



**LE SECRET
 DES CODES BARRES**
 3791843023000 17600

GENERALITES

La reconnaissance des formes n'en étant encore qu'au stade du laboratoire, de nombreux chercheurs se sont penchés sur le problème de la reconnaissance optique fiable de références ou codes numériques, et c'est ainsi que sont nés les codes barres. En effet, alors qu'il faut de très gros moyens informatiques pour reconnaître l'écriture, même si celle-ci est dactylographiée, il suffit d'une poignée de composants pour lire de façon fiable la succession de traits noirs et blanc qui matérialisent ce code.

Quel que soit l'aspect physique du lecteur (stylo ou lecteur laser à réflexion comme sur les caisses de supermarchés) le principe de lecture est toujours le même et est schématisé figure 1. Une source lumineuse (LED dans un stylo ou source laser dans les lecteurs de caisses) éclaire la zone où se trouve le code. Un phototransistor reçoit ce signal lumineux, après réflexion sur la zone de code et génère donc un signal électrique modulé selon la succession de zones noires et blanches. Une petite circuiterie de remise en forme permet de s'affranchir des variations de teinte et d'angle d'incidence du faisceau lumineux tandis qu'une circuiterie de restitution d'horloge permet de générer des signaux fiables même si la vitesse de passage du code devant le phototransistor varie dans de larges limites. Ces fonctions

Même s'il ne vous arrive que rarement de pousser le caddie au supermarché du coin, vous savez certainement que tous les biens de consommation sont revêtus depuis déjà quelque temps de codes à barres ou codes barres ; codes qui, de plus en plus fréquemment, sont lus par un crayon optique ou, mieux, par un lecteur laser, au niveau des caisses du supermarché, afin d'établir le ticket de paiement avec un minimum de risque d'erreur.

Si vous ne fréquentez vraiment pas les temples de la consommation que sont les Leclerc et autres Euromarchés, examinez l'angle inférieur gauche de la couverture de votre Haut-Parleur favori et vous y découvrirez l'objet de notre propos d'aujourd'hui.

sont d'ailleurs très souvent assurées par un seul et même circuit intégré dont un des principaux fabricants est la société américaine Hewlett-Packard, spécialisée en opto-électronique depuis de nombreuses années.

Que représentent ces codes barres ? Tout simplement une suite de chiffres dont la signification varie bien évidemment selon le rôle de ces derniers, mais qui, dans le cas que nous évoquons depuis le début de cet article, est la suivante : code du pays de production, code du type de produit (conserves alimentaires, pièces mécaniques, etc.), code du fabricant et enfin code du produit. Aucune information de prix n'est incluse dans le code, celui-ci étant déterminé,

dans le cas des grands magasins, par l'ordinateur central des caisses après analyse des informations précédentes.

LE CODE EAN

Bien que nous ne soyons pas encore dans l'Europe de 1992, un certain nombre de règles ont été définies afin que les exportations et importations se fassent sans problème et, dans le domaine de la consommation courante, ont conduit à l'élaboration du code EAN ou European Article Numbering (même si vous n'êtes pas anglophone, vous avez compris !). Bien sûr, ce code n'est pas unique et, pour des usages internes à certains

corps de métiers ou entreprises, son respect n'a rien d'impératif puisque trois ou quatre autres codes « normalisés » existent.

Le code EAN étant le plus répandu, c'est celui que nous avons décidé de vous présenter dans les lignes qui suivent, car vous avez été nombreux à nous demander des précisions à son sujet.

Contrairement à ce que l'on pourrait croire, ce code représente les chiffres de façon relativement complexe mais, en contrepartie, il est remarquablement compact, puisque dans l'encombrement d'une zone de code barre standard, on peut loger 13 chiffres.

Ces 13 chiffres sont représentés par 12 groupes de 7 barres blanches ou noires d'égale largeur ; le treizième chiffre étant codé par la façon dont sont représentés les 6 premiers chiffres (nous allons y revenir). Les 12 chiffres « directement » représentés sont groupés en deux blocs de 6 précédés et suivis par un code de séparation, constitué par deux barres noires séparées par une barre blanche. Entre les deux blocs de six chiffres se trouve également un séparateur qui est identique aux séparateurs de début et de fin, mais qui se trouve précédé et suivi par une barre blanche. Il est donc composé d'une barre blanche, puis noire, puis blanche, puis noire puis à nouveau blanche.

Les chiffres eux-mêmes sont codés au moyen de trois jeux de codes différents, A, B et C

I N I T I A T I O N

CODES BARRES

que vous trouverez représentés aussi fidèlement que possible, figure 2. Les 6 chiffres du deuxième bloc sont codés uniquement en utilisant les codes du jeu C et ne présentent donc aucune difficulté de décodage.

Les 6 chiffres du premier bloc sont codés au moyen des jeux de codes A et B, selon les indications du tableau de la figure 3. La façon dont sont répartis les chiffres entre les jeux de codes A et B permet de définir le treizième chiffre que nous évoquions tout à l'heure, suivant en cela les indications du tableau de la figure 3. Ce n'est pas vraiment compliqué, mais tout de même...

Puisque vous avez assimilé tout ce qui précède sans difficulté, nous pouvons vous asséner la dernière règle : le 13^e et dernier chiffre du code est en fait une « checksum » ou somme de contrôle (que tous les informaticiens connaissent bien, au moins de nom). Cette « checksum » est calculée au moyen de la formule suivante :

$$S = (10 - ((3 \times (C2 + C4 + C6 + C8) + C10 + C12) + C1 + C3 + C5 + C7 + C9 + C11) \text{ MODULO } 10)) \text{ MODULO } 10$$

Dans cette expression, C1 est évidemment le premier chiffre, C2 le deuxième, et ainsi de suite. Quant à la fonction arithmétique MODULO, ce n'est autre que l'opération

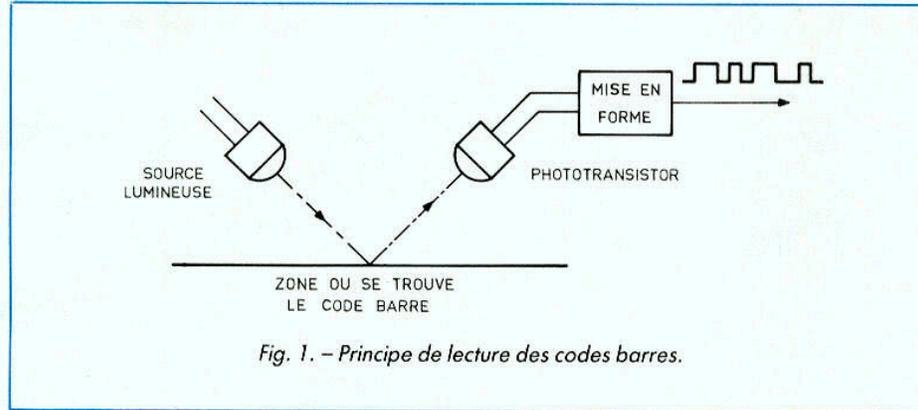


Fig. 1. - Principe de lecture des codes barres.

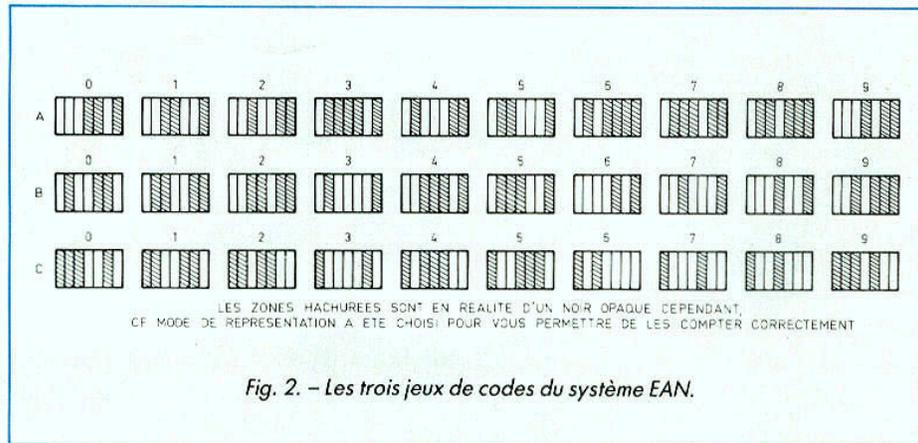


Fig. 2. - Les trois jeux de codes du système EAN.

consistant à prendre le reste de la division entière par le nombre précisé qui est 10 dans ce cas. Ainsi, 12 MODULO 10 est égal à 2 puisque 12 divisé par 10 donne 1, avec comme reste : 2.

Pour voir si vous avez bien compris « le truc », il ne vous reste plus qu'à prendre la première partie de la zone de codes barres de la couverture du *Haut-Parleur* (la deuxième partie n'étant pas en EAN) et

de vérifier que vous trouvez bien les chiffres marqués en dessous. Attention tout de même, la détermination du nombre de barres accolées est assez difficile sans une bonne loupe car notre œil n'est pas un instrument aussi précis que le plus mauvais des crayons optiques.



Jeux DE CODES	13 ^e CHIFFRE
AAAAAA	0
AABABB	1
AABBAB	2
AABBBAA	3
ABAABB	4
ABBAAAB	5
ABBBAAA	6
ABABAB	7
ABABBA	8
ABBABA	9

Fig. 3 - Le tableau de codage du 13^e chiffre.

CONCLUSION

Même si cela n'a pas une incidence directe sur votre vie de tous les jours, vous savez désormais ce que signifient ces fameux codes barres et comment ils représentent les chiffres. Ce n'est cependant pas une raison pour vous armer d'un feutre et pour les modifier au supermarché du coin afin de payer le foie gras au prix d'un vulgaire pâté !

C. TAVERNIER

EXPERIMENTATION ET EVOLUTION DES CIRCUITS FONDAMENTAUX

LE DECODEUR 567

Conçu pour la détection de tonalité, c'est-à-dire la reconnaissance d'une fréquence particulière parmi d'autres, le décodeur 567 se prête à de multiples usages dans le domaine de la télécommande. On le rencontre surtout dans les circuits téléphoniques, mais bien d'autres véhicules peuvent être exploités : radio, infrarouges, etc.

Après une courte analyse de la configuration du circuit, et de son fonctionnement, notre étude précise ses modalités d'emploi et propose des exemples pratiques d'utilisation. Nos lecteurs, naturellement, pourront les adapter à leurs projets personnels.

FONCTIONNEMENT DU 567

Une précision pour commencer : nous abrégons la terminologie sous-entendant systématiquement les préfixes d'identification de chaque constructeur : LM chez National Semiconductor, NE chez RTC/Signetics, etc. Fondamentalement, le décodeur 567 est une boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop, ou PLL), comme le montre le synoptique de la

figure 1, où le cadre en pointillés délimite le contenu du circuit proprement dit, entouré de ses composants essentiels d'emploi. On y trouve donc un comparateur de phase, un filtre passe-bas, un amplificateur d'erreur (A_1), le tout rebouclé par l'oscillateur commandé en tension (VCO, ou Voltage Control Oscillator).

La différence par rapport à une boucle à verrouillage de phase traditionnelle découle de l'adjonction d'un deuxième détecteur de phase, fournissant une rotation de $\pi/2$ (détecteur en quadrature). Ceci explique le fonctionnement du circuit.

Lorsque le signal d'entrée v_e - dont nous préciserons plus loin les caractéristiques nécessaires - entre dans la plage de capture de la PLL, donc s'approche de la fréquence libre d'oscillation du VCO, ce dernier poursuit la fréquence d'entrée, comme dans toute boucle de ce type. Sur les sorties 5 (crêteaux) ou 6 (rampes exponentielles) de l'oscillateur, on dispose alors d'une fréquence f_s égale à la fréquence d'entrée f_e . Mais ici intervient le détecteur de phase en quadrature. Sa sortie, filtrée par le condensateur C_3 , et appliquée à l'amplificateur A_2 travaillant en comparateur (il reçoit aussi la tension de référence V_{ref}), commande la mise en conduction du transistor T à collecteur ouvert. La tension à la sortie 8, qui égaie celle de l'alimentation +E, s'annule presque.

Finalement, le 567 peut être assimilé à un relais commandé en fréquence : sa sortie bascule de l'état logique « 1 » à

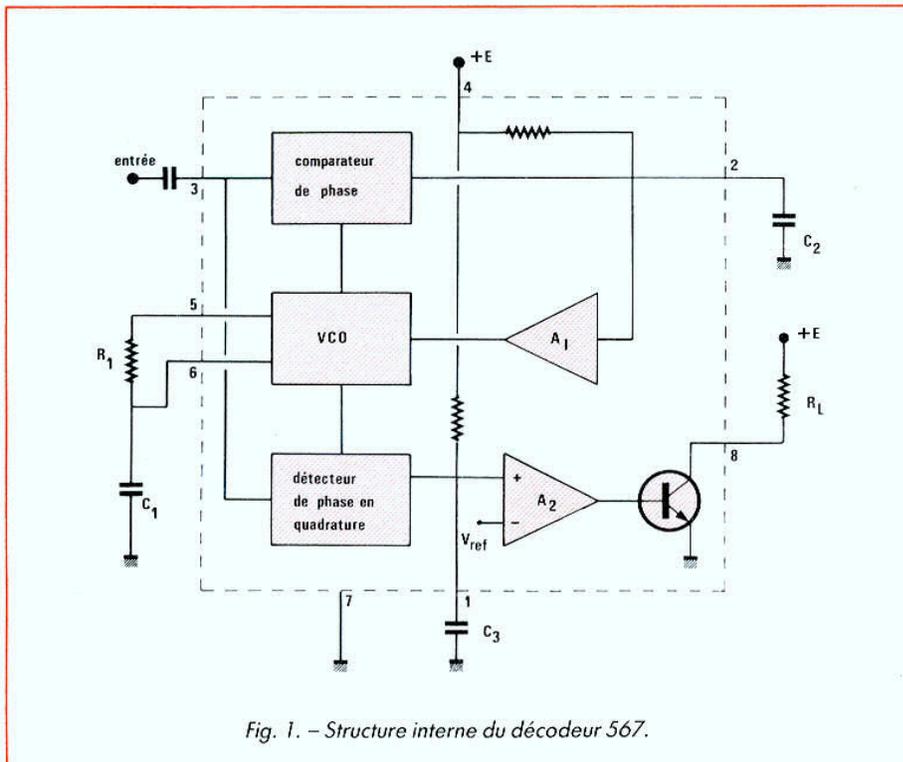


Fig. 1. - Structure interne du décodeur 567.

