, 131 et 135. Il offre 6 fonctions et 24 gammes de mesures, les classiques mesures de tension AC et DC, de courant AC et DC, de résistances et une fonction thermomètre. La précision de base, en tension continue est de 0,25 %.

La nouveauté pour un appareil de cette classe de prix réside dans le fait que la réponse en mesure de tension et courant alternatif est réalisée en valeur efficace, indispensable pour de nombreuses applications lorsque les signaux ne sont pas sinusoïdaux. Un connecteur miniature pour thermocouple permet le raccordement de couples types K (Cr.AP) très répandus. L'étendue de mesure couvre $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+1370\text{ }^{\circ}\text{C}$ avec une résolution du degré.

Aujourd'hui beaucoup d'applications « sur le terrain » ou en maintenance requièrent précision et souplesse d'adaptation, réponse efficace et mesure de température jusqu'à 500° , voire $1000\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Le nouveau modèle KEITHLEY « 132 » correspond aux besoins des plus nombreux et étendra votre domaine d'applications.

KEITHLEY Instruments SARL, 2 bis, rue Léon-Blum - BP 60, 91121 Palaiseau Cedex. Tél.: (6) 011.51.55.



GSC multiplexeur 8 voies

Global Specialties Corporation propose un multiplexeur 8 voies logiques ou analogiques portant la référence 8001. Cet appareil permet une extension à huit canaux des oscilloscopes simple ou double trace.

Les signaux à traiter entrent sur prises BNC, ces entrées présentent une impédance de $1\text{ M}\Omega$ et acceptent des niveaux de $\pm 5\text{ V}$ (10 Vc à C) centrés autour du zéro en fonctionnement normal, les valeurs maximum étant de $\pm 50\text{ V}$.



La bande passante s'étend de 0 à 12 MHz à -1 dB et 20 MHz à -3 dB .

La sortie s'effectue également sur BNC avec une impédance de $50\ \Omega$ et une tension de sortie variable de 0 à 400 mV réglable par vernier.

Un commutateur permet de sélectionner le nombre de traces. Celles-ci sont balayées de façon séquentielle à une fréquence de répétition variable de 40 kHz à 1 MHz. Un signal en marche d'escalier est élaboré par un générateur interne, et additionné au signal de chaque entrée. La synchronisation des traces est effectuée par une liaison avec le circuit de déclenchement de l'oscilloscope, avec des impulsions synchrones de chaque front de marche d'escalier.

La polarité et le niveau $\pm 2,4\text{ V}$ et la durée des impulsions, $0,1\ \mu\text{s}$ à $1\ \mu\text{s}$ sont réglables, la fréquence de déclenchement maximum est de 10 MHz.

Le GSC 8001 peut apporter une aide précieuse à la conception ou à la maintenance des systèmes analogiques et digitaux, il sera particulièrement apprécié dans les systèmes à base de microprocesseur pour le contrôle des informations transitant sur les bus.

GSC est distribué par GRADCO FRANCE, 24, rue de Liège, 75008 Paris. Tél.: 294.99.69.

Nouveautés « Systèmes »

Un nouvel oscilloscope chez Metrix

METRIX présente à Mesucora son nouvel oscilloscope de grande diffusion, l'OX 710.

Cet appareil s'adresse à un très vaste marché, qui couvre les domaines amateur et industriel en intéressant particulièrement les services de maintenance. Cet appareil aux performances raisonnables et au maniement simple s'adresse également au marché de l'éducation technique et générale, qui diffuse de plus en plus tôt un enseignement électronique.

L'OX710 est un oscilloscope deux courbes aux spécifications permettant la visualisation correcte des signaux vidéo, grâce à deux voies identiques de 0 à 15 MHz de bande passante.

La base de temps fonctionne avec des coefficients de déviation de $0,2\text{ s/cm}$ à $0,5\ \mu\text{s/cm}$.

Le tube cathodique affiche les courbes sur une image de $8 \times 10\text{ cm}$.

L'OX710 a été dessiné pour présenter une grande facilité d'emploi, une bonne sûreté de fonctionnement et une grande fiabilité.

Afin de doter l'appareil de possibilité d'utilisation étendue en maintenance, il est prévu avec un testeur de composants incorporé qui, pour chaque composant simple ou complexe, résistance, diode, condensateur, ou leur combinaison, donne une image spécifique et permet ainsi un repérage rapide des éléments défectueux.



INFOS

● Nouveautés matériel ● Nouveautés matériel ● Nouveautés matériel ●

Les cordons vidéo RS 80

Depuis mars 81, 3M distribue la gamme des cordons vidéo RS 80 qui comprend des câbles et des connecteurs de haute qualité et une série d'accessoires facilitant l'utilisation des matériels vidéo. Tous ces produits sont agréés par l'Armée, les Télécommunications et les grands constructeurs de magnétoscopes.

La gamme RS 80 permet ainsi de réaliser toutes les liaisons entre magnétoscopes, téléviseurs, caméras et les autres matériels vidéo. Elle comprend 4 grandes familles de produits :

- des kits de liaison intermagnétoscopes dont le kit 78 à vocation universelle qui permet à lui seul la liaison entre tous les modèles de magnétoscopes portables ou de salon, quel que soit leur standard ;
- des kits de liaison péritélévision reliant télévision et magnétoscope. Parmi ces kits, il faut citer le kit universel P80 qui permet de joindre le magnétoscope au téléviseur avec un gain de qualité en son et en image ;
- des cordons caméra qui permettent de relier la caméra au magnétoscope, des rallonges mâle/femelle, et un adaptateur ACM1, 10-14 broches, qui permet de relier la caméra Sony HVC 3000 à un magnétoscope VHS.

Pour faciliter les branchements, des repérages entrée/sortie, bilingues pour les liaisons audio-vidéo, ont été prévus sur les câbles. Tous ces produits sont présentés dans des coffrets qui simplifient le rangement et l'identification des câbles et des kits de liaison. De plus, les câbles et connecteurs peuvent être conçus en

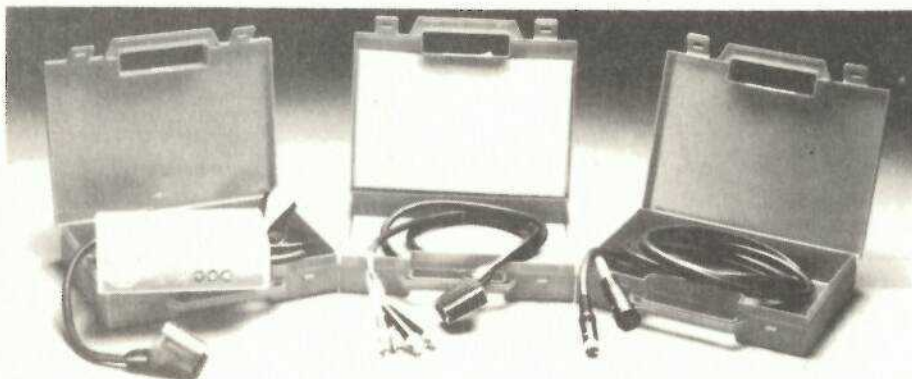
fonction de demandes spécifiques.

- des accessoires facilitant l'utilisation des matériels vidéo. Ce sont :
 - des cordons d'alimentation de batterie pour magnétoscope,
 - le boîtier BV1 d'adaptation TV-Magnétoscope pour l'alimentation péritélévision en 12 V,
 - une gamme d'adaptateurs vidéo,
 - une gamme de cordons de liaison UHF/BNC/RCA,



- une mallette de rangement pour faciliter le transport d'une caméra vidéo, d'un magnétoscope portable et du cordon de liaison,
- une mallette de rangements pour 10 vidéocassettes.

La gamme de liaison vidéo RS 80 permet à 3M de faire de la vidéo un instrument adapté à tous les types d'utilisation et apporte notamment une solution au problème de l'absence de normalisation.



Souvenez-vous de notre dossier jeux et jouets électroniques de décembre dernier, nous vous y présentions entre autres, la dictée magique fabriqué par le géant du circuit intégré, Texas Instruments. Ce jeu basé sur l'apprentissage du vocabulaire et de l'orthographe de façon très originale fait appel aux techniques de synthèse de la parole développées par T.I. Vous pouvez retrouver actuellement sur les écrans de cinéma la dictée magique dans le film de Steven Spielberg ET (Extra Terrestre) qui bat les records d'audience aux États-Unis et où ce jeu tient une place de choix.

Le livre magique: le cri du singe ou le barrissement de l'éléphant

Trois à six ans, c'est l'âge décisif. La période d'apprentissage au cours de laquelle l'enfant découvre le monde. Pour les y aider, Texas Instruments a conçu le LIVRE MAGIQUE.

Chacune des quatorze illustrations fournies avec le jeu représente un univers (les couleurs, les formes géométriques, les animaux de la jungle, la ferme, etc.). Il suffit de placer l'une d'entre elles dans l'appareil et l'enfant n'a plus qu'à appuyer, par exemple, sur le singe pour s'entendre dire: «C'est le singe»... suivi d'un «houba-houba» surprenant, qui ne l'effrayera certainement pas.

Le petit chat attendrissant fait naturellement «miaou», et l'éléphant... ne trompe pas.

Au-delà de dix secondes, si l'enfant n'appuie pas sur l'image, le LIVRE MAGIQUE prend l'initiative et demande: «Où est le chien?», «Où est le carré», «Où est l'arbre?», etc. C'est alors à l'enfant de toucher l'image pour indiquer sa réponse.

En cas d'erreur, le LIVRE MAGIQUE annonce «cherche encore, trouve le chien». Lorsque l'enfant trouve, une musique retentit accompagnée d'un «bravo, tu as trouvé le chien».

- Des modules additionnels assortis des planches nécessaires seront, par la suite, disponibles ;
- fonctionne avec deux piles de 1,5 volt et s'arrête automatiquement après être resté inutilisé pendant deux minutes et demi.

SERVICE

CIRCUITS IMPRIMÉS

Nous vous rappelons que seuls les professionnels mentionnés dans la liste du réseau de distribution sont habilités à vendre les circuits imprimés Radio Plans-Électronique Loisirs; cette liste est remise à jour chaque mois.

Ces circuits imprimés portent depuis le numéro 410 la mention Copyright ©SPE 1982 gravée sur la face cuivrée et sont désormais munis d'une étiquette autocollante authentifiant la provenance du produit.

Références	Article	Prix estimatif
EL 421 A	B. Sitter, platine de puissance	20 F
EL 421 B	B. Sitter, platine de commande	24 F
EL 422 B	Horloge, platine de base	66 F
EL 422 C	Horloge, platine affichage (d.f.)	34 F

Nous vous rappelons ci-dessous les circuits disponibles des précédents numéros:

Références	Article	Prix estimatif
EL 416 A	Générateur d'impulsions	64 F
EL 416 A	Carte régulation	18 F
EL 416 C	Carte voltmètre	18 F
EL 416 C	Carte interconnexion	20 F
EL 416 D	Afficheur de polarité	16 F
EL 417 A	Préampli guitare	86 F
EL 417 B	Allumage électronique	68 F
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	80 F
EL 418 B	Émetteur I.R. pour tuner	20 F
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R. ..	12 F
EL 418 D	Carte vobulation GF 2	56 F
EL 418 E	Carte ampli RPG 50	46 F
EL 419 H	Mini récepteur FM	18 F
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet.	20 F
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept.	26 F
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét.	14 F
EL 419 E	Interphone moto	30 F
EL 419 F	GF2: générateur de salves	68 F
EL 420 A	Petite boîte rigolote	28 F
EL 420 B	Compte-tours digital	14 F
EL 420 C	Voltmètre auto	10 F

Bien que certaines références aient disparu de notre liste, les circuits imprimés correspondants sont encore disponibles en petite quantité et peuvent être commandés directement à notre rédaction (frais de port: 8 F par colis, et non par circuit).

Ces références sont les suivantes:

Références	Article	Prix estimatif
EL 403 C		52 F
EL 403 D	Ampli 225 TURBO	16 F
EL 404 B	Bruiteur course auto	16 F

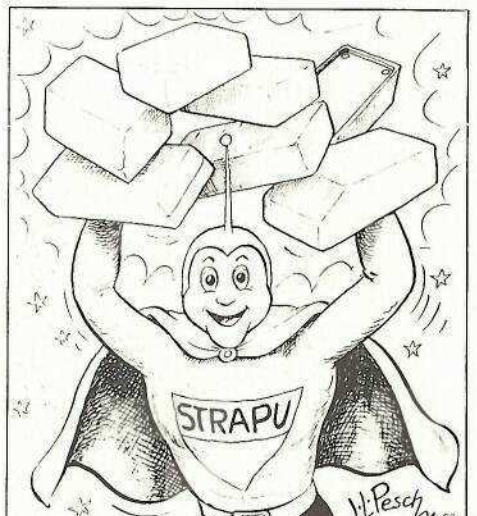
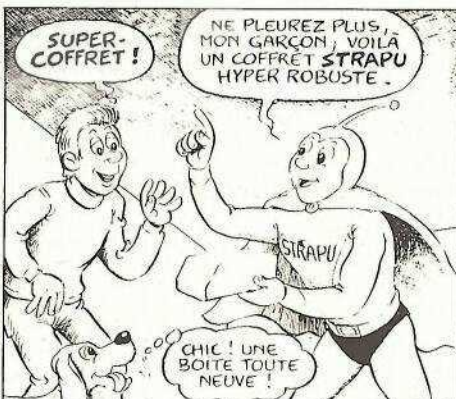
Réseau de distribution

Liste des professionnels distribuant les circuits imprimés

- 21000 - **Electronic 21**, 4 bis, rue de Serrigny, Dijon
 24100 - **Pommarel Electronic**, 14, place Doublet, Bergerac
 25000 - **Reboul**, 34, rue d'Arènes, Besançon
 30000 - **Lumispot**, 9, rue de l'Horloge, Nîmes
 31000 - **Cibot**, 25, rue Bayard, Toulouse
 42000 - **St-Étienne Composants**, 2, rue de Terre-Noire, St-Étienne
 69006 - **Ets Gelain**, 22, avenue de Saxe
 75010 - **Acer**, 42, rue de Chabrol, Paris
 75010 - **Mabel**, 35-37, rue d'Alsace, Paris
 75012 - **Cibot**, 1, rue de Reuilly, Paris
 75012 - **Magnétic France**, 11, place de la Nation, Paris
 75012 - **Reuilly Composants**, 79, bd Diderot, Paris
 75014 - **Montparnasse Composants**, 3, rue du Maine, Paris
 80100 - **Electro 2000**, 191, chaussée Marcadé, Abbeville
 90000 - **Electronic Center**, 1, rue Keller, Belfort
 92220 - **BH Electronique**, 164, avenue A.-Briand, Bagneux

EL 404 C	Bruiteur train à vapeur	20 F
EL 404 D	Temporisateur photo	30 F
EL 407 C	Stimulateur musculaire 40 V	26 F
EL 407 D	Stimulateur musculaire 60 V	30 F
EL 409 A	Voltmètre digital (affichage)	10 F
EL 409 D	Voltmètre digital (convertisseur A/D) ..	10 F
EL 411 A	Minuterie pour télérupteur	22 F
EL 412 A	µP2 carte principale	66 F
EL 412 B	µP2 carte affichage	88 F
EL 412 C	Chronozoom carte principale	44 F
EL 412 D	Chronozoom carte affichage	14 F
EL 412 E	Chronozoom carte matrice à diodes ..	8 F
EL 412 F	Alimentation C.B.	22 F
EL 413 A	Base de temps	16 F
EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	14 F
EL 414 B	RIAA 2310	28 F
EL 414 C	RIAA FET	20 F
EL 414 D	Adaptateur 2310	20 F
EL 414 E	Adaptateur 772	16 F
EL 414 F	Alimentation +	18 F
EL 414 G	Alimentation -	18 F
EL 414 H	Géné de fonctions (platine 8038)	58 F
EL 414 I	Géné de fonctions (alim.)	26 F
EL 414 J	Tête HF 41 MHz émission	16 F
EL 415 A	Carte capacimètre 3 digits	20 F
EL 415 B	Correcteur de tonalité 772	24 F
EL 415 C	Inverseur 772	20 F
EL 415 D	Ampli de sortie a 2310	20 F

LES AVENTURES DE « SUPER COFFRET »



STRAPU®

des super-coffrets pour l'électronique

Catalogue sur demande à: Franclair Electronique - BP 42 - 92133 Issy-les-Moulineaux

Combiné horloge, réveil, thermomètre digital HRT 5406



L'horloge que nous vous présentons ce mois-ci n'est pas ordinaire. Elle est née du désir de réaliser un ensemble capable d'adoucir les réveils de l'auteur. Après avoir feuilleté fébrilement les « databooks » des différents fabricants, nous avons arrêté notre choix sur deux circuits complémentaires de National Semiconductor, le MM 5406 et le MM 5407. Ils nous ont permis de réaliser facilement ce combiné multifonction qui regroupe une horloge digitale (avec deux sorties RÉVEIL et DODO) et un thermomètre numérique. Nous espérons qu'associé à d'autres gadgets sur lesquels nous reviendrons, le HTR 5406, pour le nommer, vous procurera toutes les joies d'un réveil en douceur.

