

n° 153
mars
1991

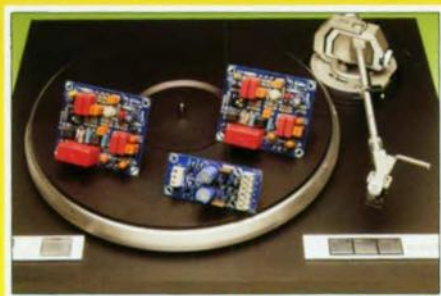
ELEKTOR

électronique

wattmètre efficace



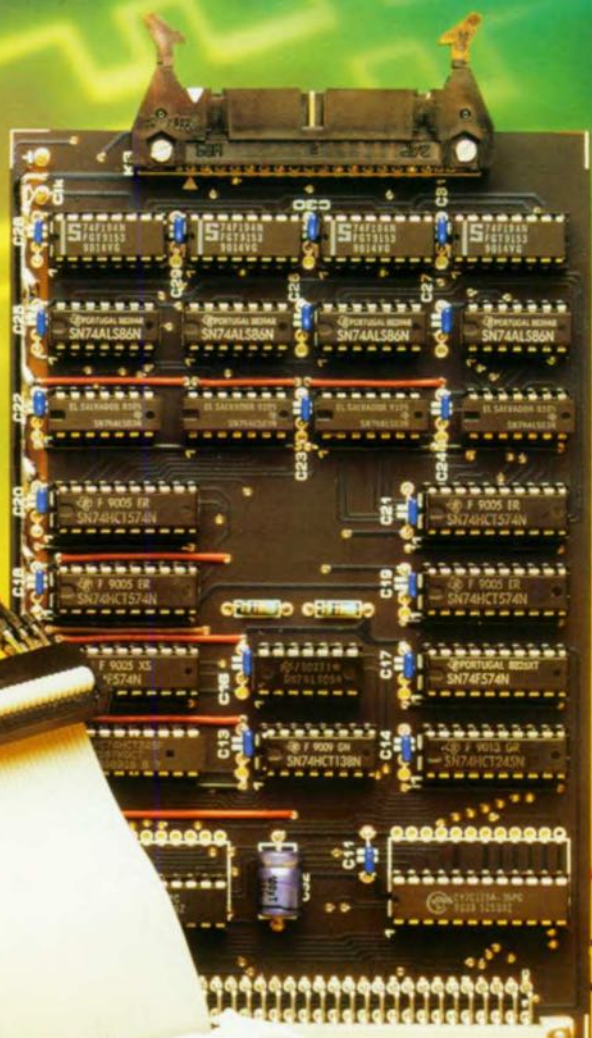
préamplificateur MC
le nec plus ultra



gradateur IR pour
éclairage halogène

analyseur logique
pour IBM PC
& Atari-ST (II)

carte de RAM & sonde



M 1531 - 153 - 22,00 F



SONMAIRE



n°153
mars 1991

Les couleurs de la couverture vous auront sans doute fait penser, à juste titre, que le printemps approchait. Comme l'illustre la couverture, le "menu" de ce numéro est aussi varié que copieux, la pièce de résistance étant bien entendu la carte de RAM pour l'analyseur logique. Le gradateur IR pour éclairage halogène est notre entremets.

Services

- 18 elektor software service (ESS)
- 18 liste des circuits imprimés (EPS)
- 44 circuits imprimés en libre service

Informations

- 21 l'ABC de la mesure (IV)
mesure d'une résistance dans la pratique
F.-P. Zantis
- 32 amplificateurs opérationnels
à stabilisation par découpage (II)
- 42 chip select: MAX743 - MAX 281 -
- 46 tort d'elektor: Carte MCR - Générateur de dents de scie déclenchable - Mesure numérique du rapport cyclique - Temporisateur pour essuie-glace - Circuit de suppression de bruit -

- 58 elektore
- 60 diviseurs de tension décadiques
G. Peltz

RÉALISATIONS

Audio-Vidéo

- 26 préamplificateur MC haut de gamme
le nec plus ultra de l'enregistrement analogique à votre portée

Micro-informatique

- 36 analyseur logique modulaire (II)
la carte de RAM et la sonde de mesure
K. Nischalke & H.J. Schulz

Radio

- 47 applikator: récepteur MA/FM
mono-circuit

Domestique

- 52 gradateur pour éclairage halogène
à télécommande IR
H. Peter

Mesure et test

- 52 traceur de signal à μ P (I)
- 71 wattmètre efficace
mesure de la puissance réelle

Photo

- 56 posemètre d'agrandissement
multi-points
A. Ladwig

MV 500
émetteur

télécommande IR
1

elektor infocarte 181

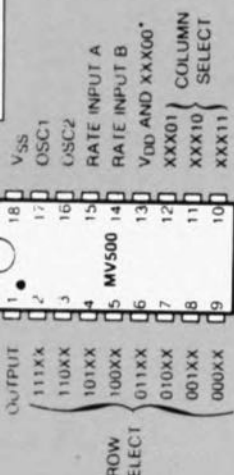
Le MV500 de Plessey Semiconductor fait partie d'une paire de circuits destinés aux télécommandes d'appareils en tout genre, les MV 500, l'émission de l'émetteur, et MV 601, le circuit de commande du récepteur. Leurs domaines d'application préférentiels sont les télécommandes de téléviseurs et de chaînes audio.