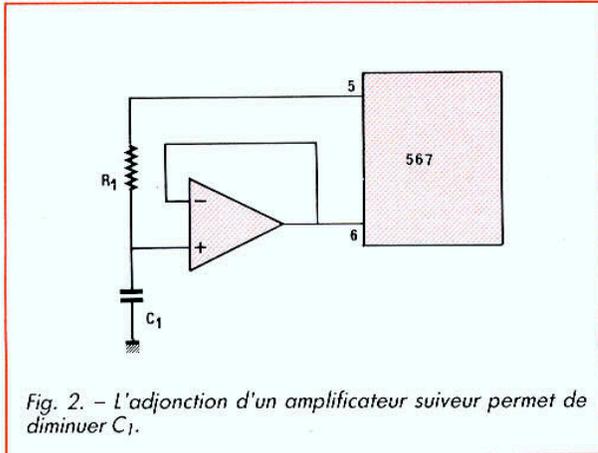


Fig. 2. - L'adjonction d'un amplificateur suiveur permet de diminuer C_1 .

l'état « 0 », sitôt (avec, tout de même, un délai que nous précisons) que la fréquence d'entrée pénètre dans une plage encadrant la fréquence d'oscillation libre. Le problème se ramène, maintenant, à celui du choix des composants externes, qui déterminent essentiellement trois paramètres : la fréquence d'accord f_0 , la bande passante ou plage de capture autour de f_0 , et le délai d'acquisition. C'est ce que nous précisons dans les lignes qui suivent.

CHOIX DE LA FREQUENCE D'ACCORD

Il s'agit, nous l'avons vu, de la fréquence des oscillations libres du VCO. Deux composants la déterminent (fig. 1) : la résistance de temporisation R_1 , et le condensateur associé C_1 . En fonction de ces deux éléments, et avec une incertitude de $\pm 10\%$, due notamment aux tolérances de fabrication du circuit, f_0 est fournie par la relation :

$$f_0 = \frac{1,1}{R_1 C_1}$$

Elle peut être choisie de 0,01 Hz à 500 kHz, donc dans une gamme extrêmement étendue.

En pratique, tous les couples $R_1 C_1$ ne sont pas autorisés.

L'optimisation du fonctionnement, et notamment les impératifs de stabilité en température, conduisent à imposer des frontières à la valeur de R_1 . On prendra, ainsi :

$$2 \text{ k}\Omega \leq R_1 \leq 20 \text{ k}\Omega$$

Pour les fréquences les plus basses, il en résulte l'obligation de recourir à de très fortes capacités C_1 , ce qui ne va

pas sans problèmes d'ordre financier et technique (courants de fuite). On peut contourner la difficulté à l'aide du montage de la figure 2, où l'amplificateur opérationnel externe, monté en suiveur de tension, augmente l'impédance d'entrée sur la borne 6 : on peut alors augmenter sensiblement R_1 , et réduire corrélativement la capacité de C_1 .

CHOIX DE LA BANDE PASSANTE

Celle-ci s'exprime en pourcentage de la fréquence f_0 . Elle peut être très étroite (environ 1 % de f_0), mais aussi s'élargir à 14 % (valeur maximale typique) de la fréquence d'accord. C'est essentiellement le filtre passe-bas de la branche directe de la boucle qui détermine cette caractéristique. L'utilisateur y accède à

travers le choix de la capacité C_2 ou, plus exactement, du couple C_2, f_0 . Cependant, au-dessous d'une certaine amplitude du signal d'entrée v_e , la bande passante BP dépend aussi de v_e . Elle est alors donnée par la relation :

$$BP = 1,070 \sqrt{\frac{v_e}{f_0 C_2}}$$

où v_e s'exprime en volts efficaces, f_0 en hertz, et C_2 en microfarads.

Au-delà de la valeur charnière ($v_e = 200$ mV efficaces), la bande passante cesse de dépendre de l'amplitude d'entrée. C'est ce que précise, d'ailleurs, la famille des courbes de la figure 3. A chaque courbe du diagramme correspond une valeur du produit $f_0 C_2$ (Hz . μ F). Pour une bande passante désirée (axe des abscisses), on trouve, en ordonnées, la valeur efficace (signal sinusoïdal) de la tension d'entrée. Au-delà de 200 mV, il apparaît bien que BP ne dépend plus de v_e .

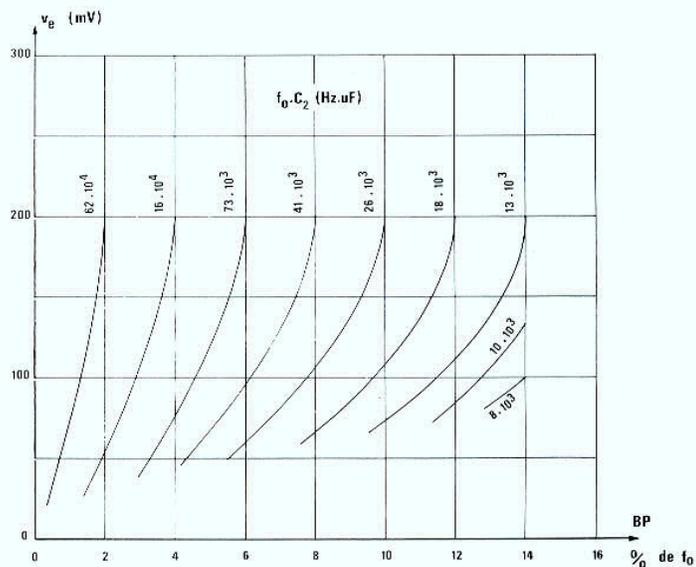


Fig. 3. - Variations de la bande passante avec $f_0 C_2$.

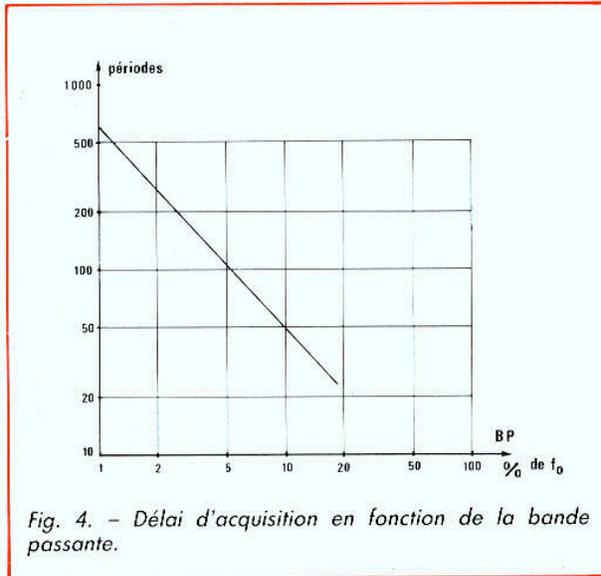


Fig. 4. - Délai d'acquisition en fonction de la bande passante.

DELAI D'ACQUISITION OU DE VERROUILLAGE

Il s'agit là d'une donnée inhérente à toute boucle à verrouillage de phase. Elle est directement liée à la fréquence de coupure du filtre passe-bas de la branche directe, donc au choix de C₂. Celui-ci conditionne le nombre minimal de périodes du signal d'entrée, à partir duquel le VCO se verrouille. Le graphique de la figure 4 précise ce nombre, en fonction de la largeur de bande exprimée en pourcentage de f₀.

Il n'est pas inutile d'indiquer numériquement quelques ordres de grandeur. Supposons une application dans le domaine des fréquences « audio », aux alentours de 1 000 Hz (c'est le domaine d'exploitation en téléphonie, pour les appareils à couples de fréquences vocales). Une bande passante relative de 5 % constitue alors l'optimum. La figure 4 montre qu'elle conduit à un délai d'acquisition de 100 périodes soit, ici, 100 ms.

Lorsqu'on cherche la réponse la plus rapide possible, il

convient d'attribuer à C₂ sa capacité minimale. On peut ainsi atteindre un délai d'acquisition de 10 périodes qui, dans le domaine des transmissions de données (modems par exemple), correspondrait à une vitesse de f₀/10 bauds. Dans cette hypothèse, on choisira :

$$C_2 = \frac{130}{f_0} \mu\text{F}$$

où f₀ s'exprime toujours en hertz.

ROLE ET CHOIX DU CONDENSATEUR C₃

En sortie du détecteur de phase en quadrature (broche 1 du 567), on trouve, en raison même de la nature des signaux, une forte proportion d'harmonique 2 du signal d'entrée. Cette composante doit être filtrée, et c'est là une des fonctions du condensateur C₃. Celui-ci, de surcroît, élimine la composante de bruit éventuellement superposée au signal utile, ainsi que les fréquences voisines de f₀, toutes susceptibles d'induire des déclenchements intempestifs.

Plus ces parasites prennent d'importance, et plus on doit augmenter la capacité de C₃. Mais la relation, en fait, est trop complexe pour s'exprimer ou s'appliquer commodément, et on s'en tiendra à un choix empirique. Pour la majorité des applications, les constructeurs conseillent la valeur :

$$C_3 = 2 C_2$$

Notons, toutefois, que C₃ se charge et se décharge à travers une résistance interne au

circuit. Une capacité trop importante entraîne des retards - parfois gênants - des basculements du transistor de sortie, de l'état bloqué vers l'état passant aussi bien qu'en sens inverse.

RESUME DES CARACTERISTIQUES DU 567

Nous ne sélectionnons, ici, que les données directement essentielles pour l'utilisation pratique :

- tension d'alimentation : de 4,75 V (compatibilité TTL) à 9 V (maximum absolu de 10 V, à ne jamais dépasser) ;
- courant consommé (hors celui de la charge R_L sur la broche 8) : environ 7 mA ;
- intensité maximale dans le transistor de sortie : 100 mA (ne pas dépasser 300 mW pour la puissance totale dissipée dans le circuit) ;
- fréquence d'accord f₀ : de 0,01 Hz à 500 kHz ;
- bande passante maximale : 14 % de f₀ ;
- impédance d'entrée (borne 3) : 20 kΩ ;
- plus petite tension d'entrée détectable : 20 mV efficaces (signaux sinusoïdaux) ;
- tension de saturation du transistor de sortie : 0,2 V

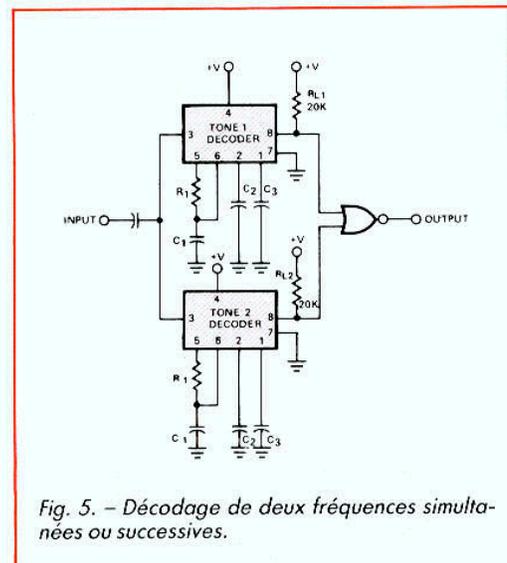


Fig. 5. - Décodage de deux fréquences simultanées ou successives.

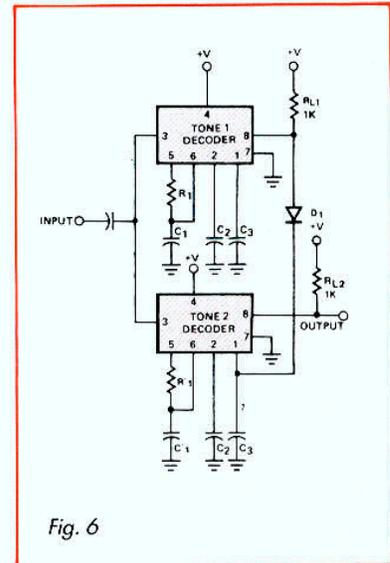


Fig. 6

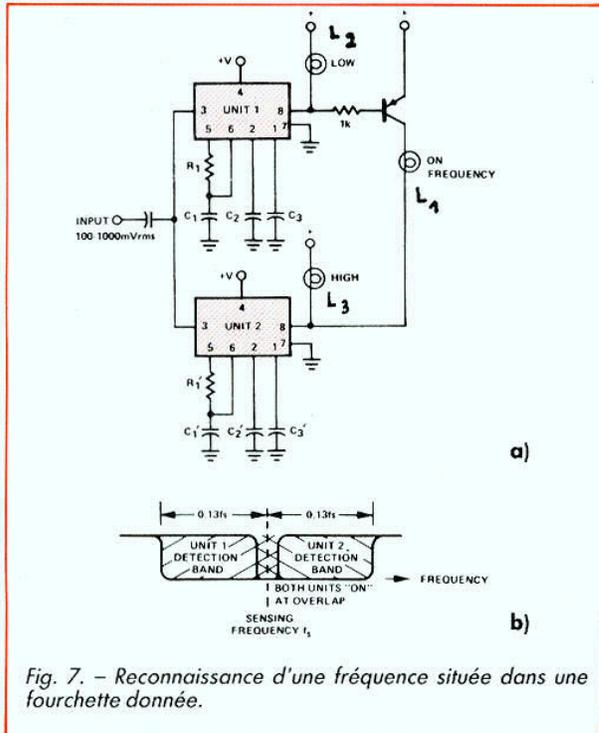


Fig. 7. - Reconnaissance d'une fréquence située dans une fourchette donnée.

pour 30 mA, et 0,6 V pour 100 mA ;

● durée des transitions en sortie : 150 ns à la montée (blocage du transistor) et 30 ns à la descente (saturation).

Il nous reste, pour terminer, à commenter quelques-unes des applications les plus intéressantes.

DECODAGE DE DEUX FREQUENCES SIMULTANES OU SUCCESSIVES

Nous ne reviendrons pas sur la détection d'une fréquence unique : c'est l'application directe du 567, et nous venons de la traiter.

Le schéma de la figure 5, qui met en jeu deux décodeurs, s'applique à la reconnaissance de deux fréquences, respectivement déterminées par les couples R_1C_1 (premier circuit) et $R'_1C'_1$ (deuxième circuit). L'application simultanée

de ces deux fréquences, sur l'entrée commune, donne un signal en sortie de la porte NOR.