Le MM 5406 est le circuit central assurant les fonctions horloge, réveil et dodo. Il comporte également un registre pouvant stocker des informations-série et les afficher sur le groupe de 4 afficheurs qu'il commande.

Le MM 5407 élabore des données digitales-série à partir des informations analogiques qu'il reçoit des capteurs de température. Il s'interface directement avec le MM 5406.

Caracteristiques des MM 5406/MM 5407

2.1 - Le MM 5406

- Circuit intégré monolithique MOS DIL 40,
- Horloge 4 chiffres,
- Cycle 12-24 heures,

- Colonne clignotante ou non,
- Alarme programmable sur 24 heures,
- Snooze de 9 mm sur un cycle de 59 minutes,
- Fonction « DODO » (Sleep) de 1 à 59 minutes,
- Indications RÉVEIL et PM (PM sur cycle 12 heures),
- Affichage duplexé,
- Oscillateur de secours avec batterie 9 V,
- Affichage des secondes sur ordre.
- Mise à l'heure rapide/lent ou heures/minutes en comptage ou en décomptage,
- Interfaçage simple avec un microprocesseur grâce à un bus unique de données,
- Possibilité d'utiliser l'affichage pour 16 circuits annexes (le MM 5407 est l'un d'eux).
- Affichage alphanumérique possible.

Le MM 5407

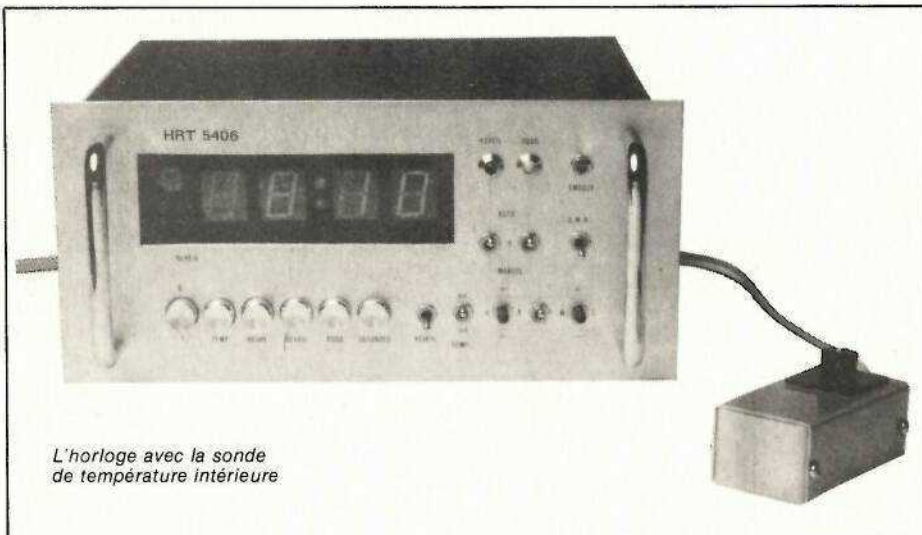
- Circuit intégré monolithique DIL 14,
- S'interface facilement avec des capteurs de la série LM 134, LM 234, LM 334,
- Contient un convertisseur analogique/digital ayant une résolution de 10 mV,
- S'interface directement avec le MM 5406,
- affichage en degrés centigrades ou Fahrenheit,
- Large gamme de températures utilisables :
-40 °C à +88 °C soit -40 °F à +194 °F
- Conçu pour être utilisé conjointement avec le MM 5406.

Étude détaillée des MM 5406/MM 5407

L'étude broche à broche qui suit a pour but de permettre à chacun d'adapter en connaissance de cause le schéma que nous avons adopté à ses impératifs personnels.

Le MM 5406

Pour suivre ces explications, on se reportera au synoptique présenté à la figure 1. Les modes d'affichage ainsi que les priorités d'affichage sont présentés au tableau 1. Les fonctions réalisées par les contrôles de mise à l'heure sont détaillées au tableau 2. Le brochage, enfin, est donné aussi à la figure 1.



L'horloge avec la sonde de température intérieure.

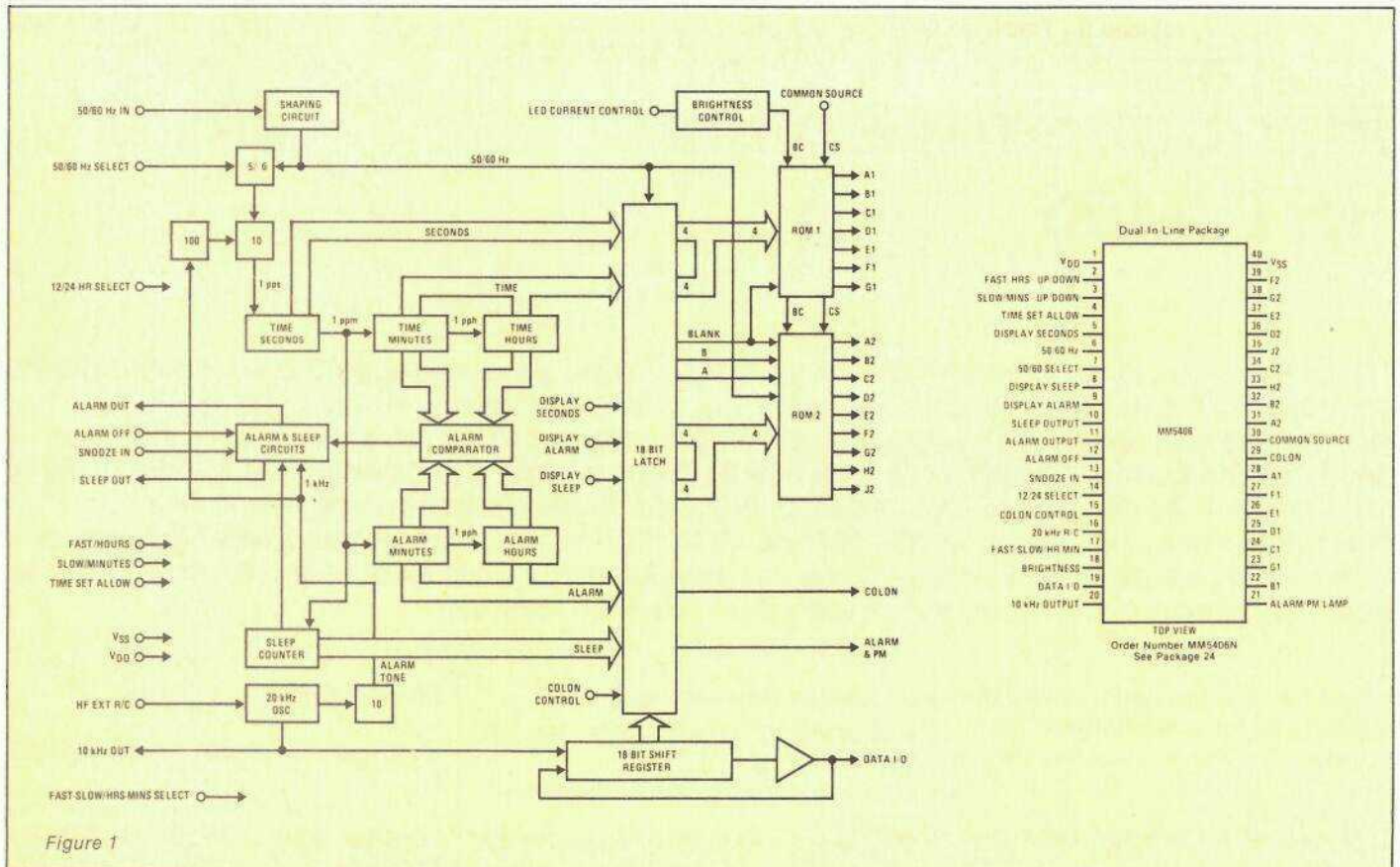


Figure 1

Tableau I - Modes d'affichage

MODE CHOISI	1 ^{er} DIGIT	2 ^e DIGIT	3 ^e DIGIT	4 ^e DIGIT
HEURE	HEURE Dizaines d'heures AM / PM ¹	HEURE Heures	HEURE Dizaines de minutes	HEURE Minutes Alarme
SECONDES	HEURE Dizaines de minutes	HEURE Minutes	HEURE Dizaines de secondes	HEURE Secondes
RÉVEIL	RÉVEIL Dizaines d'heures AM / PM ¹	RÉVEIL Heures	RÉVEIL Dizaines de minutes	RÉVEIL Minutes Alarme
DODO	Éteint	Éteint	DODO Dizaines de minutes	DODO Minutes
ALARME ET DODO	Test	Test	Test	Test

1. Pour l'utilisation en cycle 12 heures.

Remarque: Si plus d'une entrée est commandée, les priorités d'affichage sont, dans l'ordre: RÉVEIL ou DODO, SECONDES puis HEURE, ALARME ET DODO ont des priorités égales sur SECONDES. Si ces deux entrées sont commandées, toutes les sorties sont à l'état bas permettant un test de l'affichage. Ce mode a priorité sur tous les autres.

Entrée 50-60 Hz - Broche 6

Un circuit de mise en forme est utilisé pour élaborer le signal d'entrée à partir du 50 HZ ou du 60 Hz. Un simple filtre RC tel que celui présenté à la figure 2 doit être utilisé pour éliminer les surtensions capables de faire prendre de l'avance à l'horloge ou de l'endommager.

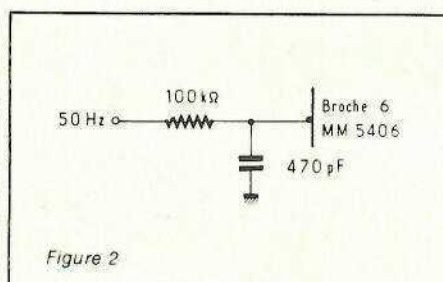


Figure 2

Sélection 50-60 Hz - Broche 7

Un diviseur programmable par 50 ou 60 ramène la fréquence d'entrée à 1 HZ. On sélectionnera le mode 50 HZ en connectant la broche 7 à VSS. Pour 60 Hz, laisser la broche en l'air, une résistance interne la ramène alors à VDD.

Entrées d'affichage du Réveil, des secondes, de dodo - Broches 9, 8 et 5

Lorsque ces entrées sont laissées en l'air, l'affichage indique l'heure. Ces trois entrées ont des résistances internes qui les ramènent alors à VDD. La connexion des combinaisons de ces trois entrées à VSS a pour effet l'affichage de l'un des cinq modes dont les fonctions et les priorités sont explicitées au tableau I. On notera que RÉVEIL (broche 9) et DODO (broche 8) ont la même priorité et que la connexion simultanée de ces deux entrées à VSS réalise un test de l'affichage (tous les segments s'allument).

Entrées de mise à l'heure - Broches 2, 3, 8, 17

Elles permettent soit un réglage rapide/lent, soit un réglage heures-

Tableau II - Fonctions de remise à l'heure

Mode choisi	Entrée de contrôle	Broche 17	Fonction
HEURE SECONDES	Autorisation de mise à l'heure (A.M.H.)	Vss	Les minutes avancent à 2 Hz
	Contrôle lent AMH	Vss	RAZ compteur secondes Les minutes avancent à 60 Hz
	Contrôle rapide AMH	VDD	RAZ compteur secondes Les minutes avancent à 2 Hz. RAZ compteur secondes. Arrêt du comptage des heures
	AMH	VDD	Les heures avancent à 2 Hz. Les minutes et les secondes comptent normalement
	AMH	Indifférent	RAZ des compteurs heures, minutes, secondes
RÉVEIL	Contrôle lent	Vss	Compteur minutes. Réveil avance à 2 Hz
	Contrôle rapide	Vss	Compteur minutes. Réveil avance à 60 Hz
	Contrôle minutes	VDD	Compteur minutes. Réveil avance à 2 Hz. Comptage des heures suspendu
	Contrôle heures	VDD	Compteur d'heures. Réveil avance à 2 Hz. Comptage des minutes suspendu
	Contrôle rapide + lent	Indifférent	RAZ des compteurs heures, minutes, secondes
DODO	Lent		Compteur DODO décompte à 2 Hz
	Rapide		Compteur DODO décompte à 10 Hz
	Lent + rapide		Compteur DODO remis à 59 min
ALARME + DODO	TEST AFFICHAGE		

1. Quand le contenu du compteur DODO est 00 minute, choisir le mode DODO repositionne le compteur DODO à 59 minutes.

Remarque: Les compteurs d'HEURE et de RÉVEIL peuvent compter et décompter aux vitesses indiquées ci-dessus.

minutes, ceci en comptage comme en décomptage. Ces entrées sont commandées soit isolément, soit simultanément pour obtenir les fonctions de mise à l'heure énumérées au tableau 2. Les entrées rapide-heure (broche 2) et lent/minutes (broche 3) sont les entrées à trois états avec polarisation interne. Les trois états sont : VDD, VSS et en l'air. L'entrée de sélection rapide-lent-heures-minutes (broche 17) est une entrée à deux niveaux. Lorsque la broche 17 est connectée au VSS, c'est le mode rapide, lent qui est choisi. Quand la broche 17 est connectée au VDD, c'est le mode heures/minutes qui est choisi.

Lorsque l'une des entrées (broche 2 ou broche 3) est connectée à VSS, le compteur décompte. On notera que les fonctions de remise à l'heure dépendent du mode d'affichage choisi.

Sortie 10 KHz - Broche 20

La sortie 10 KHz du circuit principal (MM 5406) délivre un signal d'horloge de données pour chacun des circuits secondaires. Cette horloge est utilisée pour transmettre ou recevoir des données-série sur le bus des données entrée-sortie. Tous les circuits annexes (tel le MM 5407) accepteront des données venant de

la broche données E/S (broche 19) pendant l'état haut (VDD) de ce signal d'horloge, et délivreront des données durant l'état bas (VSS). Le MM 5406 acceptera des données pendant l'état bas et en délivrera pendant l'état haut.

Données E/S - Broche 19

La broche données E/S est utilisée pour transmettre ou recevoir des données série via le bus commun de données. On se reportera à la figure 3 pour le diagramme des temps. Pendant la transmission, le MM 5406 envoie 16 bits concernant l'heure (dizaines d'heures, dizaines de minutes, minutes) suivis par un code de quatre bits pour désigner l'un des 16 circuits secondaires. Une fois le code envoyé, quatre bits d'état sont générés, ces bits représentent l'état des entrées rapide et lent, le signal interne 10 kHz et un signal à un cycle par jour. Si le circuit annexe correspondant au code est inhibé ou si ce circuit secondaire n'est pas utilisé, le MM 5406 enverra le code suivant. Chaque fois qu'un circuit secondaire est activé, il détecte le code et envoie 20 bits de données vers le MM 5406. Ce mot de 20 bits contient quatre chiffres de quatre bits cha-

cun, deux bits spéciaux utilisés pour un affichage alphanumérique et deux bits pour commander le point PM et la colonne. Si le circuit secondaire est activé en permanence, le MM 5406 va envoyer le même code à chaque cycle jusqu'à l'inhibition de ce circuit secondaire. Si la broche de données E/S est laissée en l'air (circuits secondaires inhibés ou inutilisés), le circuit principal affichera alors l'HEURE, le RÉVEIL ou le compteur DODO.

La broche 19 du MM5406 possède une résistance de rappel au VDD, c'est pourquoi les circuits secondaires auront des sorties en drain ouvert.

Entrée d'autorisation de Mise à l'Heure A.M.H. - Broche 4

Cette entrée est utilisée pour autoriser les contrôles de mise à l'heure (Rapide/Lent et Heures/Minutes) lorsque le mode d'affichage choisi est heure ou secondes. Pour mettre à l'heure, il faut connecter la broche 4 au VSS conjointement avec la broche 2 et/ou la broche 3. On notera que lorsque le mode d'affichage choisi est RÉVEIL ou DODO, l'entrée d'A.M.H. n'empêche pas les réglages de ces compteurs. L'A.M.H. doit être commandée avant action sur les broches 2 et 3 et relâchée après celle-ci. L'entrée A.M.H. inhibe l'affichage des données transmises par les circuits annexes.

Sélection 12/24 heures - Broche 14

Cette entrée sert pour choisir le format d'affichage : 12 heures ou 24 heures. Si elle est laissée en l'air, le format est de 12 heures. Connectée au VSS, elle sélectionne le format 24 heures.

Contrôle de la colonne - Broche 15

Cette entrée est utilisée pour choisir entre une colonne clignotante et une colonne fixe. Si elle est laissée en l'air, la colonne clignote à une vitesse de 1 Hz. Une connexion à VSS conduira à une colonne fixe (toujours allumée).

Sortie RÉVEIL et entrée d'inhibition du RÉVEIL - Broche 11 et 12

Le comparateur de RÉVEIL détecte la coïncidence entre le compteur HEURE et le compteur RÉVEIL (pré-positionné). La sortie du comparateur est utilisée pour activer une

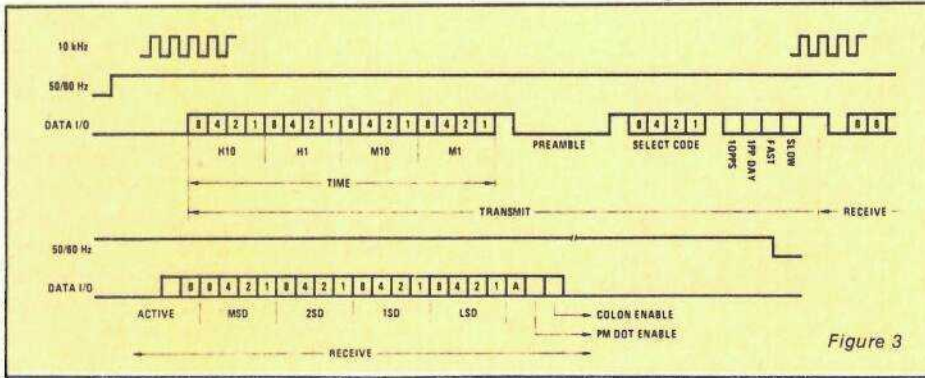


Figure 3

mémoire dans le circuit RÉVEIL dont la sortie commande la tonalité de RÉVEIL disponible à la sortie (Broche 11) qui s'interface aisément avec un haut-parleur. La mémoire de RÉVEIL restera activée pendant 59 minutes, temps pendant lequel le réveil sonnera, pourvu que la mémoire RÉVEIL ne soit pas inhibée par une autre mémoire (qui est activée par l'entrée SNOOZE) ou remise à zéro par l'entrée d'inhibition du RÉVEIL (Broche 12). La tonalité du réveil est engendrée par un oscillateur intégré à la puce qui assure également la synchronisation 10 kHz pour l'entrée des données - série (Broche 19). La tonalité de réveil se situe à 1 kHz. Ce signal carré est ensuite haché par un signal carré de 2 Hz avant d'être délivré à la sortie RÉVEIL. Connecter momentanément la broche 12 au VSS, remet à zéro la mémoire RÉVEIL et fait taire ainsi le RÉVEIL. Cette entrée est ramenée à VDD par une polarisation interne. La connexion momentanée de la broche 12 réamorçage la mémoire RÉVEIL pour la prochaine activation de la sortie du comparateur et le RÉVEIL sonnera automatiquement à nouveau dans 24 heures (ou à une nouvelle présélection du RÉVEIL). S'il est souhaité de faire taire le réveil pendant 24 heures ou plus, l'entrée d'inhibition du RÉVEIL devra rester à VSS. Un indicateur de RÉVEIL (Broche 21) est prévu et informe de l'état de cette entrée.

Entrée SNOOZE - Broche 13

Connecter momentanément la broche 13 à VSS inhibe la sortie DODO (Broche 10). Si le réveil a sonné juste auparavant, la sortie RÉVEIL est inhibée pendant 8 à 9 minutes (ceci dépend du contenu du compteur des secondes) après quoi le réveil sonnera à nouveau. La fonction SNOOZE peut être utilisée de façon répétitive au cours des 59 minutes durant lesquelles la mémoire de RÉVEIL reste activée.

Sortie DODO - Broche 10

La sortie DODO sur la broche 10 peut être exploitée pour éteindre une radio au bout d'un intervalle de temps compris entre 0 et 59 minutes. Cette durée est choisie en sélectionnant le mode d'affichage DODO (Tableau 1) et en programmant l'intervalle désiré (Tableau 2). Ceci se traduit automatiquement par une chute du courant traversant la broche 10, qui peut être utilisée pour mettre en route une radio (ou tout autre équipement). Lorsque le compteur DODO, qui décompte, atteint 00 minutes, la mémoire DODO est remise à zéro et la sortie DODO est coupée, entraînant l'extinction de la radio.

Cette extinction peut également être obtenue manuellement par la connexion momentanée de l'entrée SNOOZE (Broche 13) à VSS. De plus, lorsque le contenu du compteur DODO atteint 00 minutes, afficher le contenu du compteur DODO, reposi-

tionne celui-ci automatiquement à 59 minutes et active la sortie radio.

Entrée d'oscillateur de secours - Broche 16

En branchant une résistance et un condensateur entre cette entrée et respectivement VDD et VSS, l'oscillateur de secours peut être utilisé pour la sauvegarde de l'heure lors d'une coupure de 50 Hz du réseau. Une pile de 9 V est prévue pour alimenter le MOS et, bien que l'affichage soit éteint, l'heure correcte est maintenue en mémoire et le comptage continue. Lorsque le secteur se rétablit, l'affichage revient à sa luminosité normale, affichant l'heure correcte sans clignoter.

L'oscillateur de secours est calé à 20 kHz et a trois fonctions. La première est de délivrer le 10 kHz qui fixe la vitesse de transmission des données-série sur le bus (Broche 19). La deuxième est de générer la tonalité de 1 kHz pour le RÉVEIL. La troisième est de délivrer une horloge de secours en cas de coupure de secteur.

Entrée de luminosité - Broche 18

Le courant de sortie des LED peut être modifié par la simple connexion de cette entrée au VDD à travers une résistance variable Rb. Ce courant de sortie équivaut typiquement à 20 fois le courant de référence à travers Rb. Une résistance interne est pré-

Tableau III

H10 (MSD)						H1 (2SD)					
B	8	4	2	1	CHARACTER	A	8	4	2	1	CHARACTER
1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0
1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1
1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0
1	1	1	0	0	1	1	1	0	1	0	1
1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0
1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	0
1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	0
1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1
1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0
0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0
0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0
0	1	1	0	0	1	0	1	0	0	0	1
0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1
0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0
0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1
0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0

vue pour limiter le courant maximum dans les segments.

Sortie des segments et source commune - Broches 21 à 39

Toutes les sorties de LED sont en drain ouvert avec toutes les sources connectées à la source commune (Broche 30). Chaque sortie d'affichage possède un driver qui peut chuter un maximum de 30 mA sous 15 V à travers le circuit de sortie. Quatorze segments A₁ à G₁ et A₂ à G₂ sont utilisés pour un affichage numérique duplexé. Les segments H₂ et J₂ permettent d'afficher des données alphanumériques sur les afficheurs des dizaines d'heures et des heures. Se reporter au Tableau 3.

Le MM5407

Le MM5407 s'interface directement avec le capteur de température LM134 et l'horloge digitale MM5406. Le LM134 délivre une tension proportionnelle à la température en degrés Kelvin à raison de 10 mV/°K. Le MM5407 analyse cette tension et la convertit en données BCD centigrades ou Farenheits. Le MM5407 transfère les données série de température vers le MM5406 qui, à son tour, convertit ces données BCD en code d'affichage segments. Le MM5407 peut générer des données-série soit en Centigrades, soit en Farenheits de - 40 °C à + 88 °C, soit de - 40 °F à + 194 °F. La sortie de données-série peut être aussi générée en mettant l'entrée d'activation de transfert au niveau bas. Dans ce mode, le MM5407 peut facilement être relié à un microprocesseur.

Pour l'étude du MM 5407, on se reportera à la figure 4.

Entrée du Capteur de température - Broche 13

Cette entrée reçoit une tension générée par un capteur de température (LM 134). C'est l'une des deux entrées du comparateur. Elle mesure des tensions comprises entre 2,33 V (- 40 °C) et 3,61 V (+ 88 °C) avec une résolution de 10 mV.

Entrée RC et Sortie Flip-Flop - Broches 12 et 10

L'entrée RC est la seconde entrée du comparateur. La tension à l'entrée RC (Broche 12) dépend de l'état de la sortie Flip-Flop qui, à son tour, dépend de la tension présente à la borne 13. Les valeurs des composants du circuit RC ne sont pas critiques.

Tension de référence - Broche 9

Cette entrée requiert une tension de référence précise (3,630 V ± 0,003). Un diviseur de tension intégré produit la deuxième tension de référence. La précision de ces deux sources déterminera la précision de la température affichée. Le diviseur de tension interne peut débiter un courant de 3 mA maximum.

Entrée /Sortie de Données - Broche 3

Cette broche est utilisée pour recevoir et transmettre des données-série via le bus. Pendant la période de transmission, le MM5406 envoie 16 bits de données pour l'heure suivis de 4 bits de code choisissant l'un des 16 circuits annexes tel le MM5407. Si ce circuit est activé, il décodera le code et enverra 20 bits de données au MM5406. Toutes les données sur la broche 3 seront acti-

ves à l'état bas (VSS). Le MM5406 a un rappel au VDD. C'est pourquoi les sorties du MM5407 sont de type drain ouvert.

Sélection °C ou °F - Broche 6

Il s'agit d'une entrée trois états. Si elle est reliée à VDD ou VSS, la broche 3 va transmettre les données-série de température à l'affichage LED. Connecter cette entrée à VDD sélectionne les °F tandis que VSS sélectionne les °C. Laisser en l'air, elle provoque l'arrêt d'envoi d'informations au MM5406 qui, à son tour, affiche ses propres données.

Schéma détaillé du HRT 5406

Cette étude sera notablement allégée grâce aux multiples renseignements que nous avons déjà donnés sur le fonctionnement des MM 5406/MM 5407.

L'horloge

Ce schéma visible à la figure 5 se caractérise par sa simplicité extrême. Quelques points méritent néanmoins une remarque :

— L'oscillateur de secours, ajustable par P₁, fonctionne à 20 kHz, ce qui facilite son réglage au fréquence-mètre (les mesures sont moins longues pour une même précision).

— Les poussoirs de sélection de mode (SECONDES, DODO, RÉVEIL) sont en réalité constitués d'un clavier à touches interdépendantes.

— Le réglage de luminosité a été automatisé par l'emploi d'une LDR de grand diamètre, R₃, qui assure une luminosité minimale dans l'obscurité totale.