Le même montage peut servir à la détection de deux fréquences appliquées l'une après l'autre sur l'entrée, dans l'ordre f_0 (accord du premier décodeur), puis f'_0 (accord du deuxième). Il faut alors choisir une forte capacité C_3 pour le premier 567, afin que sa sortie reste suffisamment longtemps à l'état bas, après disparition de la fréquence f_0 , et que les passages des deux entrées, de la porte NOR au zéro logique, se recouvrent dans le temps. Remarquons alors que si C_3 est suffisamment faible, la séquence inverse (f'_0 puis f_0) n'est pas reconnue.

Dans le cas où l'emploi d'une porte NOR constituerait une contrainte gênante, le schéma de la figure 6 propose une alternative. On y prélève la sortie directement sur le deuxième décodeur. Mais celui-ci est polarisé à partir du premier, à travers la diode D :

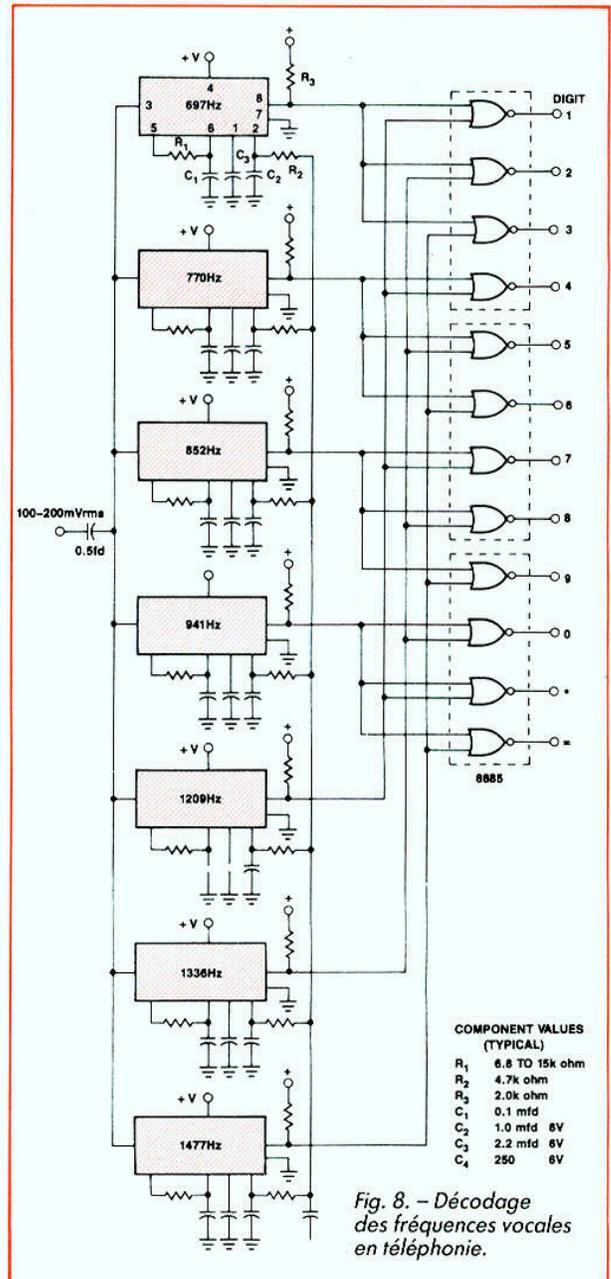


Fig. 8. - Décodage des fréquences vocales en téléphonie.

il ne peut détecter la fréquence f'_0 qu'après application préalable de f_0 .

UN DISPOSITIF GO-NO-GO

Le montage de la figure 7,(a) permet de déterminer si une fréquence f , appliquée à l'en-

trée commune aux deux décodeurs, se situe soit à l'intérieur d'une fourchette prédéterminée, soit au-dessous de sa borne inférieure, soit, enfin, au-dessus de sa borne supérieure. Ces trois états sont respectivement signalés par l'allumage des lampes L_1 , L_2 ou L_3 , qu'on pourrait évidem-

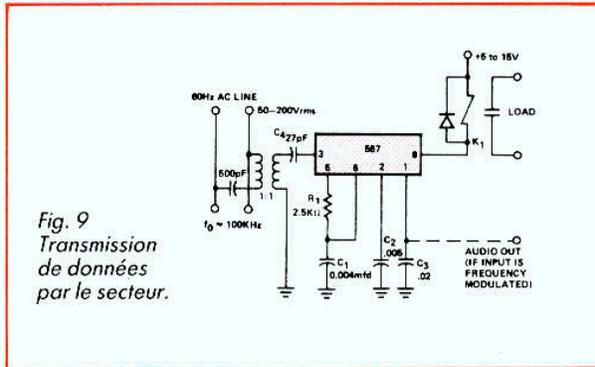


Fig. 9
Transmission
de données
par le secteur.

ment remplacer par des diodes électroluminescentes, alimentées à travers des résistances. Le diagramme de la figure 7 (b) illustre clairement le fonctionnement du montage. Les deux décodeurs sont activés dans la zone de recouvrement des bandes passantes : le premier prélève alors un courant à la base du transistor externe PNP, tandis que le deuxième porte son collecteur à la masse. Ces deux actions, combinées, conduisent à l'allumage de L_1 . Dans les autres cas, seules L_2 ou L_3 s'illuminent, à moins, bien sûr, que la fréquence ne se situe totalement à l'extérieur des deux bandes passantes ; il y a intérêt à donner à celles-ci la largeur maximale possible, soit 14 % de la fréquence centrale de la fenêtre.

DECODEUR POUR TELEPHONE A FREQUENCES VOCALES

Il s'agit là d'une utilisation traditionnelle, illustrée dans toutes les notes d'applications des constructeurs. On n'y verra, en fait, qu'une extrapolation du montage décodeur à double tonalité. Sept circuits 567, accordés sur les fréquences indiquées sur le schéma de la figure, suffisent, grâce à la combinaison des portes NOR de sortie, à décoder dix chiffres (de 0 à 9) et deux signes

(* et =). Le choix des résistances R_2 (4,7 kΩ), lié à celui des condensateurs C_2 (1 μF), détermine, pour chaque décodeur, une bande passante de 8 % de sa fréquence centrale. Pour chaque chiffre ou symbole, deux fréquences simultanées activent deux décodeurs, conformément aux données du tableau ci-joint.

TRANSMISSION DE DONNEES PAR LE SECTEUR

Le circuit de la figure 9 peut constituer la partie « réception » d'un transmetteur d'ordres (télécommande d'appareils divers) par l'intermédiaire d'une porteuse à 100 kHz environ, superposée à la tension du secteur, sur les deux conducteurs du réseau. Dans le cas d'une télécommande en tout ou rien, on ex-

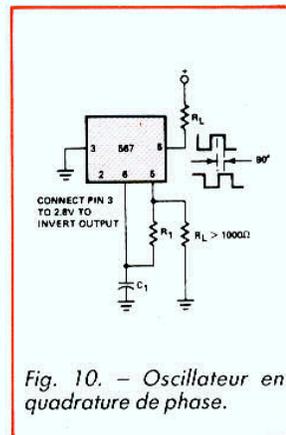


Fig. 10. - Oscillateur en quadrature de phase.

ploitera les deux états possibles de la sortie 8, par exemple, pour actionner un relais si la porteuse est modulée en fréquence par un signal audio, on prélèvera le signal démodulé sur la broche 1 du décodeur, chargée par un condensateur C_3 de 20 nF. L'amplitude de la porteuse doit se situer entre 50 et 200 mV efficaces, et le couplage s'effectue à travers le transformateur TR, de rapport 1:1 (impédance de l'ordre de 1 000 Ω à 100 kHz), et le condensateur C_4 . Le schéma précise les valeurs des divers composants.

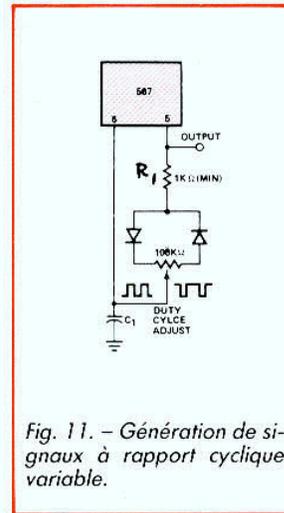


Fig. 11. - Génération de signaux à rapport cyclique variable.

UTILISATION DU 567 EN OSCILLATEUR

Le décodeur 567 étant, avant tout, une boucle à verrouillage de phase, se prête à nombre d'utilisations en tant qu'oscillateur. En voici quelques exemples, sélectionnés pour leur originalité. Exploitant la sortie rectangulaire (broche 5) du VCO, et la sortie du déphaseur en quadrature (broche 8), le montage de la figure 10 fournit deux signaux en quadrature (déphasage de 90°), à la fréquence imposée par R_1 et C_1 . Il n'y a évidemment, dans ce cas, pas de signal d'entrée :

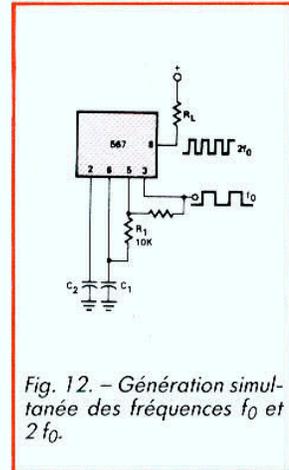


Fig. 12. - Génération simultanée des fréquences f_0 et $2f_0$.

la broche 3 est connectée à la masse, et la broche 2 reste inutilisée.

Grâce au potentiomètre P, associé à deux diodes, dont l'une véhicule le courant de charge de C_1 , et l'autre son courant de décharge, le montage de la figure 11 délivre, en sortie du VCO, des créneaux à rapport cyclique variable. On ne donnera pas à R_1 de valeurs inférieures au kΩ. Les rapports cycliques extrêmes dépendent alors du choix de P, et atteignent P/R_1 , ou R_1/P .

On trouvera enfin, en figure 12, le schéma d'un oscillateur qui délivre à la fois la fréquence f_0 imposée par le réseau R_1C_1 (sortie en broche 3), et la fréquence $2f_0$, sur la broche 8.

POUR CONCLURE

Primitivement destiné à quelques usages bien particuliers, le décodeur 567 se prête, en fait, à de très nombreuses applications. Sa mise en œuvre aisée, sa facilité d'approvisionnement, et son prix modeste, inciteront certainement nos lecteurs à l'expérimenter. Souhaitons que ces quelques notes les y aident.

R. RATEAU

LE COMPACT-DISC ENREGISTRABLE EXISTE

Taiyo Yuden va commercialiser, en 1989, un compact-disc enregistrable sous la marque That's.

Contrairement à d'autres projets, toujours à l'état de prototypes ou commercialisés de façon confidentielle, le CD-R That's est entièrement compatible avec le standard CD. Une fois enregistré, il peut être lu sur n'importe quel lecteur CD ou CD-ROM.

Peu connu du grand public, Taiyo Yuden est l'un des grands spécialistes japonais en matière de circuits hybrides et de particules magnétiques. Sa marque That's est en revanche renommée, en particulier pour ses cassettes audio MRX-Pro. C'est au service recherche et développement de That's qu'avait été dévolue la mission de réaliser un disque compact enregistrable, un Worm, compatible avec le standard CD tel que le conçoit le « *International CD Standards, Red Book* » rédigé par Philips et Sony.

C'EST COMPATIBLE

Le CD-R That's est parfaitement compatible avec le « *Red Book* ». Issu de trois années de recherches, il a été présenté au Japon au mois de juillet 1988 et commercialisé en décembre 1988. Il se présente exactement comme un compact-disc, excepté qu'une couche photosensible a été incorporée au-dessus du sillon vierge pratiqué

dans le substrat. L'enregistreur CD-R That's utilise un laser pour l'inscription des informations numériques. Cet enregistreur est composé du convertisseur analogique/numérique Kenwood DC3510, de l'encodeur EFM Kenwood DA3500AZ et de l'enregistreur Nakamichi OMS-1000 (un matériel du même genre va être commercialisé par Yamaha via Philips).

La puissance du faisceau laser est de 6 à 9 mW (soit 3 à 4 fois plus importante que pour la lecture), la longueur d'onde 780 nm.

L'enregistrement se fait à la vitesse standard de lecture d'un CD, soit de 1,2 à 1,4 m/s. Cet enregistrement ne peut évidemment être effectué qu'une seule fois : le CD-R n'est pas effaçable.

Le CD-R présenté sous la forme de disques de 12 cm et 8 cm peut être utilisé comme CD audio ou comme CD-ROM. Il a une épaisseur de 1,2 mm et un taux de réflexion de 70 %. Bien conservé, il peut garder ses caractéristiques plus de dix ans, un avantage par rapport à ses concurrents magnétiques...



Les compact-discs enregistrables That's existent en deux formats pour l'instant : CD-R (12 cm) et CD-R Single (8 cm).

**DES APPLICATIONS
VARIEES**

Si le marché grand public semble pour l'instant fermé au CD-R à cause du prix du matériel d'enregistrement et des problèmes de copyright non encore résolus, les applications professionnelles sont nombreuses tant en audio qu'en micro-informatique :

- L'édition musicale à tirage limité : le coût du disque CD-R est assez faible tandis qu'un tirage limité en CD reste dissuasif (sans compter la file d'attente aux usines de pressage). Les studios pourront procurer une copie irréprochable du travail à leurs clients. Les éditeurs et les musiciens auront un outil de promotion rapide et de qualité.

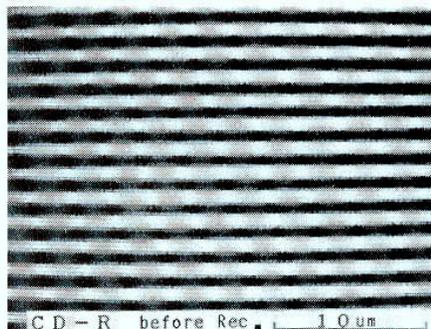
- La radio : NHK utilise déjà au Japon le CD-R pour réaliser des programmes préenregistrés sans concession qualitative par rapport aux CD originaux. Le CD-R pourra également servir à stocker les jingles, etc., avec une précision de repérage propre au CD.

- Le cinéma : des bandes son de films 70 mm Time Code vont être éditées sur CD-R pour les salles équipées. Le 70 mm Time Code présente une piste spéciale supportant un code temporel qui permet de synchroniser un lecteur CD... Le cinéma grand écran avec son numérique !