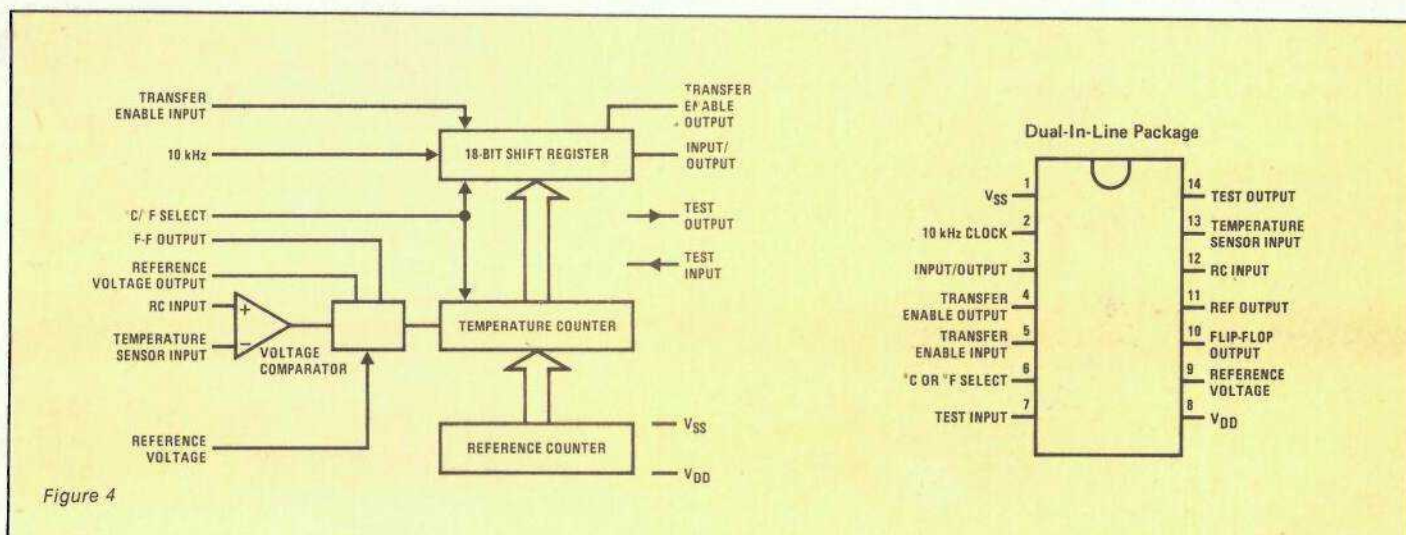


Figure 4

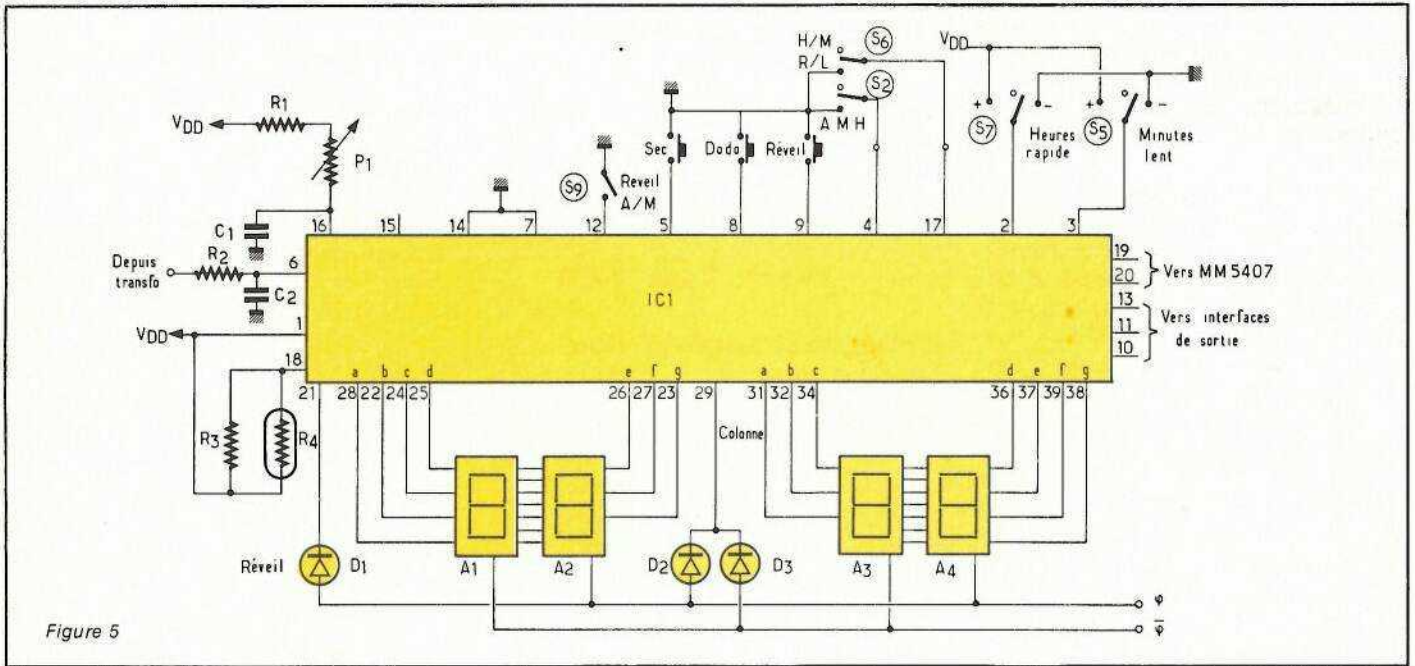


Figure 5

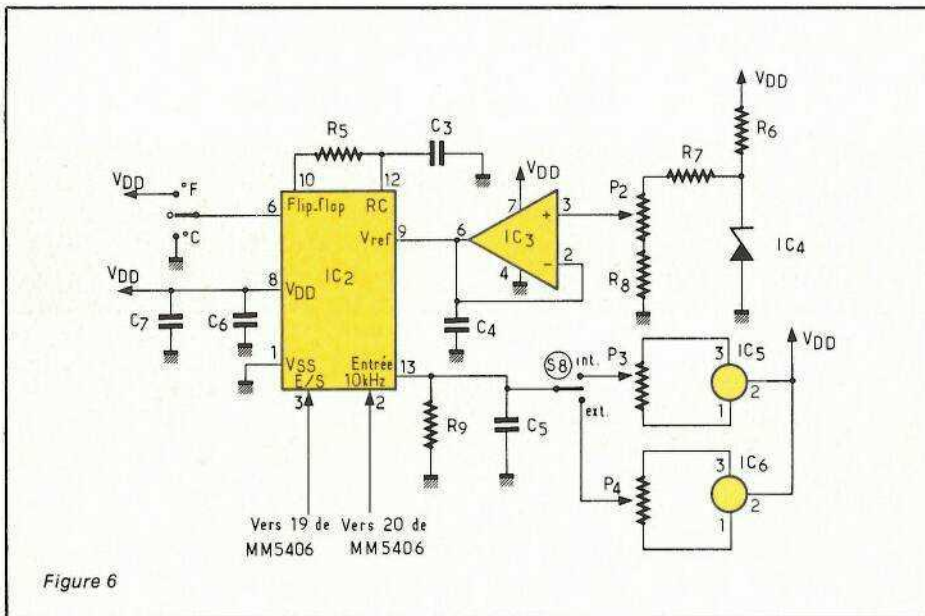


Figure 6

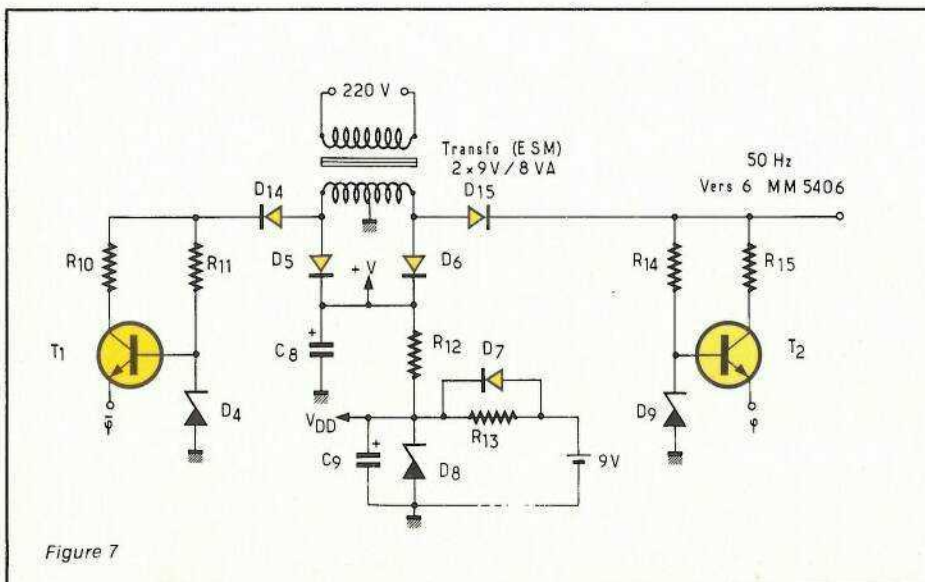


Figure 7

— L'affichage duplexé s'interface directement sur le MM 5406 sans résistance. Les deux phases ϕ et $\bar{\phi}$ sont reliés à un circuit spécial chargé de délivrer 3 volts alternatifs à partir d'un transfo 2 x 9 V. L'affichage comporte également deux LED vertes pour la colonne et une LED rouge utilisée comme témoin de Réveil.

— On remarquera enfin les sorties vers le circuit de température et vers les interfaces DODO et RÉVEIL.

LE THERMOMÈTRE

Le schéma théorique est présenté en figure 6. Ici non plus rien de très spécial. Nous avons fait appel à une source de tension N.S. (LM 329 CH) pour la tension de référence. Un trimmer 10 tours l'ajuste avant d'attaquer un 741 monté en suiveur de tension de façon à attaquer le MM 5407 sous faible impédance.

Du côté des capteurs, ce sont des générateurs de courant encapsulés en TO-46 qui ont été utilisés. Ici à nouveau, un trimmer 10 tours ajuste la pente de régression. Puisque nous avons à faire à un générateur de courant, la longueur des câbles de liaison des sondes n'aura pas d'importance. A titre indicatif, deux sondes équipent le HRT 5406 présenté. L'une extra-muros, nous indique lequel, du maillot de bains et de l'anorak, est de mise aujourd'hui. L'autre, intra-muros, outre son côté tape-à-l'œil, permet de quantifier le confort domestique et de traquer le GASPI !

L'alimentation

Son schéma électrique est donné à la figure 7.

Un transformateur $2 \times 9\text{ V}$ délivre deux alternances qui seront utilisées pour le duplexage de l'affichage. Un redressement double alternance sommairement filtré alimentera les circuits de sortie (12 V environ). Un filtrage en Π stabilisé par une zéner réalise le VDD alimentant les MOS (10 V). A ce niveau, nous avons placé une batterie de secours qui ne débite que lors d'une coupure du secteur puisqu'habituellement D7 est polarisée en inverse. Cette pile permet la sauvegarde du contenu des mémoires et le maintien du comptage grâce à l'oscillateur de secours.

Autre particularité, les deux circuits (identiques) de commande de l'affichage. Pour cette fonction, deux solutions s'offraient à nous : fabriquer un transformateur avec un enroulement $2 \times 3\text{ V}$ ou compliquer un peu le schéma. Nous avons opté pour la seconde solution. D14 (D15) bloque l'alternance qui ne nous intéresse pas. R11 (R14) abaisse le 9 V alternatif tandis que D4 (D9) limite l'excursion en tension de la base de T1 (T2) à 3,9 V. Sur l'émetteur du transistor, on retrouve une tension alternative écrêtée à 3,9 V-0,7 V soit environ 3,2 V, le tour est joué. Afin de limiter la puissance dissipée dans le transistor, une résistance placée dans le collecteur prend sa part de calories et soulage le pauvre NPN à qui nous allouons un radiateur à ailettes.

Les sorties

Nous avons prévu un interfaçage simple mais aussi complet que possible. Jugeons plutôt... en consultant la figure 8a.

La sortie RÉVEIL commande, via T3 monté en émetteur commun, un haut-parleur. R17 sera ajustée en fonction du tympan de chacun (et de la profondeur de son sommeil). Le 1 kHz hâché à 2 Hz sert également à activer un thyristor. Celui-ci n'est rien d'autre qu'un BRX45 mais tout autre thyristor sensible fera l'affaire (2 N 2323 par exemple).

S1 intercalé dans la cathode représente la commande de SNOOZE, terme anglo-saxon se traduisant par « roupillon » ! Quoi de plus éloquent... S1 donc, désamorce le thyristor lorsqu'on le manœuvre. Dans l'anode, on trouve le relais du RÉVEIL en parallèle sur une LED-témoin. R20 permet de coupler RÉVEIL et DODO. R22 vient directement du MM 5406. Toutes deux commandent T4 qui lui-même contrôle le Relais et la LED DODO.

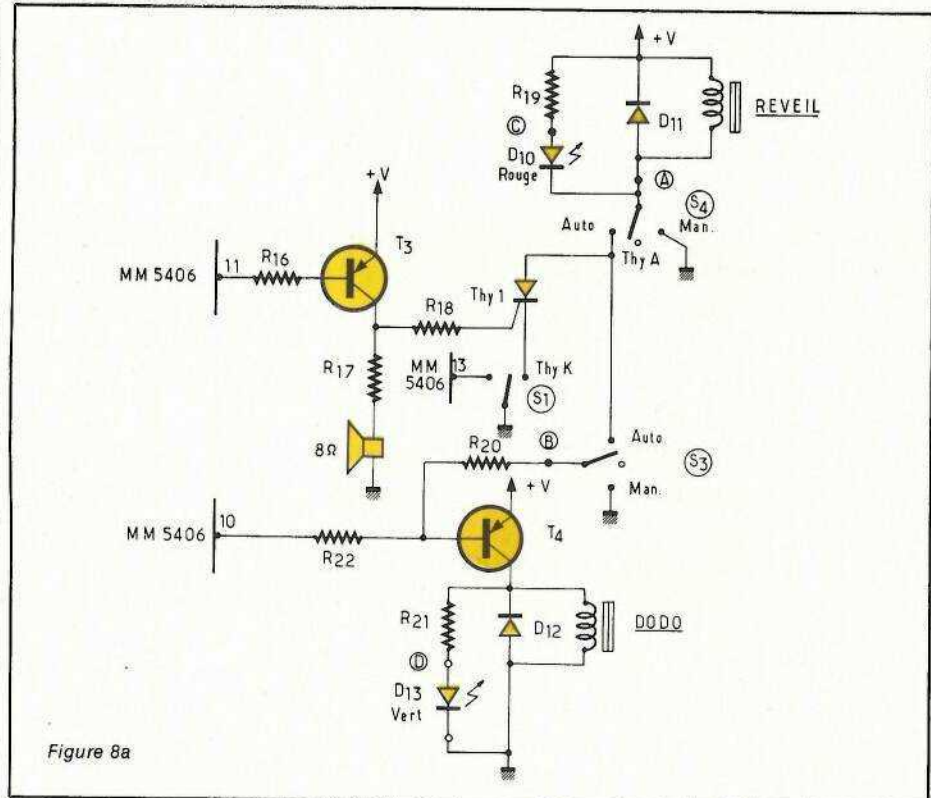
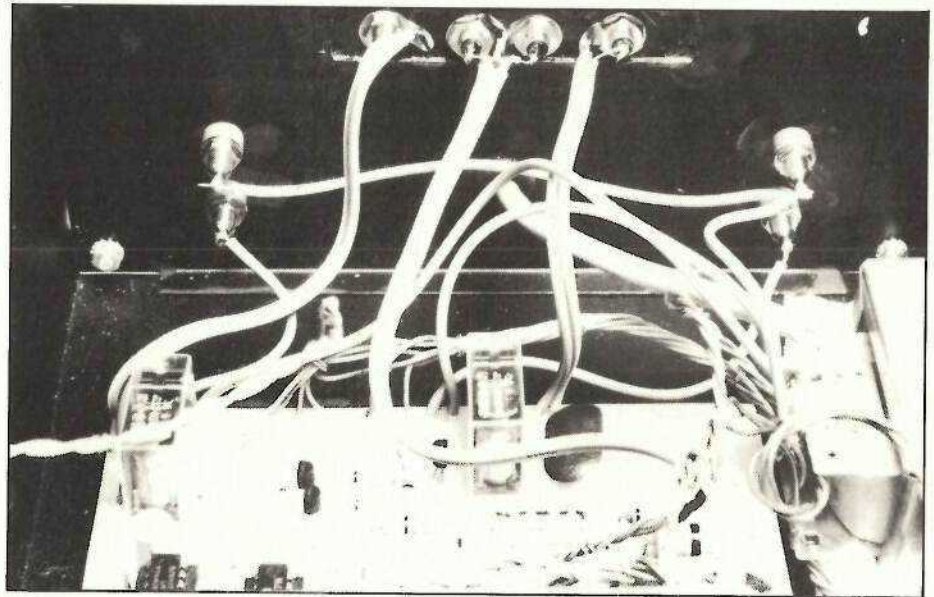


Figure 8a



Revenons sur le rôle de S3 et S4. La position « Manuel » ne requiert aucun commentaire. Par contre en position médiane, S4 isole complètement le RÉVEIL ne laissant subsister que la sonnerie et S3 ne laisse que la fonction DODO. Lorsque S4 est en Auto, la sortie est activée par la sonnerie et le reste même si celle-ci est inhibée par action sur S9. Une action sur S1 désactiverait la sortie. La position Auto de S3 réalise un radio-réveil quelle que soit la position de S4.

Le câblage des relais révèle deux types de sorties : une sortie « inter »,

Nous verrons leur emploi plus tard. Notez cependant la présence d'un SIOV qui protège les contacts du relais (figure 8b).

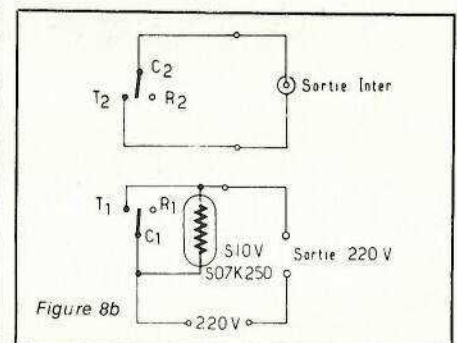


Figure 8b

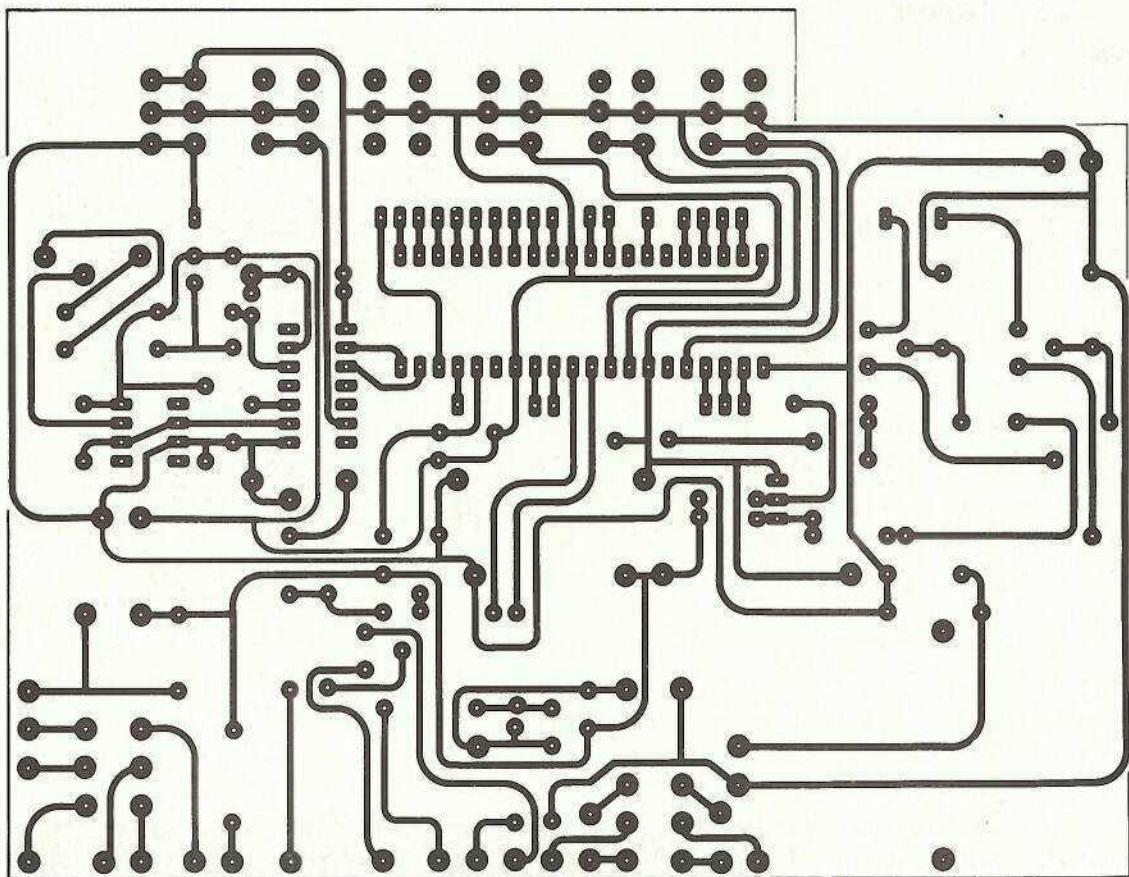


Figure 9

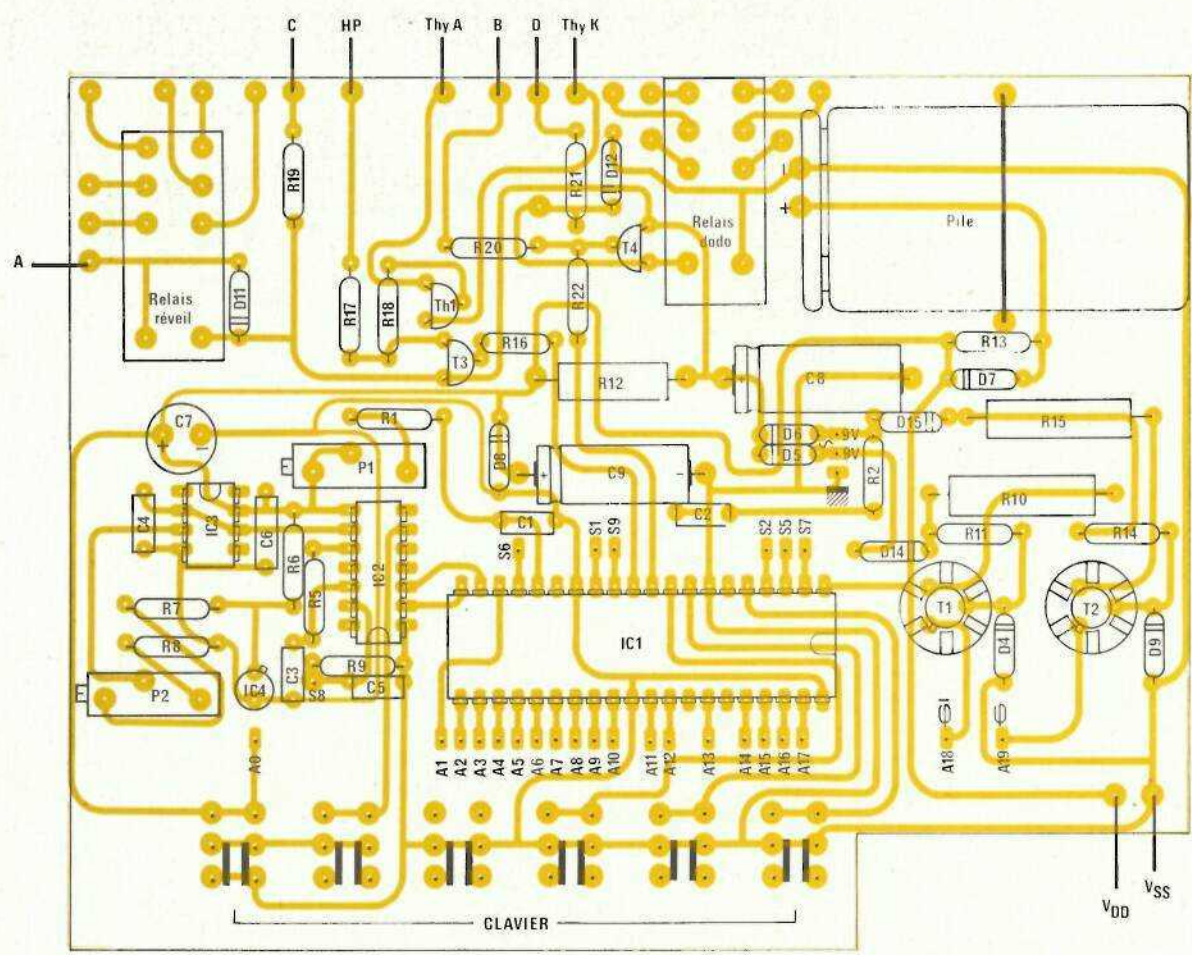


Figure 10

Le câblage des cartes imprimées

Les composants ont été rassemblés sur deux cartes imprimées montées perpendiculairement. Le circuit de base supporte tous les composants à l'exception de l'optoélectronique qui prend place sur la carte d'affichage installée parallèlement à la face avant.

Le circuit de base

Il est représenté aux figures 9 et 10 respectivement tracé et implantation.

C'est donc lui qui accueille la totalité des composants actifs et passifs. Il sera réalisé en epoxy 16/10 simple face, de préférence par la méthode photographique, ceci afin de respecter le plus possible le tracé proposé et d'éviter les erreurs de câblage. C'est pour réduire ce câblage au maximum que nous avons implanté tous les composants sur cette carte unique qui reçoit notamment un clavier à touches qui assurera la sélection du mode d'affichage. Nous avons choisi un clavier à touches de marque SCHADOW qui présente l'avantage d'être livré en kit ce qui permet à chacun de l'assembler à sa guise. Pour notre part, nous prendrons six cellules de 2 RT ; pour cinq d'entre elles (les cinq de droite sur le clavier), nous prévoyons une réglette qui rend ces touches interdépendantes. Celle de gauche reste câblée en interrupteur. Le circuit imprimé a été déterminé pour ce type de clavier. Il va de soi qu'il suffirait de modifier quelque peu l'entraxe pour l'adapter à tout autre modèle.

Avant de le souder sur le circuit imprimé, on amputera le clavier des broches de sorties dirigées vers le haut qui sont inutiles ici.

La carte affichage :

C'est un circuit imprimé double face dont les tracés sont fournis aux figures 11 et 12 et l'implantation figure 13. On soignera minutieusement la réalisation (là aussi, la méthode photographique est plus que chaudement conseillée). Il porte les afficheurs 18 mm, les deux LED vertes de la colonne, la LED rouge du témoin RÉVEIL et la LDR.

On commencera le câblage de cette carte par le câblage des straps joignant des postes des deux faces. Ces points sont constitués par des pastilles en vis-à-vis où aboutis-

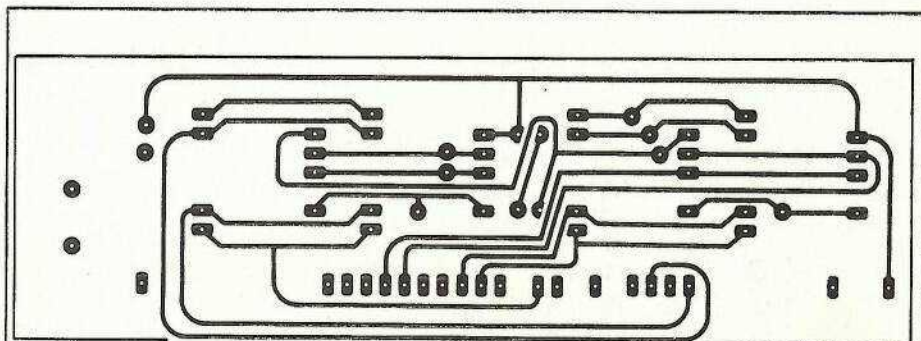


Figure 11 : côté cuivre.

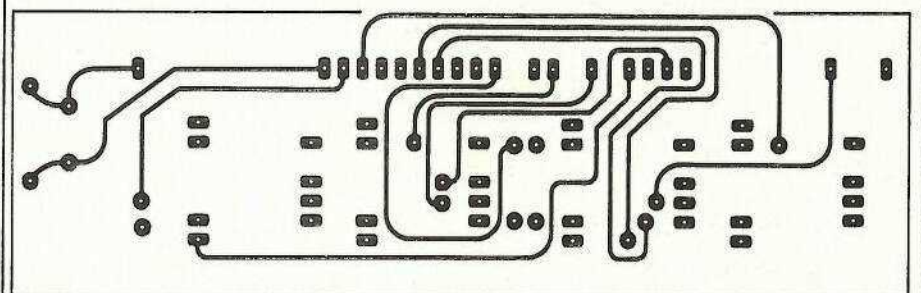


Figure 12 : côté composants.

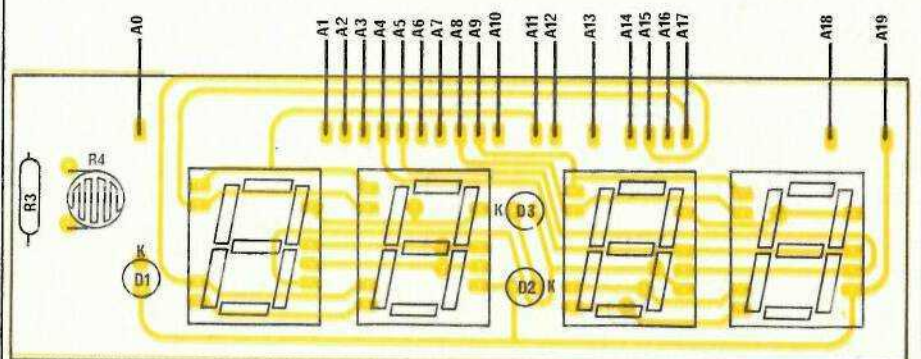


Figure 13 : implantation

sent une ou plusieurs pistes sur chaque face. Ils sont au nombre de huit. On utilisera à cet effet des queues de résistances.

Il faut ensuite amputer les quatre afficheurs des pattes non utilisées. Ne pas hésiter à les couper au ras du boîtier, ceci évitera des courts-circuits intempestifs. Souder ensuite les quatre afficheurs en veillant à leur orientation (point décimal) de telle sorte que la ligne des connexions allant vers le circuit de base soit en haut et les deux liaisons ϕ et $\bar{\phi}$ dans l'angle supérieur droit. Souder au verso du CI et vérifier sur le recto que les pattes sectionnées n'établissent pas de contact avec les pistes qui passent juste au-dessous.

Souder ensuite les deux LED vertes et la LED rouge en veillant à leur orientation et en les plaquant le plus possible contre la carte. Terminer en soudant la LDR et, en parallèle, sur celle-ci, R₃, du côté verso.

En ce qui concerne le montage de la LDR, soyez soigneux et ne faites pas comme l'auteur qui l'avait fêlée. Il s'ensuit que le courant qui la traverse est nul, donc celui traversant les afficheurs également et l'affichage reste éteint, ce qui peut être la source d'angoisses indescriptibles.

Vérification du câblage de la carte affichage et nous insistons : CE N'EST PAS UNE FORMALITÉ.

Si tout est correct, nous allons pouvoir passer à l'assemblage des deux cartes.

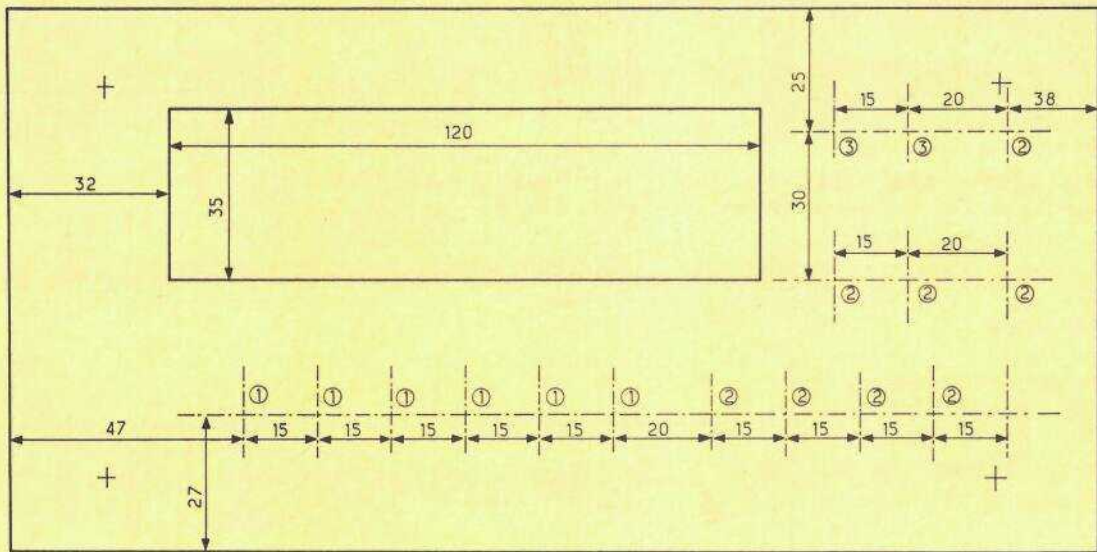


Figure 14

① 12,5 mm (selon diamètre des boutons) ② 6,5 mm ③ 8 mm

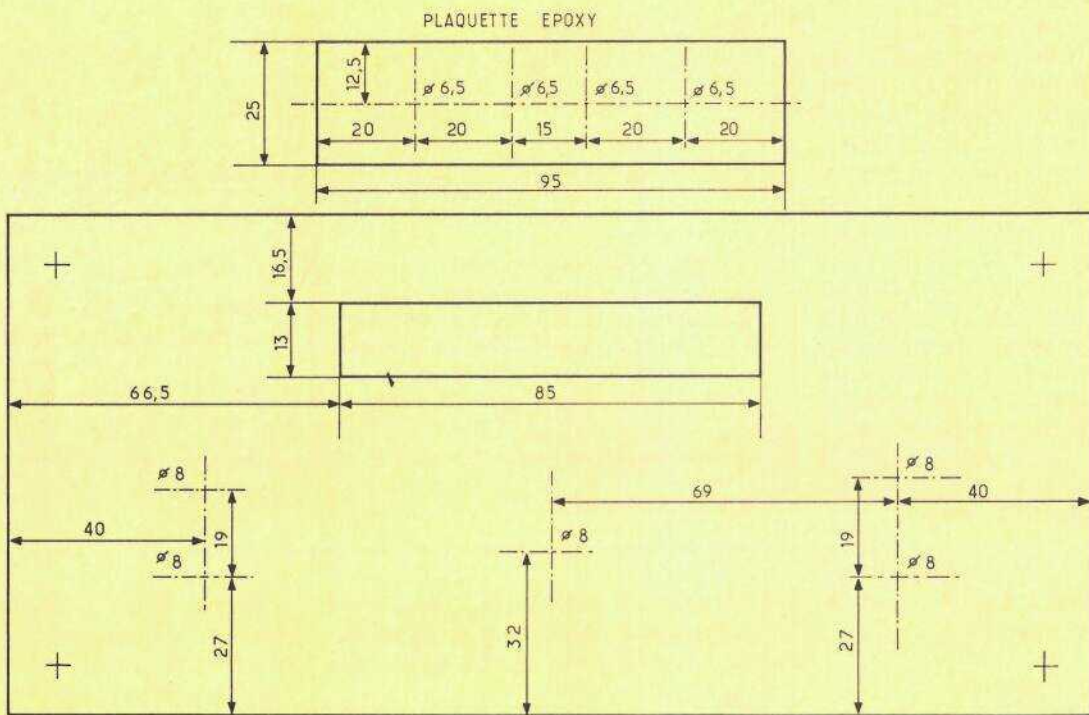


Figure 15

L'assemblage des deux cartes

Cette opération recouvre deux aspects, l'un mécanique, l'autre électrique.