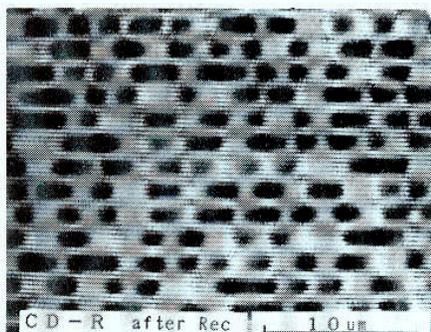
- La micro : des programmes à faible diffusion pourront être édités sur CD-R et lus sur un lecteur CD-ROM. Une solution valable à l'intérieur d'une entreprise mais aussi pour bon nombre de logiciels et banques de données qui nécessitent une capacité de mémoire importante et n'ont qu'une diffusion confidentielle.

P. LABEY

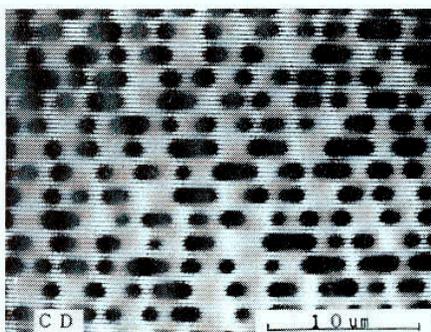
* Distribuée en France par Bose France 6, rue Saint-Vincent, 78100 Saint-Germain-en-Laye.



A

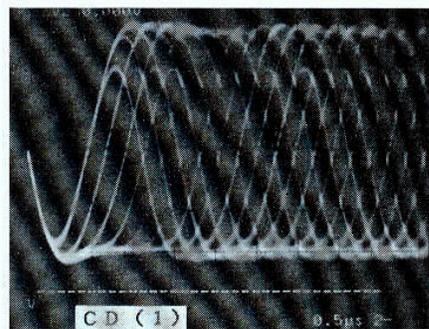


B

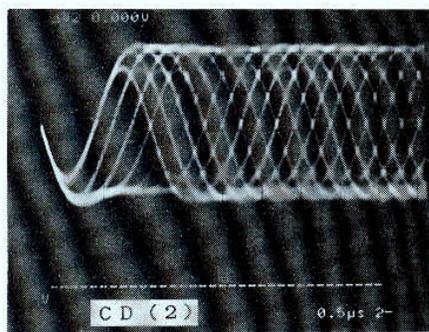


C

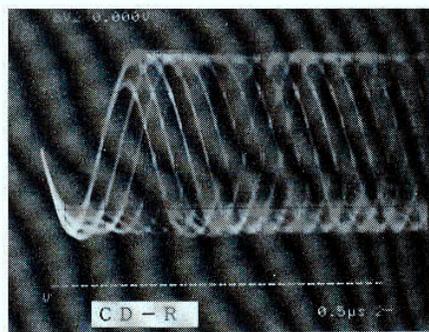
Ces microphotographies montrent l'aspect du disque CD-R avant et après enregistrement (A et B) comparé à un CD classique (C).



D



E



F

Les signaux lus sur deux CD (D et E) comparés à ceux lus sur un CD-R (F) : difficile de faire une différence...

LES CARACTERISTIQUES DU CD-R THAT'S

Dimensions du disque : diamètre : 80 mm ou 120 mm ; épaisseur : 1,2 mm.

Matériau : polycarbonate avec spirale prégravée.

Plage d'enregistrement : 46-77/117 mm (capacité d'enregistrement identique à celles d'un même CD).

Enregistrement : une seule fois, sur une seule face.

Réflectivité : 70 % minimum.

Précision de piste : 1,6 µm.

Conditions d'enregistrement et de lecture : vitesse linéaire ; 1,2 -1,4 m/s ; puissance du faisceau laser : 7-9 mW pour l'enregistrement, 2,1 mW max. pour la lecture.

Durée de vie : 10 ans minimum. Conditions d'utilisation : température : 5-55 °C ; humidité : 5-95 %.

Ne pas utiliser de façon prolongée sous les rayons directs du soleil.

REALISATION Flash

SOURCE DE TENSION ETALON

A QUOI ÇA SERT ?

Il s'agit d'un petit montage que vous pourrez utiliser dans votre laboratoire. C'est une source de tension continue capable de vous délivrer ± 10 V ou ± 1 V. La tension s'affichera sur un bouton compte-tours, à moins que vous ne préfériez la vérifier sur un contrôleur numérique. Elle vous servira à pratiquer des mesures d'amplitude sur un oscilloscope double trace, ou encore, lors de la mise au point de montage, à polariser un circuit. On pourra également l'utiliser comme référence de tension ou pour créer un point milieu ou asymétrique.

LE SCHEMA

Le montage utilise un seul amplificateur opérationnel monté en amplificateur non inverseur.

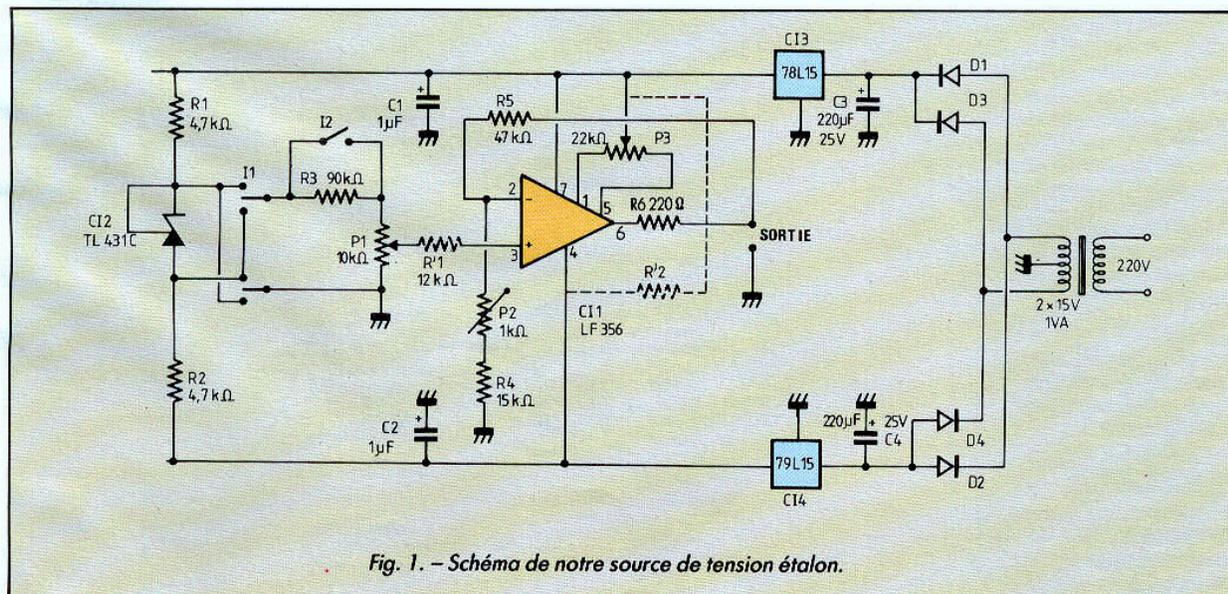
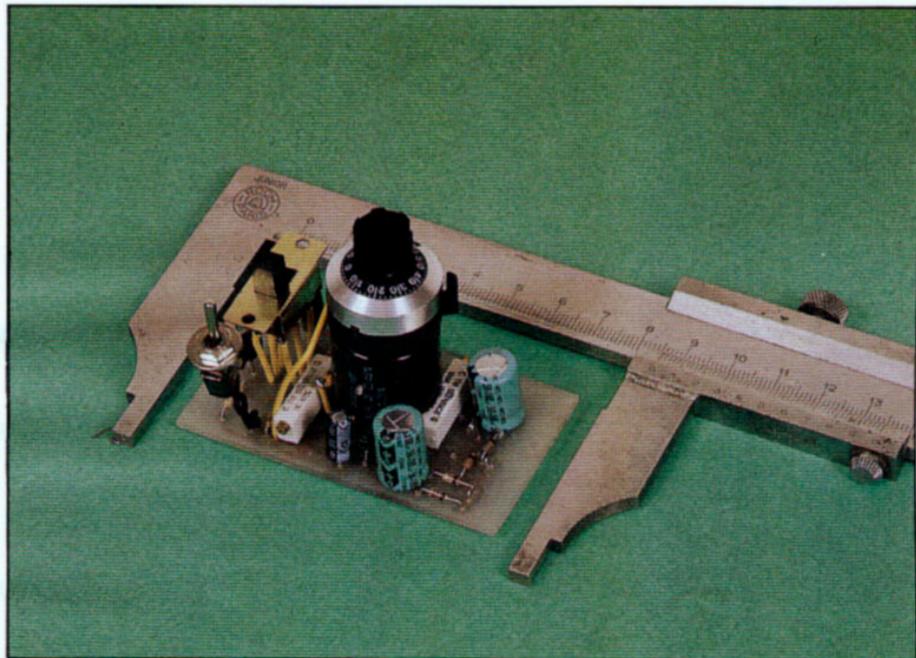


Fig. 1. - Schéma de notre source de tension étalon.

SOURCE DE TENSION ETALON

à courant continu. P₃ sert à compenser l'offset : curseur de P₁ à la masse, la tension de sortie sera ajustée au zéro par P₃. La référence de tension est un TL 431C de Texas, référence variable réglée ici pour une tension de 2,5 V.

Compte tenu de la précision de cette source de tension, nous avons prévu un réglage fin par le potentiomètre P₂.

La variation de tension de sortie est obtenue par P₁, potentiomètre 10 tours. I₁ sert à inverser la polarité de la tension de sortie, I₂ divise par 10 la tension de sortie.

On pourra éventuellement installer un poussoir entre curseur du potentiomètre P₁ et masse afin d'obtenir un zéro instantané. Le montage est alimenté par une tension symétrique obtenue à partir de deux régulateurs 78 et 79 L15. Des L12 peuvent convenir également mais risquent de poser des problèmes pour les tensions extrêmes en cas de charge basse.

REALISATION

Le circuit imprimé a été prévu pour divers circuits intégrés. La compensation d'offset sera réalisée en reliant P₃ au plus ou au moins. Si on n'utilise pas d'ampli Bifet, une compensation de courant d'entrée par R'₁ peut être nécessaire. Sinon, R'₁ est remplacée par un strap. R₅, R₄ et R₃ seront des résistances de précision.

L'axe du potentiomètre P₁ sera équipé d'un bouton compte-tours qui donnera une lecture directe de la tension sur la gamme 10 V.

P₃ est réglé en court-circuitant l'entrée + et la masse et en mesurant la tension de sortie. P₂ est réglé en tournant P₁ à fond à droite (affichage 10,0) afin d'obtenir 10 V en sortie.

Si votre labo est équipé d'une alimentation ± 15 V, le montage pourra être alimenté directement et, dans ce cas, les régulateurs seront omis.

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 % ou 1 %

R₁, R₂ : 4,7 kΩ
R'₁ : 12 kΩ (voir texte)
R₂' : si nécessaire, selon le circuit utilisé, se reporter à la notice du constructeur
R₃ : 90 kΩ 1 % (ou 82 kΩ + 8,2 kΩ)
R₄ : 15 kΩ 1 %
R₅ : 47 kΩ 1 %
R₆ : 220 Ω

Condensateurs

C₁, C₂ : 1 μF 16 V chimique radial
C₃, C₄ : 220 μF 25 V chimique radial

Semi-conducteurs

Cl₁ : LF 356
Cl₂ : TL 431C
Cl₃ : 78L15
Cl₄ : 79L15
D₁, D₂, D₃, D₄ : diodes Si 1N4148

Divers

P₁ : potentiomètre 10 kΩ 10 tours de précision Bourns, Helipot MCB, etc.
P₂ : pot ajustable 10 tours 1 kΩ
P₃ : pot ajustable 10 tours 22 kΩ
I₁ : inverseur bipolaire
I₂ : interrupteur ou inverseur unipolaire
Bouton compte-tour Orbitec/Mentor

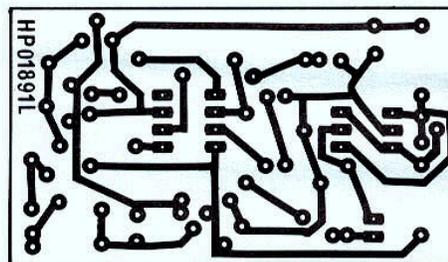


Fig. 2. - Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

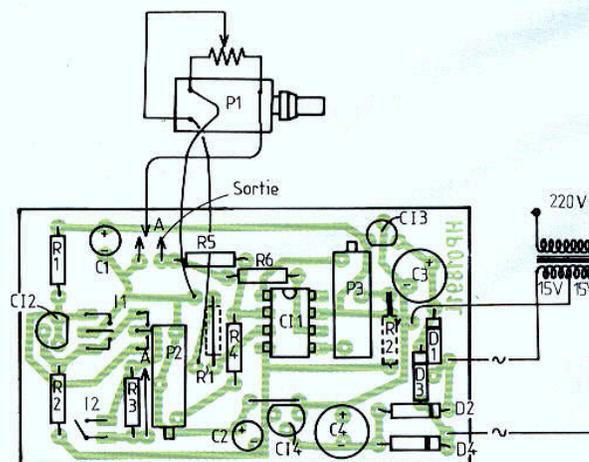


Fig. 3. - Implantation des composants.

REALISATION *Flash*

PREAMPLI MICRO STEREO

A QUOI ÇA SERT ? LE SCHEMA

Aujourd'hui, de moins en moins de magnétophones disposent d'entrées micro. Nous vous proposons donc d'ajouter cette fonction à votre enregistreur et, pour vous simplifier la vie, nous avons prévu une commutation automatique de l'alimentation et des fonctions ligne/micro.

Le circuit intégré $C1_1$ est monté en amplificateur micro. Il s'agit d'un LM358, on fait mieux, mais ça consomme peu, et ça marche sous une faible tension. Les prises d'entrée sont câblées pour permettre un fonctionnement en mono lorsqu'une seule des prises est utilisée (n'importe laquelle !)

En sortie du préamplificateur, nous arrivons sur un commutateur bien connu, puisqu'il s'agit d'un 4066. Ce circuit possède deux entrées ligne (pin 9 et 10) qui recevront le signal destiné normalement au magnétophone. Quant aux entrées de ce dernier, elles seront reliées aux sorties S_1 et S_2 du 4066. Quatre transistors gravitent autour

du montage. T_1 et T_2 servent à commander l'alimentation de $C1_1$. Ainsi, lorsque les micros ne sont pas branchés, les deux transistors sont bloqués, le circuit C-MOS est en état de repos et ne consomme donc rien. T_3 et T_4 sont également bloqués, les commutateurs « micro » ouverts, et les « ligne » fermés. Le signal audio transite des prises L_1 et L_2 vers

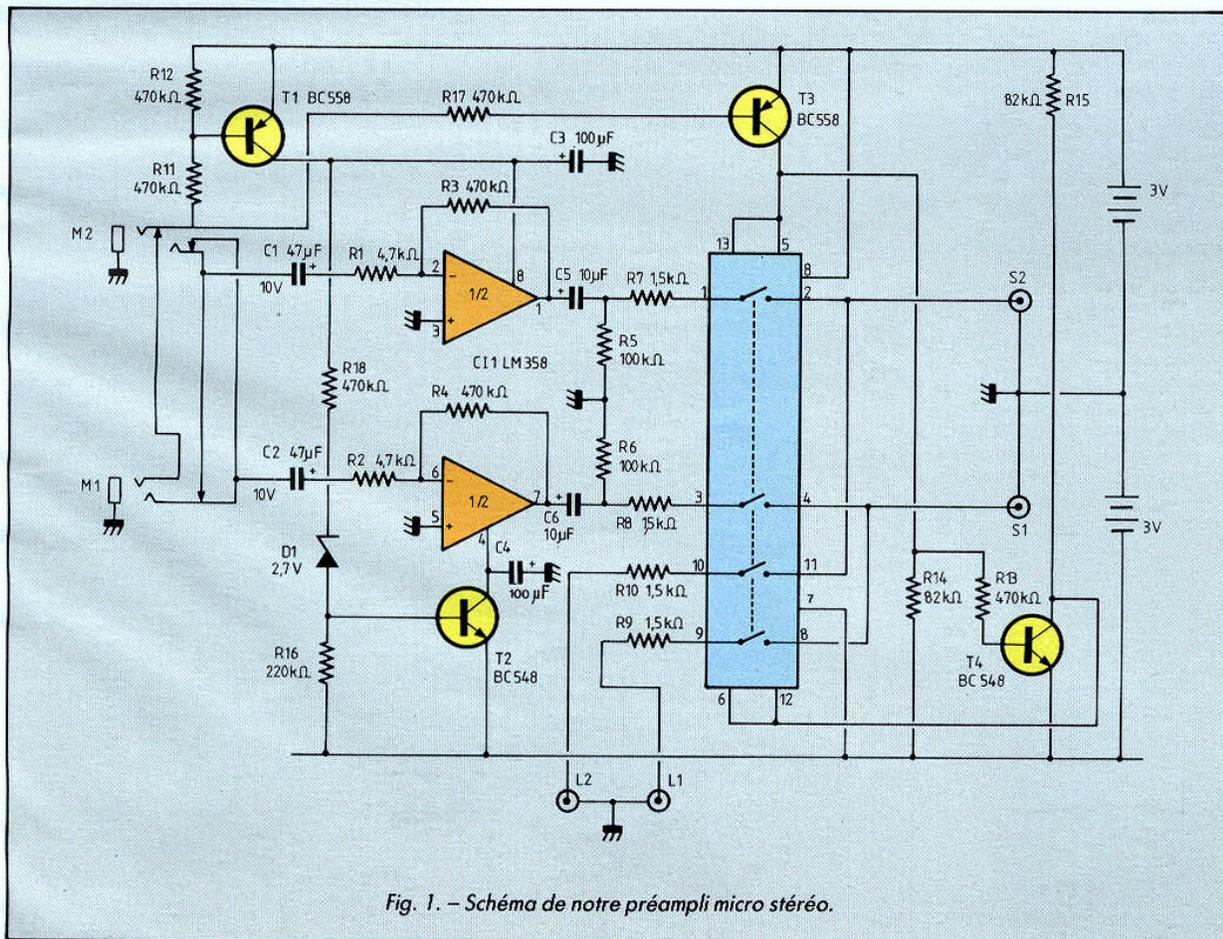
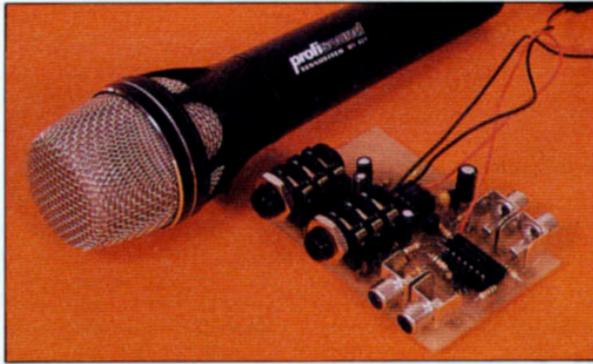


Fig. 1. - Schéma de notre préampli micro stéréo.

PREAMPLI MICRO STEREO



S₁ et S₂. A la mise en place d'un jack, R₁₁ se met à la masse, T₁ conduit et commande T₂. Le circuit intégré est alors alimenté. De même, T₃ et T₄ conduisent, ce qui provoque le changement d'état des commutateurs du 4066.

Ce n'est que dans ces conditions que le montage consomme de l'énergie, mais la valeur élevée des résistances de charge et de base minimise la consommation. L'autonomie de fonctionnement, si vous laissez les micros branchés, est de 4 000 heures, avec une alimentation par pile R6... soit près de 6 mois...

REALISATION

Nous avons utilisé ici des prises RCA coudées très pratiques qui permettent de sortir parallèlement au circuit imprimé. A noter également ; des prises pour jack en plastique qui permettent de câbler des fils ou se montent sur circuit imprimé. Leur surélévation permet d'installer des résistances au-dessous, à condition de ne pas oublier de positionner ces dernières avant les prises !

Pas de problème particulier, hormis le respect des polarités des diodes, condensateurs et circuits intégrés.

Pas de mise au point, si vous avez trop de niveau en sortie de préampli, vous pourrez réduire la valeur de R₂ et R₄.

Si vous êtes soigneux, vous pourrez installer un porte-piles boutons dans le coin du C1, il reste de la place ! Bien sûr,

l'autonomie sera limitée... mais comme vous débrancherez les micros...

LISTES DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

R₁, R₂ : 4,7 kΩ
R₃, R₄, R₁₁, R₁₂, R₁₃, R₁₇, R₁₈ : 470 kΩ
R₅, R₆ : 100 kΩ
R₇, R₈, R₉, R₁₀ : 1,5 kΩ
R₁₄, R₁₅ : 82 kΩ
R₁₆ : 220 kΩ

Condensateurs

C₁, C₂ : chimique radial 47 μF 10 V
C₃, C₄ : chimique radial 100 μF 10 V

C₅, C₆ : chimique radial 10 μF 16 V

Semi-conducteurs

T₁, T₃ : BC558
T₂, T₄ : BC548
C1 : LM358
C2 : CD ou HEF 4066
D₁ : zener 2,7 V

Divers

M₁, M₂ : prises jack stéréo avec inter 6,35 mm
S₁, S₂, L₁, L₂ : prises RCA coudées.
2 porte-piles doubles pour R6

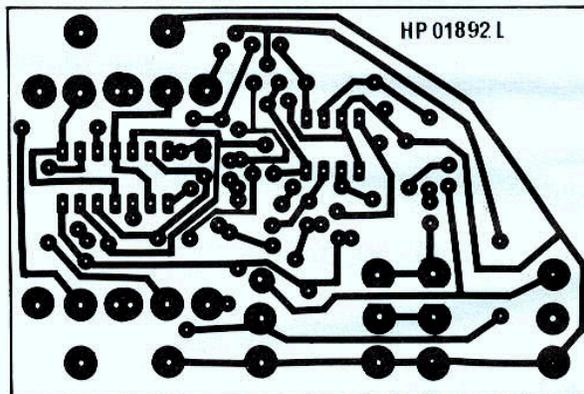


Fig. 2.
Circuit imprimé
côté cuivre,
échelle 1.

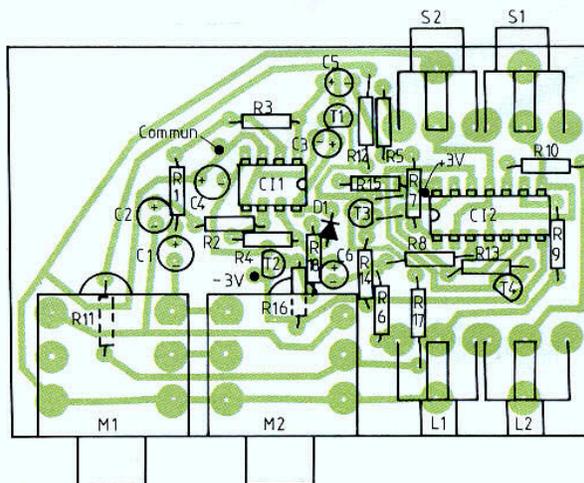


Fig. 3.
Implantation
des
composants.

REALISATION

Flash

CHORUS

A QUOI ÇA SERT ?

Le chorus est destiné à simuler un ensemble d'instruments alors qu'un seul est en train de jouer. Il s'agit d'une des nombreuses applications des lignes à retard analogiques.

LE MONTAGE

Le retard est créé par deux lignes à retard analogiques R5106, pilotées par une horloge à TLC555 (555 LINC-MOS) qui reçoit sur son entrée de commande une tension de modulation de la fréquence d'horloge. Nous aurons donc en sortie un signal retardé avec un retard fluctuant légèrement. La modulation est fournie par un LM358 monté en générateur aléatoire.

Nous avons ajouté au montage de base déjà utilisé pour l'étoile scintillante (HP



n° 1758) deux diodes tête bêche D1 et D2 qui accélèrent le processus d'entrée en service. T1 génère le bruit amplifié par les deux étages amplificateurs. P1 modifie le gain du second étage et permet d'ajuster la profondeur de modulation.

Le circuit intégré C15, double amplificateur opérationnel, mélange les signaux direct et retardé.

L'ensemble est relié au conditionneur de signal (décrit dans le HP n° 1757 p. 129) suivant le procédé déjà utilisé pour le flanger (HP n° 1758 p. 117).

Si vous êtes équipé, vous pourrez éventuellement réaliser un circuit imprimé unique. Ici, pas de réinjection, pas de mélange direct/retardé, on sort du compresseur pour entrer dans le circuit de chorus puis on retourne dans l'expandeur.

REALISATION

Il y a beaucoup de composants à installer sur le circuit, raison de plus pour faire attention aux polarités. On aura intérêt à installer les circuits intégrés sur supports pour vérifier progressivement des différentes parties. Attention, le générateur aléatoire prend son temps pour démarrer.

Le schéma d'implantation décrit le câblage complet du processeur et du circuit spécifique de chorus.

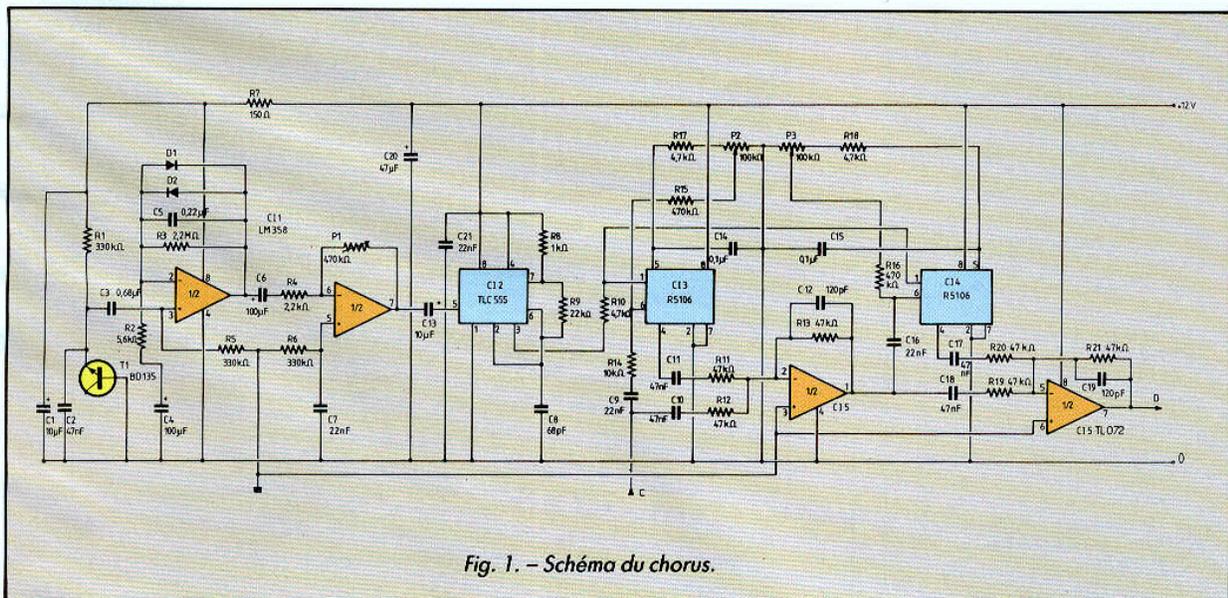


Fig. 1. - Schéma du chorus.

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W, 5 %

R₁, R₅, R₆ : 330 kΩ
 R₂ : 5,6 kΩ
 R₃ : 2,2 MΩ
 R₄ : 2,2 kΩ
 R₇ : 150 Ω
 R₈ : 1 kΩ
 R₉ : 22 kΩ
 R₁₀, R₁₇, R₁₈ : 4,7 kΩ
 R₁₁, R₁₂, R₁₃, R₁₉, R₂₀, R₂₁ : 47 kΩ
 R₁₅, R₁₆ : 470 kΩ
 R₁₄ : 10 kΩ

Condensateurs

C₁ : chimique radial 10 μF 16 V
 C₂, C₁₀, C₁₁, C₁₇, C₁₈ : plastique, 5 mm 47 nF
 C₃ : plastique 0,68 μF
 C₄ : tantale 100 μF 6,3 V
 C₅ : plastique 0,22 μF 5 mm
 C₆ : chimique radial 100 μF 6,3 V
 C₇, C₉, C₁₆, C₂₁ : céramique 22 nF (ou plastique 5 mm)
 C₈ : céramique 68 pF
 C₁₂, C₁₉ : céramique 120 pF
 C₁₃ : chimique 10 μF 16 V radial
 C₁₄, C₁₅ : plastique 5 mm 0,1 μF
 C₂₀ : chimique radial 47 μF 16 V

Semi-conducteurs

D₁, D₂ : diodes 1N4148
 T₁ : transistor BD135
 Cl₁ : LM358
 Cl₂ : TLC555
 Cl₃, Cl₄ : R 5106 Reticon (1)
 Cl₅ : TL072

Divers

P₁ : pot ajustable vertical 470 kΩ
 P₂, P₃ : Pot ajustable vertical 100 kΩ

Reticon : Sediame B.P. 213 77243
 Cesson Cedex. Tél. : (1) 60.63.42.28.