L'assemblage mécanique ne pose aucun problème, il se réalise à l'aide de deux vis de 3 x 20 munies de rondelles qui fixent la carte affichage devant le clavier à touche en utilisant deux trous percés dans le bâti dudit clavier qui seront un peu

agrandies pour la circonstance. C'est tout.

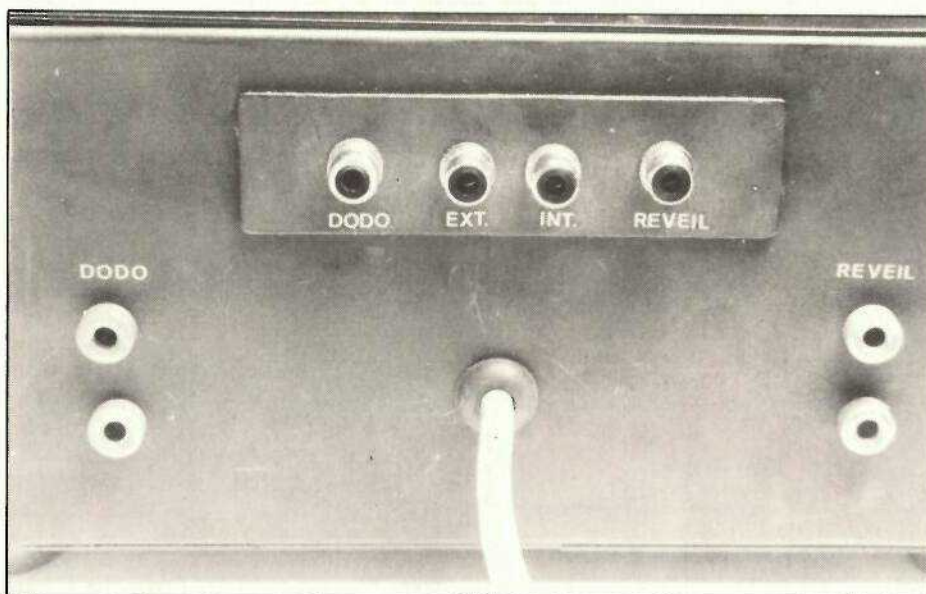
L'assemblage électrique, quant à lui, requiert 20 morceaux de fil souple d'une petite dizaine de centimètres qui relient les sorties des deux cartes. La pince à dénuder s'avère ici un outil fort pratique. En fin de parcours, on vérifie l'exactitude du câblage sinon gare aux affichages fantaisistes...

Préparation du coffret

Nous avons utilisé un coffret de la société ESM référencé ET 24/11. Son esthétique est plaisante et ses proportions adéquates.

La face avant

La figure 14 donne le plan de perçage de la face avant. On remar-



Vue des sorties « CINCH » montées sur de l'époxy peint en noir.

quera l'absence de vis apparentes...

Nous engageons le lecteur à suivre l'agencement proposé qui se révèle très pratique à l'usage. Bien entendu, le perçage des trous du clavier à touche est conditionné par le type de clavier employé, voire par le type de boutons.

Une fois la face avant percée, on collera sur le côté interne un morceau de plastique vert en face de la fenêtre d'affichage (Rhodoïd, intercalaire de classeur).

Les « légendes » pourront être écrites avec des symboles de transfert (Mecanorma, Alfac, Lettraset, etc.), le tout recouvert de quelques couches de vernis satiné qui protège la face avant et donne à l'ensemble un fini très soigné.

La face arrière

Elle est en tôle noire. Le plan de perçage est donné à la figure 15. Il faut noter un détail particulier : les quatre prises CINCH sont montées sur un morceau d'époxy débarrassé de son cuivre, lui-même collé sur la face arrière, en regard de la fenêtre. Ceci permet d'isoler totalement le boîtier de tout potentiel indésirable.

Le fond et le dessus

Le transformateur d'alimentation est fixé sur le fond du coffret, plaqué contre la paroi droite. Un petit tapis de mousse synthétique s'est avéré nécessaire entre le fond et le trans-

formateur pour amortir toutes les vibrations mécaniques indésirables de 50 Hz. La fixation du transformateur est assurée par deux vis de 4×20 mm.

La face supérieure du coffret est dotée d'orifices d'aération que nous allons mettre à profit pour coller le petit haut-parleur de 50 mm de diamètre afin que le son s'échappe plus librement.

Si tout est prêt, nous pouvons passer à l'étape suivante.

Câblage et mise en coffret

Câblage de la face avant

Il commence par la mise en place des interrupteurs à levier et des deux LED dans leur enjoliveur.

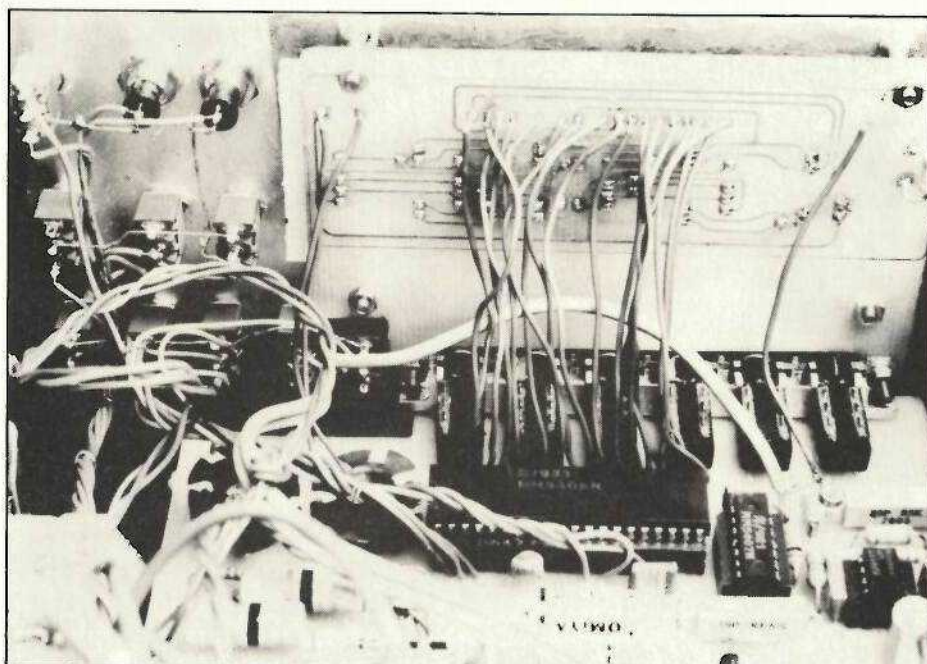
On préparera ensuite six fils de 40 cm et un fil de 60 m. On se reporte alors à la figure 16 pour réaliser le câblage interne de la face avant avec du fil rigide étamé ce qui donne un aspect plus propre. Les six fils de 40 cm sont reliés aux points notés A, B, C, D, Thy A, Thy K. Le fil de 60 cm est relié à VSS. Ces fils, une fois soudés, sont torsadés et maintenus ainsi de loin en loin des anneaux de fil de fer (queues de résistance). On laisse alors la torsade pour l'instant.

Les points notés VSS et VDD reçoivent des fils de 5 cm de longueur. Les fils soudés aux points 2, 3, 4, 12, 13 et 17 seront coupés à une quinzaine de centimètres.

Mise en place des cartes :

Nous en sommes restés à l'assemblage des deux cartes entre elles. Il est maintenant temps de les solidariser avec la face avant. Mais auparavant, l'auteur vous propose un petit artifice qui améliorera l'esthétique de votre HRT 5406.

Prenez une feuille de carton assez épaisse (2 mm) et découpez un rectangle de dimensions supérieures à celles de la fenêtre d'affichage. Eviduez quatre rectangles et quatre cercles correspondant aux afficheurs, aux LED et à la LDR. Une fois vos fenêtres ajustées, peignez la carte en noir (avec de l'encre de Chine) et installez-la de telle sorte que les composants optoélectroniques viennent s'encaster dans les fenêtres prévues à leur effet. Ce petit détail de réalisation augmentera le contraste de l'affichage et masquera



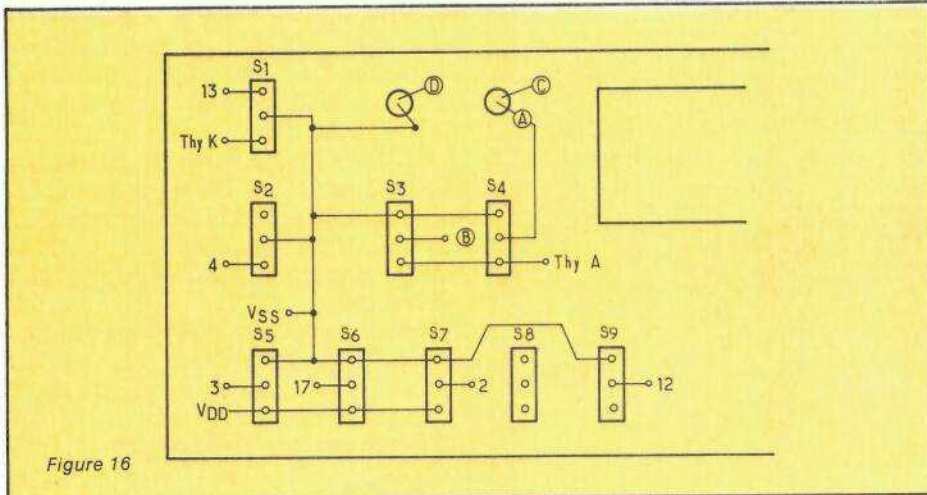


Figure 16

les pistes du circuit imprimé d'affichage. Les plus soigneux peindront également le corps des afficheurs pour ne plus laisser que les sept segments.

Passons ensuite à la fixation des cartes. Nous allons utiliser les quatre trous de la carte affichage et quatre vis de 3 mm à tête fraisée. Visser solidement la carte affichage entre deux écrous sur la vis de 3 à une distance telle de la tête de la vis que, une fois cette tête plaquée contre la face interne de la plaque avant, les afficheurs et les LED arrivent presque au contact du Rhodoïd. Visser ainsi les quatre vis. L'étape suivante est plus délicate.

Il va falloir coller les têtes des vis contre la face avant. Avant toute chose, repérer l'emplacement des vis sur l'aluminium. Faire une petite marque au poinçon. Avec du papier de verre fin, on frotte l'aluminium pour le nettoyer en profondeur, puis on fait de même avec les têtes des vis. De l'éther ou du trichloréthylène permettront de dégraisser les pièces. Pour le collage, nous conseillons de prendre une colle ultra-rapide type « Super-Glue » que l'on appliquera sur les vis. Assurer une pression forte pendant une minute et c'est pris. On peut renforcer la fixation en enrobant le tout d'Araldite.

Les cartes sont désormais fixées. On contrôle que les boutons du clavier sont bien en face des trous et coulissent librement. On passe alors au câblage définitif. Remarquons qu'il est possible à tout moment de démonter les cartes en dévissant les écrous.

Câblage final :

Souder d'abord les fils VSS et VDD aux deux sorties de la carte de base situées à proximité. Souder ensuite

dans l'ordre les fils 2, 3, 4, 12, 13 et 17 sur le circuit de base aux emplacements correspondants après les avoir coupés à la bonne longueur.

La torsade que nous avons préparée va maintenant être câblée. Elle passe le long du côté droit du circuit imprimé, tourne au coin de la pile et suit le grand côté. Repérer à l'ohmmètre les différents fils (tant mieux pour vous si vous avez utilisé sept fils de couleurs différentes) et l'endroit où chaque fil doit être soudé.

Commencez par souder le fil Thy K, puis D, B, Thy A, C et enfin A qui contourne le relais RÉVEIL. La sortie HP reçoit un fil d'une trentaine de centimètres. Juste à ce niveau, on fait sortir le long fil du VSS de la torsade venant de la face avant et on tortille ensemble ce fil et le fil HP en les maintenant avec des queues de résistances. Ces deux fils seront sou-

dés au haut-parleur collé à la face supérieure du coffret.

Relier avec du fil blindé les deux prises CINCH des sondes de température à l'inverseur interne/externe. Un autre fil blindé part du point central de l'inverseur et va à l'entrée du MM5407. Le VDD est récupéré sur le fil qui sort juste à côté et qui va à la LDR.

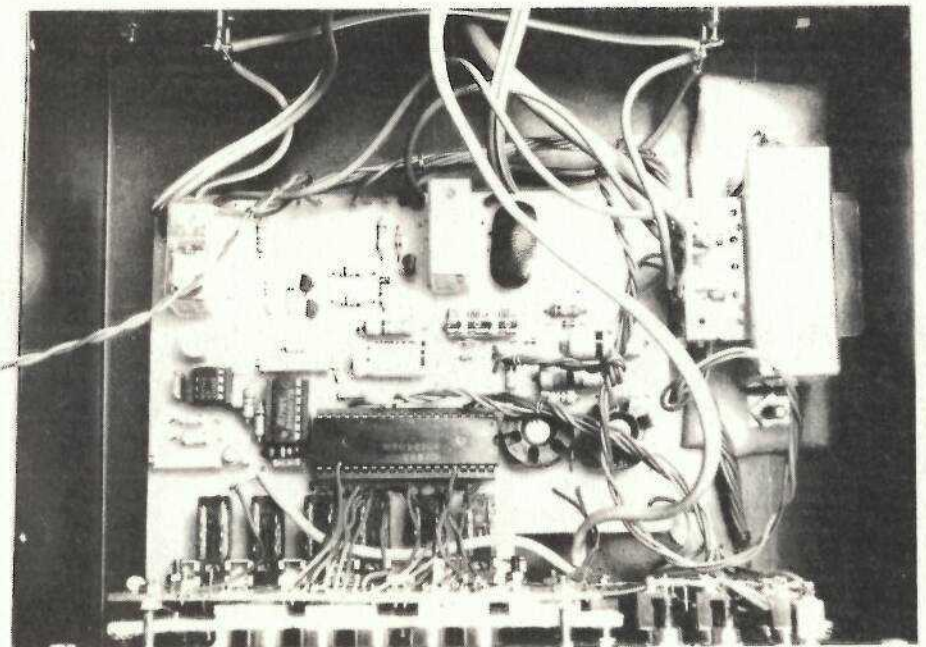
Câbler ensuite le secondaire du transformateur puis le primaire. Une remarque à ce niveau. Le transformateur est déjà fixé au fond du coffret mais la face avant (dont les circuits sont solidaires) n'est pas encore vissée au reste du ET 24/11. Il faut donc prévoir des fils assez longs pour le secondaire ainsi que pour la suite. Celle-ci consiste à relier le 220 V aux bananes à travers les relais à l'aide de scindex. Enfin, pour terminer, souder le fil reliant les CINCH extrêmes au deuxième contact RT de chaque relais.