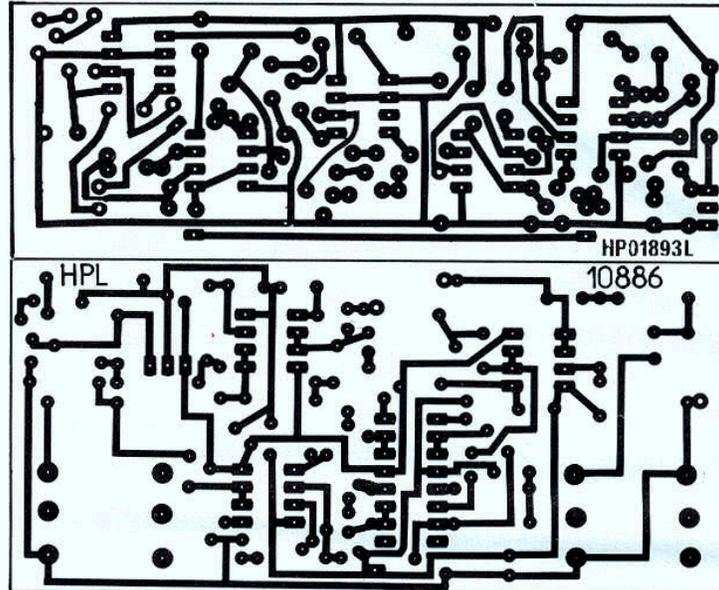


Fig. 2. - Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

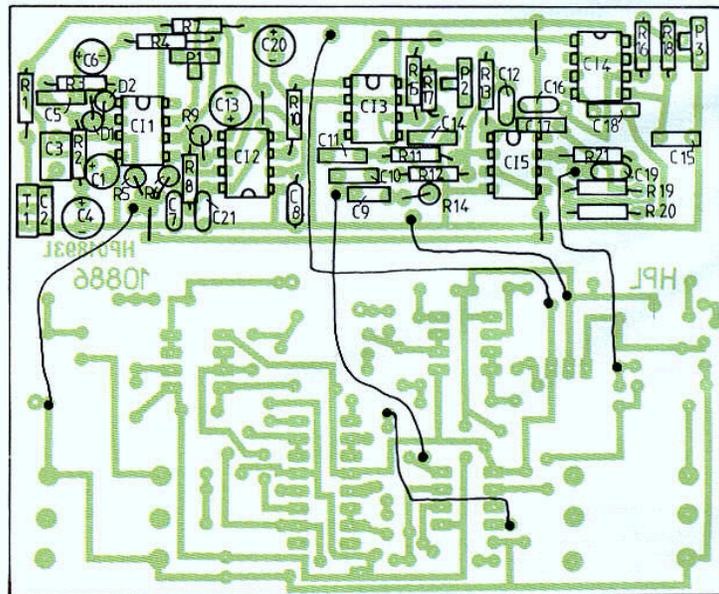


Fig. 3. - Implantation des composants.

REALISATION

Flash

UNE ALIMENTATION DE LABORATOIRE 0 A 25 V

A QUOI ÇA SERT ?

Tout amateur électronique qui se respecte se doit de posséder une alimentation stabilisée réglable qui, compte tenu des composants actuellement disponibles sur le marché, peut être de réalisation particulièrement simple tout en offrant des performances dignes de celles de matériels professionnels.

C'est le cas du montage que nous vous présentons aujourd'hui, qui, non content d'être réglable en tension de quelques volts à 25 V, est aussi réglable en courant de 35 mA à 1,5 A. Cette possibilité de réglage en courant est évidemment un avantage notable de ce montage par rapport aux alimentations classiques limitées en courant de sortie. En effet, si l'on fixe la valeur du courant très bas, on peut essayer, quasiment sans risque de destruction, la majorité des montages, ce qui n'est pas le cas avec les alimentations traditionnelles limitées à 1 A ou plus.

LE SCHEMA

Notre alimentation utilise un régulateur déjà assez ancien mais très intéressant : le L 200 d'anciennement SGS Ates (maintenant SGS Thomson Microelectronics !). Utilisé seul, ce régulateur accepte toute tension d'entrée comprise entre quelques volts et 40 V, et délivre une tension de sortie réglable sur la même plage, à quelque chose près. Il dispose en outre d'une entrée limitation de courant, programmable par une résistance dans le

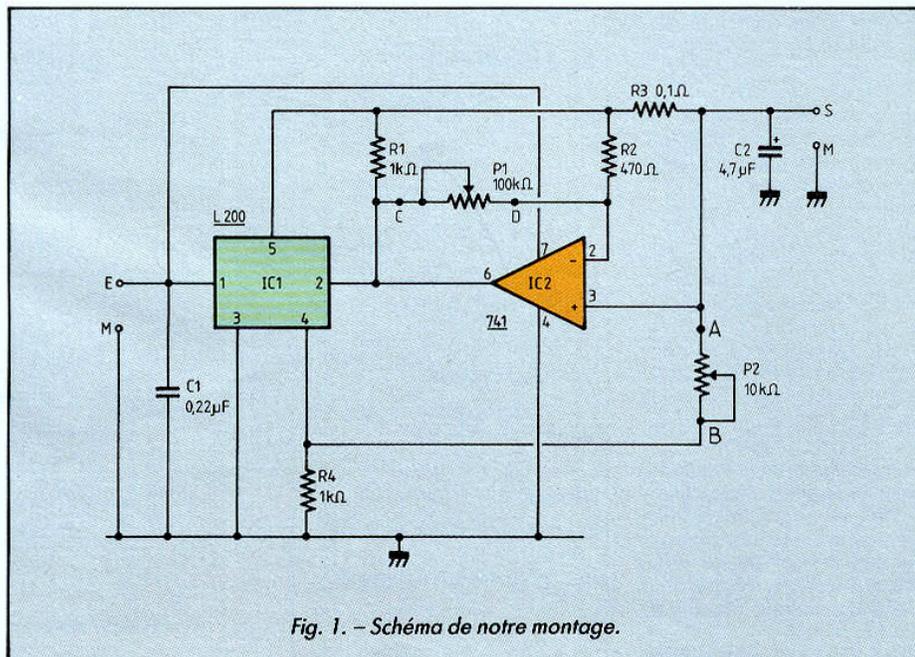
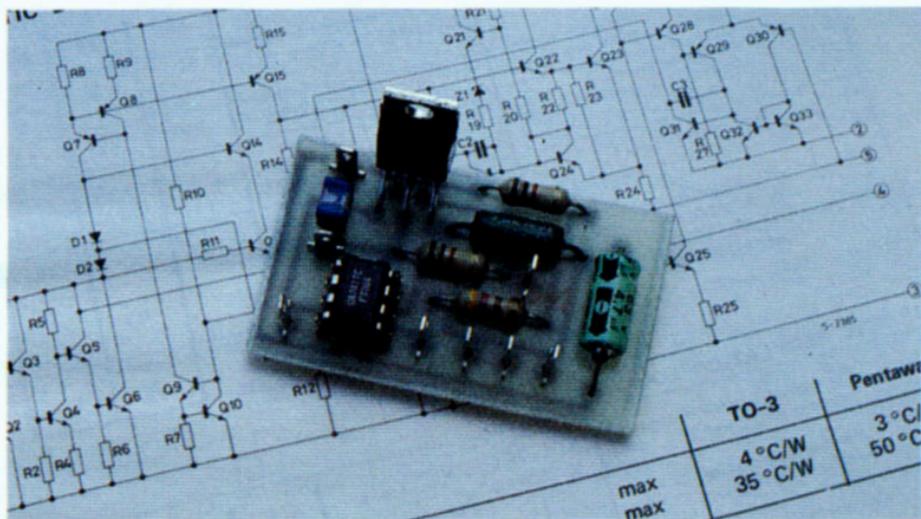


Fig. 1. - Schéma de notre montage.

UNE ALIMENTATION DE LABORATOIRE 0 A 25 V

schéma d'utilisation le plus simple, et par un amplificateur opérationnel dans notre cas. Ce régulateur est évidemment protégé contre les courts-circuits et les échauffements excessifs, ce qui le rend presque indestructible.

Sur notre schéma, la partie réglage de la tension de sortie est classique et fait appel au potentiomètre P_1 . Avec les valeurs retenues, on peut aller de 3 V à 25 V environ pour une tension d'entrée de 30 V. La partie régulation de courant fait appel à un amplificateur opérationnel qui amplifie, avec un gain réglable par P_2 , la chute de tension produite par le courant de sortie passant au travers de la résistance de $0,1 \Omega$. Il est ainsi possible de régler le courant de « court-circuit » en sortie de 35 mA environ à 1,5 A.

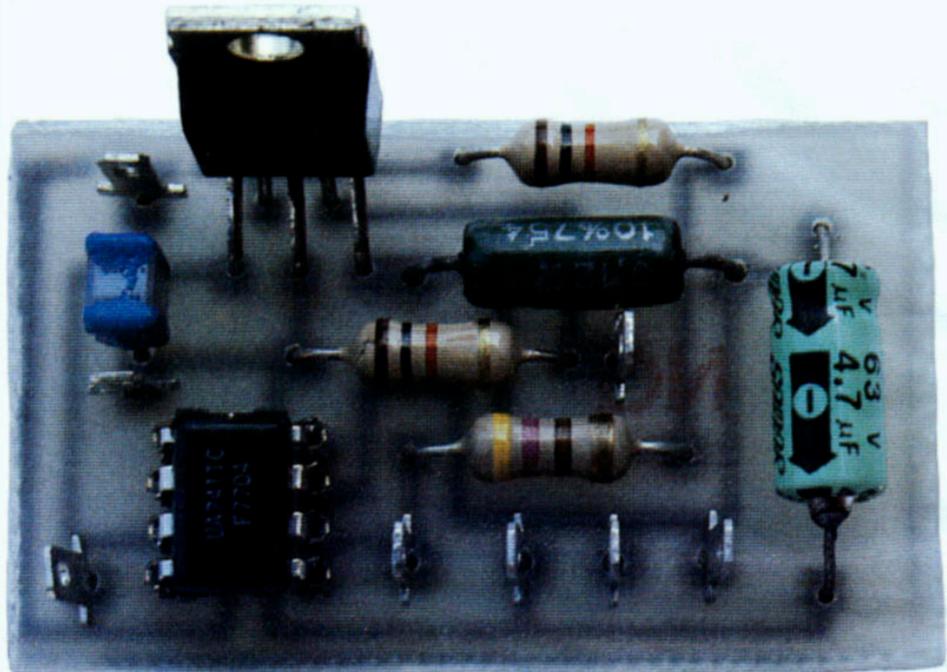
LE MONTAGE

Un petit circuit imprimé supporte tous les composants, potentiomètres exceptés. Le L 200 est placé en bordure de celui-ci afin de pouvoir être vissé sur un radiateur que vous prévoyez de taille suffisante pour ne pas faire déclencher la protection thermique du circuit. La languette métallique du boîtier du L 200 étant reliée à la masse, aucun accessoire d'isolement n'est nécessaire pour le montage, ce qui améliore encore l'évacuation des calories.

Le montage devra être précédé d'un transformateur, d'un pont redresseur et d'un chimique de filtrage adéquats afin de lui fournir au maximum 30 V (maximum absolu 35 V à cause du 741) sous un débit pouvant atteindre 1,5 A puisque c'est la valeur maximale prévue pour le courant de sortie de notre réalisation.

Complété par un voltmètre et un ampèremètre, à aiguille ou digital, et réalisé éventuellement en deux exemplaires, ce module permet de se doter d'une excellente alimentation stabilisée de laboratoire pour un coût dérisoire.

C. TAVERNIER



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC₁ : L 200 en boîtier pentawatt
IC₂ : 741

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R₁, R₄ : 1 k Ω
R₂ : 470 Ω
R₃ : 0,1 Ω bobinée 3 W

Condensateurs

C₁ : 0,22 μ F mylar
C₂ : 4,7 μ F 35 V

Divers

P₁ : potentiomètre linéaire 100 k Ω
P₂ : potentiomètre linéaire 10 k Ω
Radiateur pour IC₁

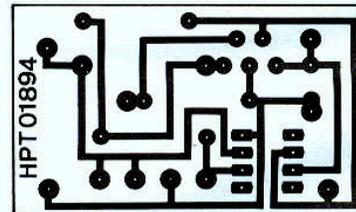


Fig. 2. - Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

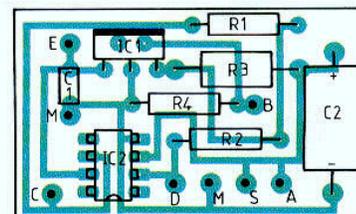


Fig. 3. - Implantation des composants.

REALISATION

Flash

CHARGEUR DE BATTERIE AUTOMATIQUE

A QUOI ÇA SERT ?

S'il est un montage qui n'a quasiment pas évolué depuis des années, c'est bien celui du chargeur de batterie de voiture. En effet, la majorité de ces appareils est encore constituée par un transformateur, un redresseur et une ou plusieurs résistances de limitation de courant.

Nous vous proposons aujourd'hui de réaliser quelque chose de plus moderne puisque notre montage adapte automatiquement son courant de charge à l'état de la batterie. Ce dernier varie en effet du maximum admissible lorsque la batterie est complètement « à plat » jusqu'à un faible courant d'entretien lorsque cette dernière est complètement chargée.

Notre montage peut constituer le cœur d'un nouveau chargeur ou être intégré dans un chargeur existant débarrassé de ses résistances de limitation qui n'ont alors plus de raison d'être.

LE SCHEMA

Il est fort simple grâce à l'utilisation de thyristors et fonctionne de la façon suivante : Tout d'abord, la tension secondaire du transformateur est redressée et non filtrée, ce qui permet aux thyristors de se désamorcer cent fois par seconde lors du passage par zéro de la tension de sortie du pont.