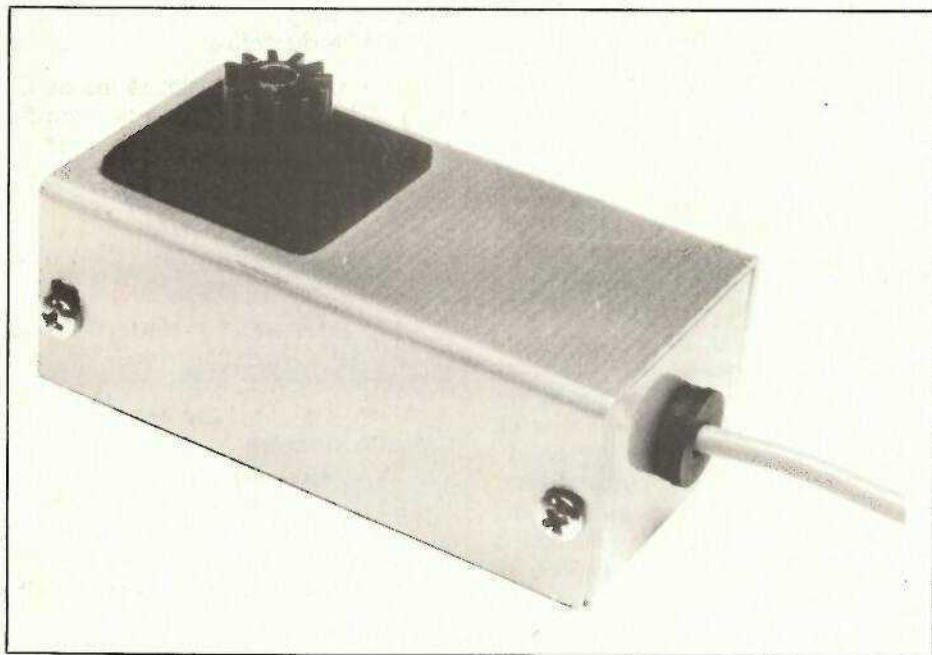
A ce stade, le câblage étant terminé, on peut visser la face avant (avec les poignées) sur le reste du coffret en prenant soin d'intercaler de la mousse isolante sous le circuit de base pour éviter les courts-circuits avec le fond du coffret.

Passons maintenant aux sondes...

Les sondes

L'élément actif est le LM 134-H encapsulé dans un boîtier métallique TO-46, la broche 3 étant électriquement connectée au boîtier. Il existe par ailleurs un boîtier plastique TO-92 pour la référence LM 134-Z ; pour





la sonde intérieure la version LM 334, moins chère, convient (plage de 0 °C à 70 °C). Nous avons doté nos deux sondes (identiques) d'un petit radiateur qui diminue la résistance thermique avec l'air ambiant.

Les sondes se composent d'un boîtier TEKO 1 A percé d'un trou pour le passe-fil et d'un autre pour le passage des fils du LM 134. Ce dernier est monté sur un carré d'époxy (28 x 28) comportant trois pastilles. L'époxy a été peint en noir avant d'être collé sur le boîtier avec de la colle au néoprène. Le LM 134 est fixé sur cette plaquette et les 3 fils sont soudés sur les pastilles situées en face interne les fils sont reliés ensuite au trimmer 10 tours et au blindé allant vers l'horloge.

La sonde de température extérieure a reçu en prime un petit boîtier en plexiglas qui la protège contre les intempéries et l'humidité (pluie, neige, blizzard...). On la placera néanmoins dans un endroit abrité.

Lorsque tout est terminé, on peut passer à l'ultime épreuve qui sanctionnera votre travail.

Mise au point

Si vous avez été soigneux, tout devrait bien se passer puisque le HRT 5406 doit fonctionner dès la mise sous tension. Vérifiez néanmoins une dernière fois votre câblage en vous référant aux plans de réalisation pratique et aux schémas de principe.

Pour l'instant, **NE METTEZ PAS ENCORE LES MM5406 et MM5407**

dans leur support. Branchez la prise secteur et munissez-vous d'un voltmètre (contrôleur). Vous devez trouver environ 12 V aux bornes de C₈ et 10 V aux bornes de C₉. Actionnez ensuite S₃ et S₄ pour vérifier leur fonctionnement et leur effet sur les sorties. Si vous avez installé le LM 741, vous pouvez mesurer en sortie (broche 6) une tension comprise entre 3,5 et 4 V selon la position de P₂.

Si tout est correct, débranchez, installez les MM 5406 et MM 5407 sur leur support et rebranchez.

Si l'affichage indique 0 : (position « HEURE ») et clignote au rythme de la colonne, c'est parfait.

Si l'affichage clignote mais que les zéros n'en sont pas, vérifiez votre câblage entre carte de base et carte affichage.

Si l'affichage reste éteint, trois possibilités :

— Le MOS ne marche pas, vérifiez la carte de base.

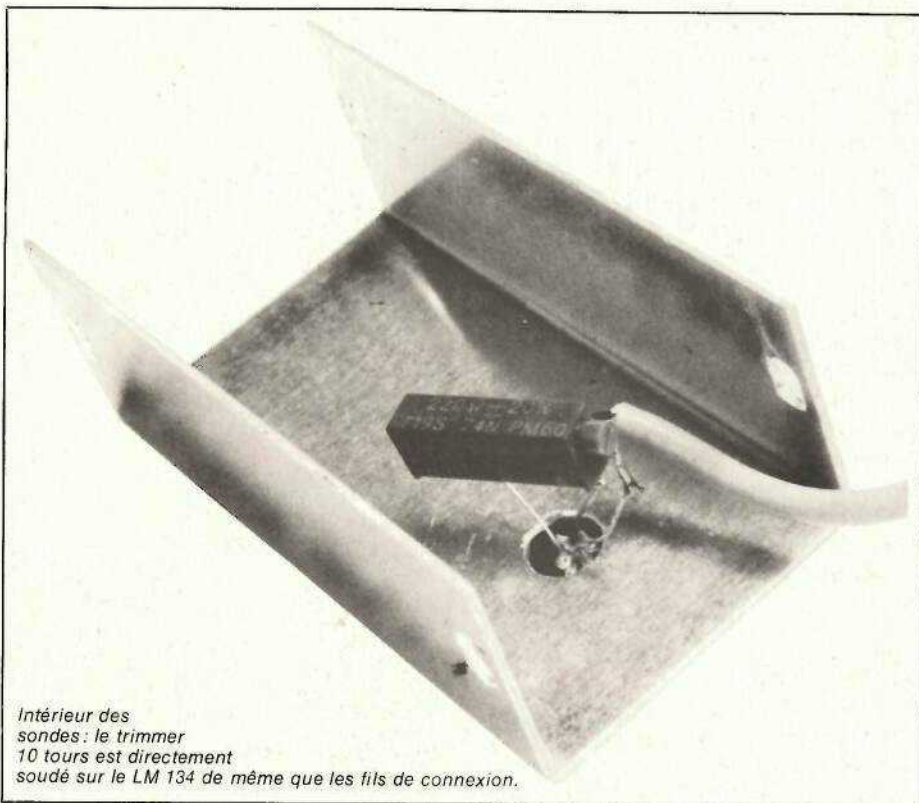
— Le contrôle de luminosité est défectueux : un court-circuit entre la broche 18 et le VDD doit provoquer un affichage à luminosité maximale.

— Les circuits φ et $\bar{\varphi}$ ne délivrent rien : vérifiez T₁ et T₂ Lorsque l'affichage marche, passez en A.M.H. (S₂) et manipulez S₅ et S₇ pour vérifier leur fonctionnement. Toute action sur S₅ et S₇ même en absence d'AMH entraîne l'arrêt du clignotement de l'affichage.

Passer en mode RÉVEIL puis en mode DODO pour vérifier les contrôles de mise à l'heure et les commandes des sorties. Toutes les fonctions du HRT 5406 doivent être opérationnelles dès cet instant. Vérifiez-les l'une après l'autre, ceci permettra de détecter vos erreurs de câblage.

Avant de refermer votre coffret et de mettre le HRT 5406 à sa place, quelques réglages sont à effectuer.

Tout d'abord, installez la pile de 9 V à sa place et assurez-vous qu'elle conserve bien l'heure. Ensuite ajustez si possible à l'aide d'un fréquencemètre, la fréquence de l'oscilla-



Intérieur des sondes : le trimmer 10 tours est directement soudé sur le LM 134 de même que les fils de connexion.

teur de secours par P₁. Mesurez le 10 kHz présent sur la broche 20. Une mesure sur 5 chiffres (10 secondes) vous assure une précision de 10⁻⁵ ce qui est déjà plus qu'honorable (moins d'une seconde par jour). Ce réglage influe sur la tonalité du RÉVEIL dont vous pourrez régler l'intensité en jouant sur la valeur de R₁₇.

Le dernier réglage requiert de préférence un voltmètre digital. Il consiste à régler P₂ pour lire sur la broche 9 du MM 5407 3,63 V ± 3 mV.

Ceci étant fait, vous pouvez fermer votre boîtier à l'aide des quatre vis qui tiennent le dessus.

Il ne reste plus qu'à étalonner les sondes de température. Une seule source suffit mais les sondes n'étant pas étanches, on ne peut utiliser de liquide. Le plus simple est de disposer d'un thermomètre de précision et de mesurer la température de l'air ambiant. On obtient ainsi une assez bonne précision. Jouer pour cela sur P₃ et P₄ en ayant soin de ne pas toucher trop au boîtier et de ne pas souffler sur les sondes. Ces réglages effectués, les boîtiers TEKO sont refermés et les sondes mises à leur emplacement définitif. Pour la sonde intérieure, éviter de la placer près d'une fenêtre

En guise de conclusion...

Nous avons réalisé le HRT 5406 pour en faire une horloge de chevet. Il n'a aucunement la prétention d'être qualifié d'« ordinateur domestique ». Mais grâce aux interfaces dont il est doté, il accroît le confort de celui qui l'a conçu. Le modèle de l'auteur est couplé à un gradateur temporisé automatique (L 120 B de SGS-ATES) grâce au deuxième contact R/T des relais RÉVEIL et DODO. La sortie DODO commande un Radio-Cassette et la sortie RÉVEIL une cafetière électrique à arrêt automatique et sonnerie en fin de cycle (autre de nos gadgets). Imaginez maintenant ce que va devenir votre lever...

Avant : TIC-TAC toute la nuit. Un vacarme métallique vous tire de votre septième sommeil. D'une main pesante, vous le faites taire; puis il faut vous lever, allumer brutalement la lumière, faire chauffer le café... Bref, le calvaire.

Avec le HRT 5406, le silence toute la nuit puis, à la minute exacte, une douce tonalité vous invite à reprendre vos activités. D'un doigt délicat,

vous accusez réception en l'éteignant. Si l'heure vous paraît trop matinale, vous saurez vous servir du SNOOZE pour prolonger votre sommeil de 9 minutes. A l'heure dite, le gradateur fait son office et allume progressivement votre lampe en 2 mn 30 : assez pour vous réhabituer au monde des vivants. Simultanément, votre cafetière se branche et une autre tonalité vous invite à tendre la main pour boire votre café chaud. Note : vous êtes toujours dans votre lit. Avant de vous lever, vous pouvez, toujours de votre lit, apprécier objectivement les conditions climatiques qui vous entourent.

Combien serez-vous de lecteurs assidus de RPEL à résister encore à ce confort suprême que constitue un réveil en douceur ?

Xavier MONTAGUTELLI

Nomenclature

Résistances 5 % 1/2 W (Sauf indication contraire)

R₁ : 33 kΩ
 R₂ : 100 kΩ
 R₃ : 470 kΩ
 R₄ : LDR.07
 R₅ : 1 MΩ
 R₆ : 510 Ω
 R₇ : 22 kΩ
 R₈ : 24 kΩ
 R₉ : 10 kΩ (1 % si possible)
 R₁₀ : 33 Ω 2 W
 R₁₁ : 220 Ω
 R₁₂ : 39 Ω 1 W
 R₁₃ : 100 kΩ
 R₁₄ : 220 Ω
 R₁₅ : 33 Ω 2 W
 R₁₆ : 10 kΩ
 R₁₇ : 220 Ω
 R₁₈ : 10 kΩ
 R₁₉ : 1,2 kΩ
 R₂₀ : 10 kΩ
 R₂₁ : 1,2 kΩ
 R₂₂ : 10 kΩ
 P₁ : 100 kΩ 10 tours
 P₂ : 5 kΩ 10 tours
 P₃, P₄ : 220 Ω 10 tours

Condensateurs

C₁ : 1,5 nF MKH 100 V
 C₂ : 470 pF céramique
 C₃ : 10 nF 100 V MKH
 C₄ : 1 nF 100 V MKH
 C₅ : 1 nF 100 V MKH
 C₆ : 0,1 μF 100 V MKH
 C₇ : 22 μF 16 V radial
 C₈ : 100 μF 25 V
 C₉ : 220 μF 16 V

Diodes et opto

A₁, A₂, A₃, A₄ : HA 1181 G (AC 18 mm Verts)
 D₁ : LED Rouge 5 mm
 D₂, D₃ : LED Vertes 5 mm
 D₄, D₉ : Zéner 3,9 V 400 W
 D₅, D₆, D₇ : 1N 4002
 D₈ : 1N 4740 (10 V, 1 W)
 D₁₉ : LED Rouge 5 mm
 D₁₁, D₁₂ : 1N 4002
 D₁₄, D₁₅ : 1N 4002
 D₁₃ : LED Verte 5 mm

Circuits intégrés

IC₁ : MM 5406 N (NS)
 IC₂ : MM 5407 N (NS)
 IC₃ : LM 741
 IC₄ : LM 329 CH (NS)
 IC₅, IC₆ : LM 134 H (NS).

Autres semi-conducteurs

T₁, T₂ : 2N 2219 (sur radiateurs)
 T₃, T₄ : 2N 2907
 Th 1 : BRX 45 ou 2 N 2323

Divers

- 1 Haut-parleur 8Ω Ø 50 mm
- 1 Transfo 220 V, 2 × 9 V, 8 VA
- 2 Relais OMRON 12 V/2RT
G - 2R - 212 P 12 DC
- 1 Support circuit intégré DIL 40
- 1 Support circuit intégré DIL 14
- 1 Support circuit intégré DIL 8
- 2 Radiateurs pour TO-5
- 2 Radiateurs pour TO-46
- 1 Clavier à touche type SHADOW :
- 5 Touches interdépendantes 2RT
- 1 Touche interrupteur 2RT
- 2 Interrupteurs à levier - 3 positions stables - 1 circuit
- 2 Interrupteurs à levier - 3 positions - 1 circuit - Les deux positions extrêmes étant fugitives
- 4 Inverseurs à levier - 2 positions stables - 1 circuit
- 1 Inverseur à levier - 2 positions dont une fugitive - 1 circuit
- 2 Clips de LED pour face avant.
- 1 Cordon et une prise secteur
- 4 Prises banane femelles châssis
- 4 Prises CINCH femelles châssis
- 2 Prises CINCH mâles
- 1 Coffret ESM ET 24/11 avec ses poignées
- 2 Coffrets TEKO 1/A
- 2 petits passe-fil
- 1 gros passe-fil
- Blindé simple
- Fil de câblage, soudure
- Visserie de 3 mm et de 4 mm.

Le transistor en petits signaux.

Paramètres hybrides

Conjointement à l'étude des caractéristiques d'un transistor (voir nos précédents numéros), nous avons examiné le problème de la polarisation. Celle-ci consiste à attribuer aux différentes grandeurs (tensions et courants) qui caractérisent le point de fonctionnement, des valeurs continues, autour desquelles le signal d'entrée provoquera des variations alternatives.

Lorsque les amplitudes alternatives restent faibles vis-à-vis des grandeurs continues, on dit que le transistor travaille en **petits signaux**. Il existe alors des relations linéaires entre les différents courants et tensions alternatifs. Ceci permet d'assimiler le transistor à un quadripôle linéaire, donc à le décrire par des équations linéaires: il devient alors facile de calculer les gains en tension, en courant et en puissance, ainsi que les résistances d'entrée et de sortie.

Assimilation du transistor à un quadripôle

On appelle **quadripôle** tout circuit qui possède deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie, comme à la figure 1. Les grandeurs qui le caractérisent, et auxquelles on donne traditionnellement les orientations précisées par cette même figure, sont alors:

- la tension d'entrée, v_1 ,
- le courant d'entrée, d'intensité i_1 ,
- la tension de sortie, v_2 ,
- le courant de sortie, d'intensité i_2 .