Lorsqu'une batterie très déchargée est connectée en sortie, la tension qu'elle délivre

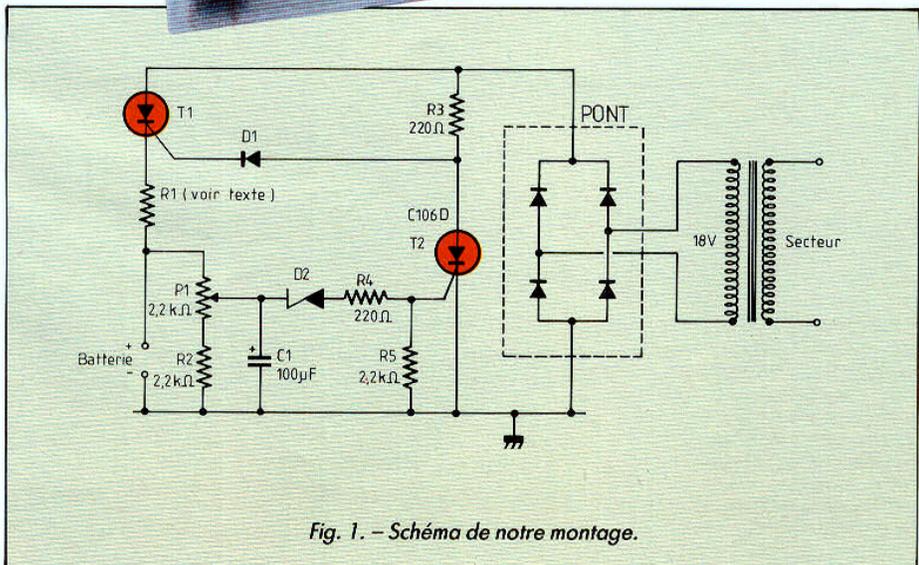
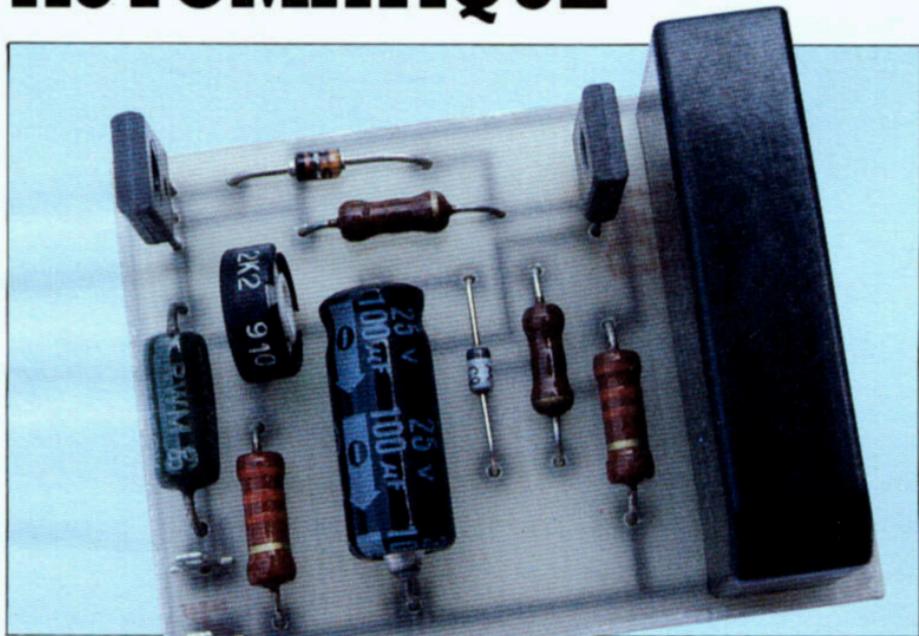


Fig. 1. - Schéma de notre montage.

CHARGEUR DE BATTERIE AUTOMATIQUE

ne suffit pas à amorcer T_2 , et T_1 est donc déclenché pour chaque demi-alternance du secteur via R_3 et D_1 . Le courant de charge maximal est donc envoyé à la batterie et n'est limité que par R_1 .

Au fur et à mesure que la batterie se charge, sa tension de sortie augmente et peut déclencher petit à petit T_2 , ce qui interdit alors à T_1 de se déclencher. Le courant appliqué à la batterie se réduit alors, étant entendu que le processus décrit ci-avant n'est pas « binaire » mais a lieu progressivement.

LE MONTAGE

Un circuit imprimé reçoit tous les composants à l'exception bien sûr du transformateur. Ce dernier doit délivrer environ 18 V sous un courant au moins égal à une fois et demie le courant de charge maximal que vous désirez. Ce courant est fixé par la résistance R_1 que vous calculerez approximativement par la relation suivante :

$$R_1 = 16/I \text{ avec } R_1 \text{ en ohms et } I \text{ en ampères.}$$

La puissance de R_1 sera quant à elle déterminée par la relation :

$$P = 36/R_1 \text{ avec } P \text{ en watts et } R_1 \text{ en ohms.}$$

Le thyristor T_1 sera vissé sur un radiateur après interposition des accessoires d'isolement classiques tandis que T_2 peut rester monté « en l'air ».

Le potentiomètre ajustable P_1 est à régler lors de la première charge d'une batterie connue et de bonne qualité, afin de fixer la progressivité de la baisse du courant de charge. Un voltmètre connecté aux bornes de la batterie et un ampèremètre connecté en série avec R_1 vous permettront de mener à bien ce réglage sans difficulté.

Si ce chargeur doit être confié à des mains inexpertes, il est

possible de lui ajouter quelques petites protections en intercalant en série, dans le fil de sortie positif, un fusible ou un disjoncteur calibré à 30 % au-dessus du courant maximal choisi.

Enfin, si des inversions de polarité sont à craindre, il est également possible de placer en série dans ce même fil de sortie une diode (anode côté T_1 , bien sûr). Cette dernière sera un modèle basse tension mais capable de tenir le courant de charge maximal augmenté de 50 %. Si cette diode est utilisée, le réglage de P_1 devra être fait en sa présence car son seuil fausserait le réglage précédemment établi.

C. TAVERNIER

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

T_1 : thyristor 100 V X ampères (X étant égal à 1,5 fois le courant de charge maximal)

T_2 : C106D ou équivalent

D_1 : 1N4002 à 1N4007

D_2 : Zener 9,1 V 0,4 W, par ex. BZY88C9V1

Pont : pont 50 V X ampères (X calculé comme pour T_1)

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1 : voir texte

R_2, R_5 : 2,2 k Ω

R_3 : 220 Ω 1/2 W

R_4 : 220 Ω

Condensateur

C_1 : 100 μ F 25 V

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable pour C_1 de 2,2 k Ω

Transformateur 220-18 V X ampères (X calculé comme pour T_1)

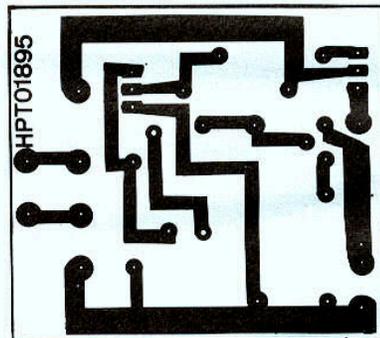


Fig. 2. - Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

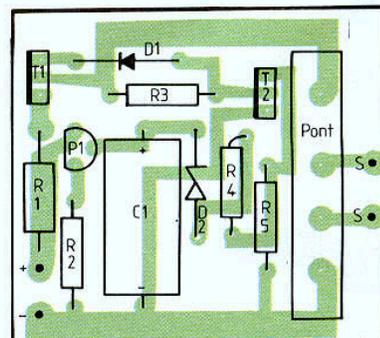


Fig. 3. - Implantation des composants.

REALISATION *Flash*

UN COMPTE-TOURS 100 % NUMERIQUE

A QUOI ÇA SERT ?

Comme tout compte-tours, à compter les tours, par unité de temps, effectués par l'arbre d'un moteur. Cet accessoire fait encore défaut sur certains véhicules, mais son utilité reste encore à démontrer... En tout cas, cela fait joli !

LE SCHEMA

On réalise les compte-tours en utilisant le signal périodique issu du rupteur d'allumage (qu'il soit mécanique ou électronique intégral). Ce si-

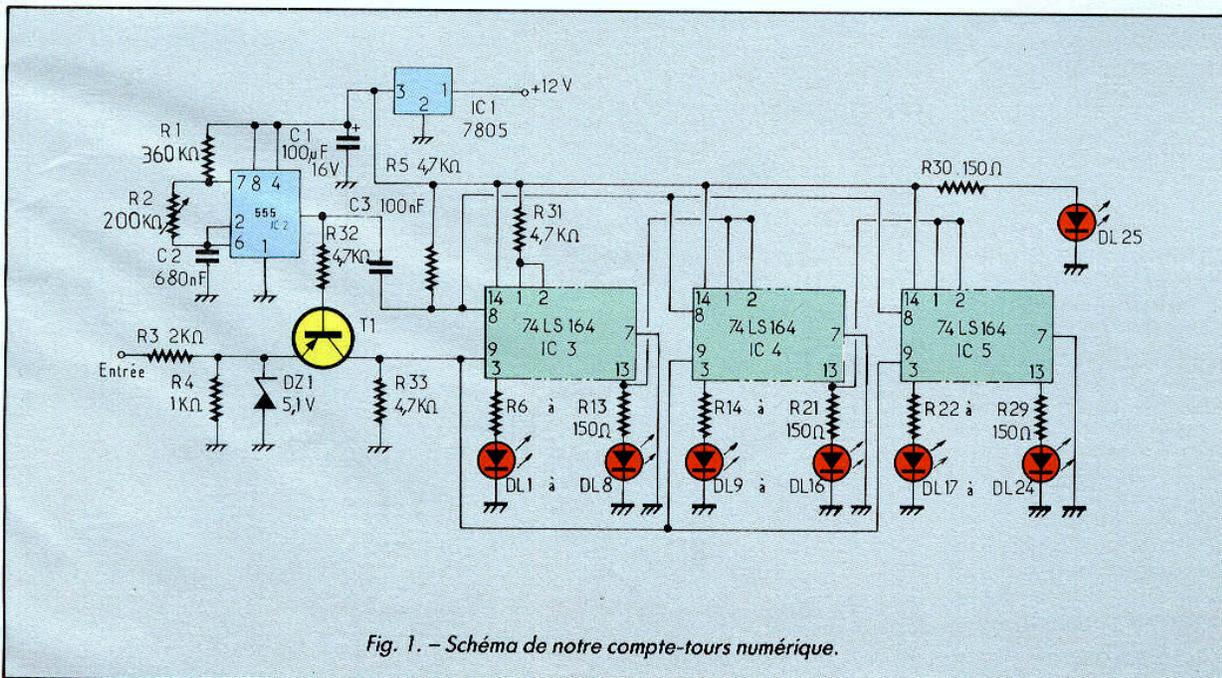
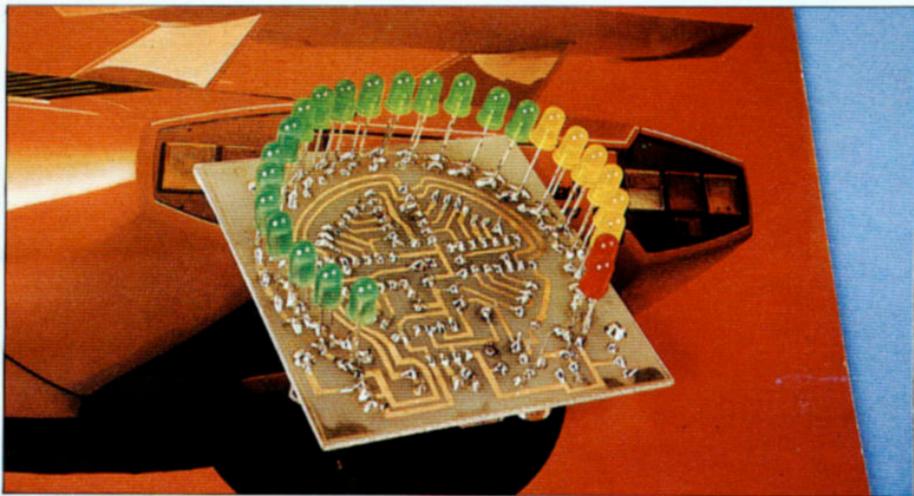


Fig. 1. - Schéma de notre compte-tours numérique.

UN COMPTE-TOURS 100 % NUMERIQUE

gnal est constitué d'impulsions dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse de rotation de l'arbre du moteur, selon la formule : $F = V/30$, avec F en hertz, V vitesse de rotation en tours par minute. Cette formule simple n'est valable que pour un 4 cylindres.

Ces brèves impulsions peuvent, dans le cas d'un système de mesure analogique, commander un monostable qui en allonge la durée. Ce dernier signal, intégré, représente la vitesse et peut être appliqué à un galvanomètre ou à un circuit de commande de bargraph, genre UAA 180, LM 3915... Dans le cas numérique, on peut faire appel à un comptage et affichage sur deux digits sept segments, la valeur affichée représentant le centième de la vitesse réelle (ex. : 35 pour 3 500 t/min). Nous avons retenu une autre solution, celle du bar-graph (circulaire), mais obtenue par comptage. Le compteur est réalisé par un registre à décalage à 24 bits (3×8 bits connectés en série). L'entrée « données » du registre est en permanence au niveau logique haut. Cette information passe d'une sortie à la suivante à chaque impulsion d'horloge, donc à chaque impulsion issue du rupteur. Sur notre version, la calibration est telle qu'il faut 1/8 de seconde pour allumer les vingt-quatre diodes. Le compte-tours affiche, dans ce cas, 6 000 t/min au maximum. Le résultat affiché est maintenu 3/8 de seconde, puis le registre à décalage est remis à zéro. Ce qui fait une mesure toutes les demi-secondes.

La durée de comptage, le maintien de l'affichage et la remise à zéro sont obtenus par un seul signal issu d'un 555 monté en astable avec une période totale de 500 ms, dont la partie à l'état bas dure 125 ms (1/8 de seconde). Les registres sont du type TTL. En C-MOS, il n'en existe pas de type 8 bits dont les sorties sont ordonnées (Q_n sur la broche n , Q_{n+1} sur la broche $n+1$, etc.) et qui possède une

remise à zéro. De plus, la C-MOS en automobile, cela fait un peu ce que cela veut, ce ne sont pas les possesseurs d'alarmes réalisées avec cette technologie qui nous contrediront ni leurs voisins de parking.

REALISATION

Tout tient sur un circuit imprimé de moins de 50 cm^2 , surface maximale allouée aux réalisations Flash. La disposition circulaire des diodes lumineuses est la raison du câ-

blage assez peu orthodoxe de cette carte (diodes électroluminescentes soudées côté cuivre). Commencer par câbler les straps. L'étalonnage s'effectue avec des signaux rectangulaires d'amplitude d'une dizaine de volts. Le secteur ayant une fréquence de 50 Hz permet, par l'intermédiaire d'un transfo abaisseur et d'un redresseur monoalternance, de calibrer en agissant sur R_2 l'affichage sur 1 500 t/min.

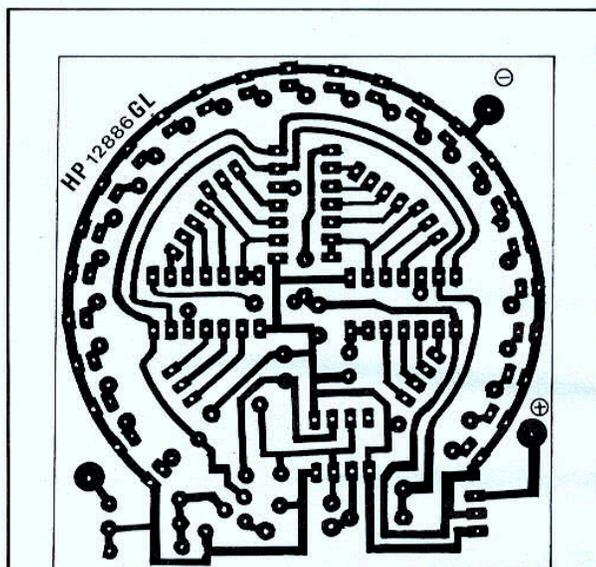


Fig. 2. - Circuit imprimé côté cuivre, échelle 1.

LISTE DES COMPOSANTS

R_1 : 360 k Ω
 R_2 : ajustable 200 k Ω ou 180 k Ω fixe
 R_3 : 2 k Ω
 R_4 : 1 k Ω
 $R_5, R_{31}, R_{32}, R_{33}$: 4,7 k Ω
 R_6 à R_{30} : 150 Ω
 C_1 : 100 μF , 16 V
 C_2 : 680 nF
 C_3 : 100 nF
 IC_1 : 7805
 IC_2 : 555
 IC_3, IC_4, IC_5 : 74 LS 164
 DZ_1 : Zener 5,1 V
 T_1 : PNP (2N2907)
 DL_1 à DL_{25} : Led 3 ou 5 mm, couleur au choix.

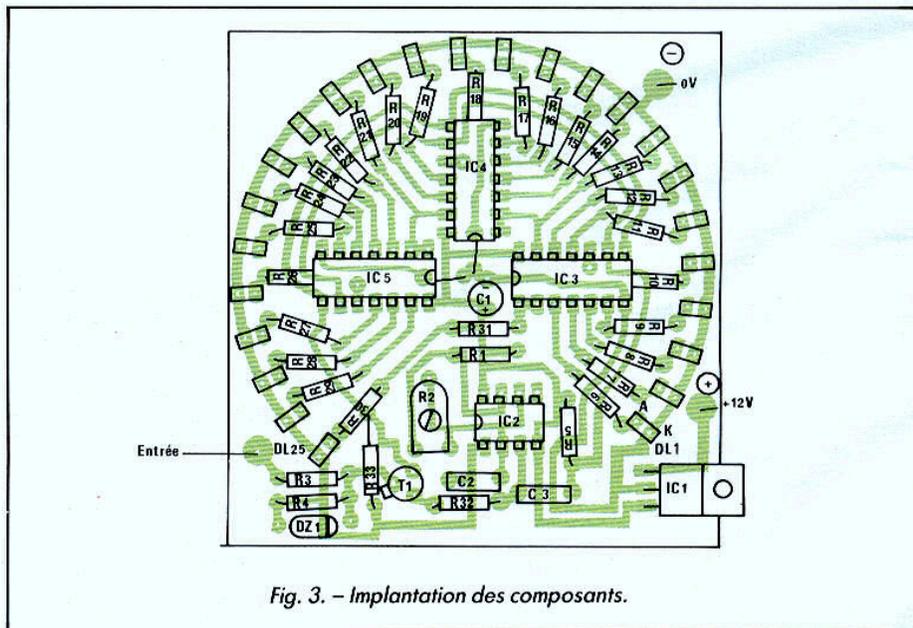


Fig. 3. - Implantation des composants.

UN AMPLIFICATEUR DE « PUBLIC ADDRESS »

Si vous n'êtes pas familier des termes consacrés employés en sonorisation, le titre de cet article doit vous sembler un peu nébuleux. Aussi allons-nous tout de suite éclairer votre lanterne. Un amplificateur de public address n'est rien d'autre qu'un amplificateur de puissance doté d'une ou plusieurs entrées micro et permettant ainsi à un orateur de se faire entendre. Traditionnellement, un tel amplificateur est portable et peut être alimenté par batterie, ce qui permet de l'installer sur une voiture et de sillonner les rues pour faire toutes sortes d'annonces publiques.

PRESENTATION

Notre montage est donc un amplificateur de public address répondant en tous points à la définition vue ci-avant, mais il présente, en outre, quelques particularités intéressantes. Tout d'abord, il dispose d'une entrée micro

mélangeable avec une entrée « haut niveau », ce qui permet, par exemple, de diffuser de la musique en provenance d'un magnétophone à cassettes lorsque l'orateur ne parle pas. Il s'alimente bien évidemment sur une batterie de 12 V mais offre, malgré cela, une puissance efficace de 15 W envi-

ron dans sa version de base. Si cela ne vous suffit pas (bien qu'une telle puissance appliquée à des haut-parleurs à chambre de compression fasse déjà beaucoup de bruit), il est possible de lui ajouter des étages de puissance afin d'augmenter cette dernière par « tranche » de 15 W.

Enfin, mais c'est presque une banalité à notre époque, il est protégé contre les absences de charge, courts-circuits et échauffements excessifs, ce qui, pour un amplificateur de ce type, appelé à être déplacé et à être utilisé par des mains pas toujours qualifiées, est quasiment indispensable.

UN PEU DE TECHNIQUE

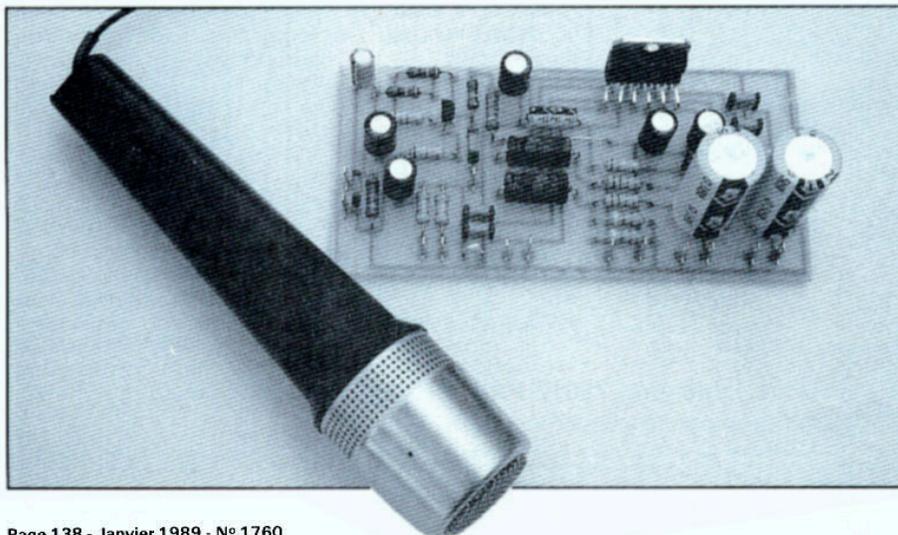
Si la réalisation d'un amplificateur de puissance, qu'il soit à transistors ou à circuits intégrés, ne pose plus de pro-

blème particulier à notre époque, la réalisation d'un amplificateur puissant alimenté par une batterie de voiture se heurte très vite à une impossibilité physique. Il suffit pour le comprendre de regarder la figure 1, sur laquelle nous avons représenté l'étage de sortie de tout amplificateur de puissance.

Deux transistors sont tour à tour conducteurs ou bloqués et fournissent donc au haut-parleur une tension dont la valeur crête à crête ne peut dépasser celle de la batterie, soit, dans notre cas, 12 V. Un peu d'électricité élémentaire nous permet de calculer la tension efficace ainsi appliquée au haut-parleur, qui n'est autre que la valeur crête-à-crête divisée par 2 que multiplie racine de 2 (2,828), soit dans ce cas 4,24 V. Si Z est l'impédance du haut-parleur exprimée en ohms, la puissance disponible n'est autre que :

$P_{\text{efficace}} \text{ en } W = (4,24)^2 / Z$
Sur un haut-parleur de 8 Ω , c'est le désastre puisque nous ne disposons que de 2,25 W. Sur 4 Ω , c'est un peu mieux avec 4,5 W, et sur 2 Ω , c'est presque bien avec 9 W. Et encore dans ce calcul avons-nous volontairement oublié les pertes dans les transistors de puissance, qui font que la tension réellement disponible est encore plus faible que celle calculée.

Mais alors, nous direz-vous, comment font les fabricants de boosters d'autoradios pour nous annoncer des 20, 30, voire même 60 W ? Trois cas sont possibles : soit ils mentent et annoncent des puissances crête ou crête à crête qui



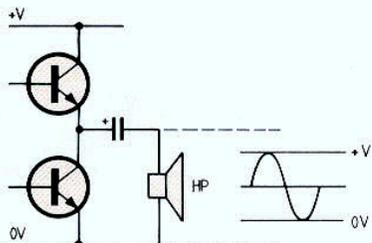


Fig. 1. - Un montage classique à la puissance limitée par la faible tension d'alimentation.

ne signifient rien mais sont bien plus élevées que la puissance efficace, soit ils utilisent une des deux solutions que nous allons décrire maintenant.

Examinez la figure 2, qui représente l'étage de sortie d'un amplificateur de puissance à configuration dite « en H » ou en pont. Le haut-parleur se trouve connecté entre les deux sorties d'amplificateurs de puissance analogues à celui de la figure 1 mais recevant des signaux en opposition de phase. De ce fait, la tension crête à crête que voit le haut-parleur n'est plus celle de la batterie mais 2 fois celle-ci. La tension efficace est donc maintenant de 8,48 V, et la puissance théorique disponible est bien plus élevée puisque l'on atteint 18 W sur 4 Ω et, bien sûr, 36 W sur 2 Ω. En fait, les puissances obtenues sont plus faibles, car le courant important à fournir aux haut-parleurs (près de 4,2 A pour 36 W sur 2 Ω) induit des chutes de tension dans les transistors de puissance qui font que la tension réellement disponible est plus faible que celle calculée ci-dessus.

Dernière solution classique mais coûteuse et complexe : celle schématisée figure 3. Dans ce cas-là, on prend le mal à la source et, au lieu de contourner la faiblesse de la tension d'alimentation par des artifices, on élève tout bonne-

délivrer le convertisseur (celle de l'ampli augmentée de 20 % environ). Bien que certains confrères l'aient utilisée, nous nous y refusons car il faut réaliser ou approvisionner des bobinages particuliers pour le convertisseur, ce qui est source de problèmes considérables.

UN PRINCIPE TOUT SIMPLE

Notre montage fait appel à des solutions beaucoup plus simples que celles exposées ci-avant puisqu'il utilise tout

en application public address, on aime bien pouvoir commander de nombreux haut-parleurs simultanément, ce choix est le plus logique qui se puisse concevoir. Dans sa version de base, notre montage utilise ainsi deux amplificateurs (contenus dans un même boîtier) et délivre environ 15 W efficaces avec une qualité proche de la HiFi. Il suffit de lui ajouter un module de puissance (prix de revient environ 100 F) pour passer à 30 W. En outre, comme chaque ampli peut alimenter des haut-parleurs d'impédance aussi faible que 2 Ω, il est possible de monter quatre haut-parleurs de 8 Ω ou deux de 4 Ω en sortie, ce qui est des plus pratique et qui résout le problème de l'indisponibilité quasi totale des haut-parleurs de 2 Ω.

LE SCHEMA

Comme vous pouvez le constater à l'examen de la figure 4, il est d'une remarquable simplicité grâce à l'utilisation d'un double amplificateur de puissance intégré, en l'occurrence un TDA 2005 de feu SGS Ates (maintenant SGS Thomson Microelectronics ; on n'arrête pas le progrès !). Ce double amplificateur, contenu dans un boîtier multiwatt à 11 pattes, peut être alimenté sous toute tension comprise entre 8 et 18 V et peut délivrer un courant de sortie de 3,5 A au maximum. Ses caractéristiques audio lui permettent presque de recevoir le label haute fidélité, tandis que ses protections internes le rendent virtuellement indestructible. Il est en effet protégé contre :

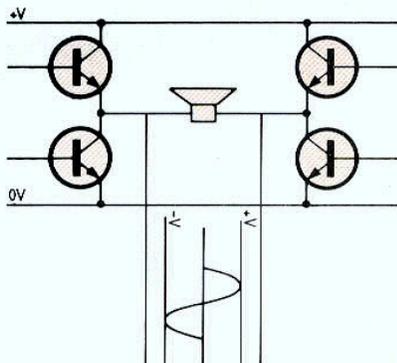


Fig. 2. - Un montage en H ou en pont pour quadrupler la puissance de sortie.

ment celle-ci au moyen d'un convertisseur statique. Il suffit ensuite d'utiliser un schéma d'amplificateur traditionnel qui, alimenté sous une tension beaucoup plus forte, délivrera une puissance conséquente. Il va de soi qu'un tel montage est complexe, surtout en raison de la puissance que doit

simplement des amplificateurs intégrés ordinaires, spécialement conçus pour les autoradios ou les boosters et, pour obtenir de la puissance, il en alimente un certain nombre en parallèle. Compte tenu du très faible prix actuel de ces amplificateurs, de leur très grande fiabilité et du fait que,

Fig. 3. - La solution « riche » fait appel à un convertisseur statique.