Rappelons, une fois encore, que l'emploi de lettres minuscules indique que v_1 , i_1 , v_2 et i_2 sont des variations alternatives autour de valeurs moyennes V_1 , I_1 , V_2 et I_2 . Nous ne tenons compte, désormais, que de cette composante alternative.

Bien que possédant seulement trois électrodes, le transistor peut s'assimiler à un quadripôle: il suffit de considérer, comme dans la figure 2, que l'une des électrodes est commune aux circuits d'entrée et de sortie (du moins vis-à-vis de l'alternatif). Dans le cas de la figure 2, où l'émetteur joue ce rôle, on dit qu'il s'agit du montage en **émetteur commun**: l'entrée s'effectue entre base et émetteur, tandis que la sortie est prise entre collecteur et émetteur.

On peut adopter deux autres montages du transistor. Dans la figure 3a, l'entrée s'effectue entre l'émetteur et la base, et la sortie entre le collecteur et la base: il s'agit du montage en **base commune**. Enfin, dans la figure 3b, le signal d'entrée s'applique entre base et collecteur,

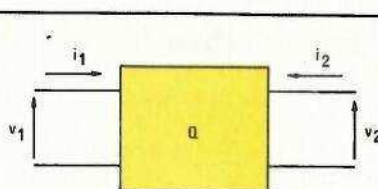


Figure 1

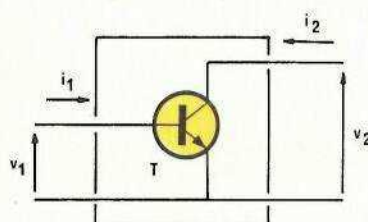


Figure 2

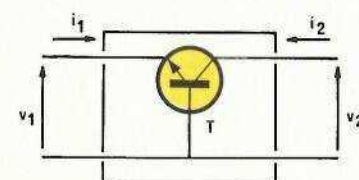


Figure 3a

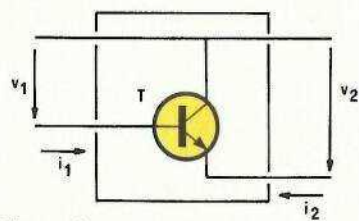


Figure 3b

tandis que le signal de sortie est pris entre l'émetteur et le collecteur: c'est le montage en **collecteur commun**.

Ces trois montages offrent des propriétés différentes, que nous examinerons ultérieurement. Tout ce qui va suivre concerne le cas de l'émetteur commun.

Équations et paramètres du quadripôle

Pour réunir les quatre grandeurs v_1 , i_1 , v_2 et i_2 , il faut deux équations linéaires. On peut évidemment prendre arbitrairement deux de ces grandeurs comme variables, et les deux autres comme fonctions. Ceci correspond à différentes formes des systèmes d'équations, dont nous allons donner trois exemples, qui conduiront à trois types de paramètres.

Les paramètres impédances

Convenons de choisir, pour fonctions, les tensions d'entrée v_1 et de sortie v_2 . Elles s'expriment, alors, linéairement par rapport aux variables i_1 et i_2 :

$$v_1 = Z_{11} i_1 + Z_{12} i_2$$

$$v_2 = Z_{21} i_1 + Z_{22} i_2$$

Interprétons physiquement la signification des coefficients Z_{ij} .

1. Supposons d'abord $i_2 = 0$

Ceci signifie que le courant de sortie est nul, donc que le quadripôle

(ou le transistor qu'il représente) fonctionne en sortie ouverte. On a alors:

$$z_{11} = \frac{v_1}{i_1} \text{ pour } i_2 = 0$$

Rapport d'une tension à une intensité, z_{11} est une impédance, et s'exprime en ohms: c'est l'impédance d'entrée à sortie ouverte.

Dans les mêmes conditions, on trouve:

$$z_{21} = \frac{v_2}{i_1} \text{ pour } i_2 = 0$$

z_{21} offre aussi les dimensions d'une impédance.

2. Prenons maintenant $i_1 = 0$

Ceci signifie que l'entrée est ouverte (impédance du générateur infinie). On montre alors aisément la signification des paramètres z_{12} et z_{22} , qui, eux aussi, apparaissent comme des impédances.

Nous n'insisterons pas sur les paramètres impédances, qui n'offrent guère d'intérêt pratique, et ne sont pas employés par les constructeurs.

Les paramètres admittances

Cette fois, on choisit comme variables les tensions v_1 et v_2 , tandis que les courants i_1 et i_2 deviennent les fonctions. Les deux équations qui décrivent le quadripôle deviennent:

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11} v_1 + y_{12} v_2 \\ i_2 &= y_{21} v_1 + y_{22} v_2 \end{aligned}$$

En raisonnant comme précédemment, c'est-à-dire en annulant successivement v_1 et v_2 , on montre facilement que les quatre paramètres y_{ij} sont de même nature, et offrent la dimension d'admittances.

Par exemple, si $v_2 = 0$ (sortie en court-circuit vis-à-vis de l'alternatif), on trouve:

$$y_{11} = \frac{i_1}{v_1} \text{ pour } v_2 = 0$$

y_{11} est donc l'admittance d'entrée, pour la sortie en court-circuit.

Les paramètres admittances se révèlent surtout utiles aux fréquences élevées, et nous n'insisterons pas maintenant sur leur emploi.

Les paramètres hybrides

Aux fréquences basses et moyennes (audiofréquences), il apparaît (nous préciserons pourquoi un peu plus loin) plus commode de mélanger

tensions et courants dans les variables et les fonctions. On prend alors, comme variables, i_1 et v_2 , tandis que les fonctions deviennent v_1 et i_2 . Dans ces conditions, les équations du quadripôle s'écrivent:

$$v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \quad (1)$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \quad (2)$$

Les quatre paramètres h_{ij} ne sont plus, comme dans les cas précédents, de même nature physique, ce qui justifie le qualificatif « hybrides ». Examinons la signification de chacun d'entre eux.

$$h_{11} = \frac{v_1}{i_1} \text{ pour } v_2 = 0,$$

est l'impédance d'entrée, pour la sortie en court-circuit (toujours vis-à-vis de l'alternatif).

$$h_{12} = \frac{v_1}{v_2} \text{ pour } i_1 = 0,$$

est un nombre sans dimension, et s'exprime donc sans unité. C'est le taux de réaction en tension de la sortie sur l'entrée, à entrée ouverte.

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \text{ pour } v_2 = 0,$$

est un rapport de courant: ce n'est autre que le gain en courant β de nos articles précédents.

$$h_{22} = \frac{i_2}{v_2} \text{ pour } i_1 = 0,$$

offre les dimensions d'une admittance, et s'exprime en Siemens. C'est l'admittance de sortie, à entrée ouverte.

Paramètres hybrides et réseaux de caractéristiques

Les paramètres hybrides, et c'est là un de leurs grands avantages, s'interprètent directement sur les réseaux de caractéristiques. Nous en avons d'ailleurs déjà traité, sans le dire expressément (faute d'avoir défini ces paramètres) dans un précédent article.

Reportons nous aux réseaux que rassemble la figure 4, et sur lesquels, pour des raisons de clarté, nous n'avons représenté qu'une caractéristique par quadrant. On y retrouve facilement (il suffit de relire le précédent article) la signification des quatre paramètres hybrides:

h_{11} est la pente de la caractéristique d'entrée I_B, V_{BE} , dans le quadrant 3, h_{12} est la pente de la caractéristique V_{BE}, V_{CE} , dans le quadrant 2,

h_{21} est la pente de la caractéristique I_C, I_B , dans le quadrant 4, h_{22} , enfin, est la pente de la caractéristique de sortie I_C, V_{CE} , dans le quadrant 1.

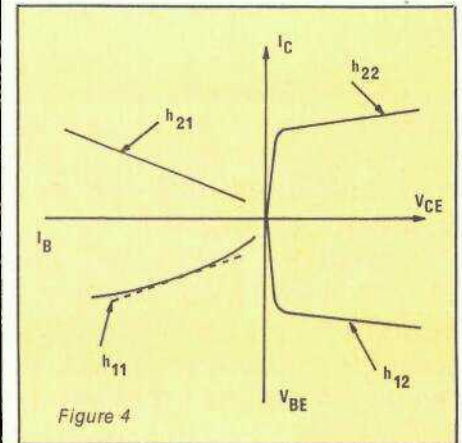


Figure 4

Schéma équivalent au transistor

L'équation (1) des paramètres hybrides montre que, vis-à-vis de l'entrée, le quadripôle représentant le transistor se comporte comme une force contre électromotrice $h_{12} v_2$, en série avec une impédance interne h_{11} .

De même, l'équation (2) montre que i_2 est la somme de deux courants: l'un, $h_{21} i_1$, qui proviendrait d'une source interne de courant; l'autre, $h_{22} v_2$, produit par la tension v_2 dans une admittance h_{22} branchée en parallèle sur le générateur précédent (dans une résistance $1/h_{22}$).

Finalement, on peut traduire ces deux équations en donnant, au quadripôle, la configuration de la figure 5, à deux générateurs, l'un de tension, et l'autre de courant. Ce schéma, qu'on ne doit évidemment considérer que comme une analogie, puisqu'il représente mathématiquement le transistor sans expliquer son comportement physique, en constitue le schéma équivalent. Il n'est utilisable, tel quel, qu'en basse fréquence, car il ne fait pas intervenir les capacités interélectrodes.

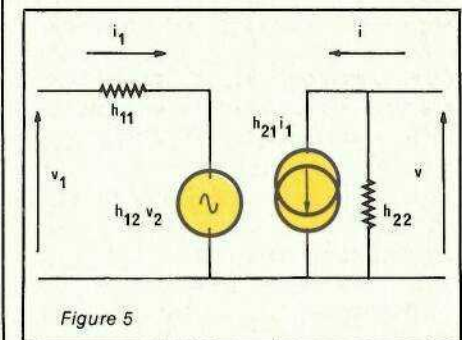


Figure 5

Le schéma de la figure 5 montre bien que les paramètres hybrides h_{ij} sont ceux qui rendent le mieux compte du comportement du transistor, en faisant apparaître :

- d'une part, la commande du courant de sortie par le courant d'entrée (terme $h_{21} i_1$),
- d'autre part, la réaction de la sortie sur l'entrée (terme $h_{12} v_2$).

Calcul du gain en courant G_i

Le problème que nous proposons maintenant de résoudre, est celui du calcul de différentes caractéristiques (gains en courant, en tension et en puissance, résistances d'entrée et de sortie) d'un étage à un transistor, connaissant ses conditions de travail, c'est-à-dire sa résistance de charge R_c , et la résistance interne R_g du générateur qui l'attaque. Nous nous limiterons, pour l'instant, au cas des audiofréquences, et au montage en émetteur commun (figure 6).

Les équations dont nous disposons sont, d'abord, celles du transistor lui-même, c'est-à-dire :

$$v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \quad (1)$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \quad (2)$$

Il s'y ajoute la condition imposée par la présence de la résistance de charge R_c , dans laquelle la composante alternative i_2 crée, avec les conventions de signes déjà précitées, une chute de tension :

$$v_2 = R_c i_2 \quad (3)$$

Pour calculer le gain en courant G_i , c'est-à-dire le rapport :

$$G_i = \frac{i_2}{i_1}$$

éliminons v_2 entre les équations (2) et (3) :

$$i_2 = h_{21} i_1 - h_{22} R_c i_2$$

d'où on tire :

$$G_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_c}$$

Calcul du gain en tension G_v

Dans l'équation (1), remplaçons v_2 par sa valeur donnée en (3), puis divisons (3) par (1). On obtient :

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{-R_c i_2}{h_{11} i_1 - h_{12} R_c i_2}$$

ou, en divisant par i_2 :

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{-R_c}{h_{11}/G_i - h_{12} R_c}$$

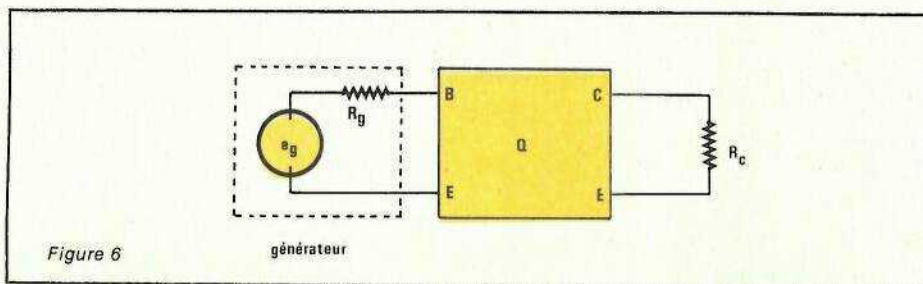


Figure 6

Finalement, si on remplace G_i par sa valeur déjà calculée, et si, pour simplifier l'écriture, on pose :

$$h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} = \Delta h$$

il vient :

$$G_v = - \frac{h_{21} R_c}{h_{11} + \Delta h \cdot R_c}$$

Le signe « moins » rappelle que le montage émetteur commun, pour lequel h_{21} est positif (c'est le gain en courant β) inverse la phase.

Calcul de la résistance d'entrée R_e

Par définition, c'est le rapport :

$$R_e = \frac{v_1}{i_1}$$

Comme, par la réaction interne au transistor, v_1 dépend de v_2 , donc de la résistance de charge R_c , on doit s'attendre à ce que R_e dépende aussi de R_c . C'est ce que confirme le calcul.

Dans l'équation (1), remplaçons v_2 par sa valeur donnée en (3), puis divisons les deux membres de l'équation par i_1 . On trouve alors :

$$R_e = h_{11} - h_{12} R_c G_i$$

si on remplace maintenant G_i par sa valeur, il vient finalement :

$$R_e = \frac{h_{11} + \Delta h R_c}{1 + h_{22} R_c}$$

Calcul de la résistance de sortie R_s

Supposons le transistor, donc le quadripôle, attaqué par un générateur de force électromotrice e_g , et de résistance interne R_g . La tension d'entrée v_1 est alors :

$$v_1 = e_g - R_g i_1 \quad (4)$$

Pour calculer R_s , il suffit de considérer e_g comme nulle. Égalons alors les valeurs de v_1 données par les équations (1) et (4) : on en déduit la valeur de i_1 , qu'on peut reporter dans (2), ce qui donne :

$$i_2 = \frac{-h_{12} h_{21} v_2}{R_g + h_{11}} + h_{22} v_2$$

En mettant v_2 en facteur, on calcule facilement le rapport v_2/i_2 , c'est-à-dire R_s :

$$R_s = \frac{R_g + h_{11}}{\Delta h + h_{22} R_g}$$

Calcul du gain en puissance G_p

Le gain en puissance est le rapport de la puissance de sortie P_s à la puissance d'entrée P_e , c'est-à-dire :

$$G_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{v_2}{v_1} \cdot \frac{i_2}{i_1}$$

C'est donc le produit des gains en tension et en courant, précédemment calculés.

Pour (presque) conclure

D'ordinaire, dans cette série d'initiation, nous nous efforçons de recourir davantage aux explications physiques, ou graphiques, qu'aux calculs mathématiques. Le lecteur nous pardonnera d'avoir, pour une fois, quelque peu dérogé à cette règle : la détermination des gains, comme celle des résistances d'entrée et de sortie, ne saurait s'effectuer sans le secours de quelques mathématiques, d'ailleurs très simples.

Dans un prochain article, nous viendrons à des considérations plus pratiques. Elles nous montreront que, généralement, et compte tenu des ordres de grandeur des différents paramètres, dont nous fourniront des exemples, les expressions établies se simplifient considérablement. On peut, alors, obtenir simplement, et vite, les expressions des gains ou des résistances.

Ce même article permettra d'étudier les variations de ces diverses grandeurs, en fonction des paramètres extérieurs au montage (résistances de charge et d'entrée). Cela nous conduira, notamment, à l'important problème des adaptations d'impédances.

Enfin, nous examinerons, mais sans que cela exige d'autres calculs, le cas des montages en base commune et en collecteur commun.

R. RATEAU