Caractéristiques électriques
(Conditions de test, sauf indication contraire)
 $T_{amb} = 0 \text{ à } 70^\circ\text{C}$, $V_{DD} = +3 \text{ à } +10,5 \text{ V}$

Grandeur	Broche	Valeur		Unité	Conditions
		Min	Max		
Courant de fonctionnement	13	0	2	mA(A)	$V_{DD} = 9 \text{ V}$, $I_{amb} = 25^\circ\text{C}$
Courant de stand-by	13	0	2	mA(A)	$V_{DD} = 9 \text{ V}$, $I_{amb} = 25^\circ\text{C}$
Courant source de sortie	13	50	200	mA(A)	$V_{DD} = 6 \text{ V}$, $V_{OH} = 1 \text{ V}$
Résistance de contact du clavier	2-12	10	25	Ω	$V_{DD} = 3 \text{ V}$, $V_{OH} = 1 \text{ V}$
Fermet	100	0	20	ns	
Ouvert	400	100	1000	ns	
Fréquence de l'oscillateur	16,17			kHz	

Valeurs maximales admissibles:
Tension d'alimentation -0,5 à 11 V
Tension d'entrée (toutes broches) -0,5 à $V_{DD} + 0,5 \text{ V}$
Plage de température de service 0 à $+70^\circ\text{C}$
Plage des températures de stockage -55 à $+125^\circ\text{C}$

ROW SELECT - Sélection de rangée
COLUMN SELECT - Sélection de colonne
(Source Plessey)



elektor - infocartes

micro-contrôleurs
3
8035/39/40/48/49/50AH
8748/49H Intel

elektor infocarte 182

On se trouve ici en présence de toute une famille de micro-contrôleurs aux caractéristiques très proches. Bien que légèrement différents, les 8748/49H ne méritent pas une infocarte particulière.

- Caractéristiques techniques communes:
- Technologie HMOS II.
 - Compteur d'intervalle/Compteur d'événement.
 - 2 interruptions à niveau unique.
 - Alimentation unique de 5 V.
 - Plus de 96 instructions (dont 90% à un octet).
 - ROM programmables par application d'une tension de 21 V.
 - Espaces mémoire et d'Entrées/Sorties aisément extensibles.

Il s'agit ici de la famille MCS-48 d'Intel. Ces "microprocesseurs" à 8 bits parallèles sont parfaitement autonomes. Ils possèdent 27 lignes d'E/S, un compteur/temporisateur à 8 bits, un oscillateur/horloge intégré. Ces composants existent en version à ROM programmée par masque et en version sans ROM intégrée. Il existe une version à ROM programmable, les 8748/49H.

Type	Interne	Mémoire	RAM Standby
8035AHL	Rien	64x8 RAM	Oui
8039AHL	Rien	128x8 RAM	Oui
8040AHL	Rien	256x8 RAM	Oui
8048AH	1 Kox8 ROM	64x8 RAM	Oui
8049AH	2 Kox8 RAM	128x8 RAM	Oui
8050AH	4 Kox8 RAM	256x8 RAM	Oui
P8748AH	1 Kox8 ROM programmable	64x8 RAM	Non
P8749AH	2 Kox8 ROM programmable	128x8 RAM	Non

(Source Intel)

l'a b c de la mesure

4^e partie: mesure d'une résistance dans la pratique

F.-P. Zantis

Nous poursuivons notre petit cours sur les différents principes de mesures avec l'une des mesures des plus importantes: celle de la résistance. Cette mesure est essentielle, non seulement lors de la recherche d'une erreur dans un circuit, mais également lors de la conception et du dimensionnement de n'importe quel projet électronique. Il existe, bien entendu, plusieurs techniques permettant de mesurer une résistance. Nous nous limiterons ici aux méthodes les plus répandues.

Après en avoir terminé avec la description des techniques disponibles pour la mesure d'une résistance nous passerons, sans coq à l'âne, aux mesures pratiques effectuées sur des circuits d'alimentation en courant et sur des sources de tension.

La mesure de résistances ohmiques

La grande majorité des multimètres possèdent plusieurs calibres permettant de mesurer une résistance ohmique. La mesure d'une résistance est la seule raison d'être de la présence d'une pile dans les instruments de mesure analogiques.

Il existe, en principe, deux techniques très courantes:

■ L'application d'une tension constante aux bornes de l'objet à tester. La valeur de sa résistance est alors fonction du courant qui y circule:

$$I_{\text{mes}} = U_{\text{const}} / R_x$$

Dans cette formule, I_{mes} représente le courant mesuré par le multimètre, U_{const} la tension constante appliquée et R_x la résistance de l'objet à mesurer. Le courant de mesure n'est pas, de ce fait linéaire, mais au contraire inversement proportionnel à la résistance de l'objet à tester. Ceci explique pourquoi les instruments de mesure faisant appel à cette technique sont impérativement dotés d'une échelle bien distincte pour la mesure de résistances. Cet échelle, calibrée en ohms, est dotée, à son extrémité droite, de la

valeur $R_x = 0$ (ou, si l'on préfère, "court-circuit") et à son extrémité gauche de la valeur $R_x = \infty$ (ce qui veut dire, vous l'avez deviné sans doute, "résistance infinie").

La figure 1 montre une échelle-type pour cette technique de mesure de résistance. On n'obtient de mesure exacte et valable que lorsque la valeur mesurée est affichée dans la partie supérieure de l'échelle (la partie droite). Le faible écartement séparant les différents valeurs représentées sur la partie gauche de l'échelle illustre nettement qu'un affichage exact, et de ce fait une lecture fiable de la valeur mesurée, est pratiquement impossible.

La figure 2 donne le schéma de principe d'un circuit pour mesure de résistances faisant appel à une tension constante. Le potentiomètre sert à l'ajustage du point zéro. Pour effectuer une mesure valable, il faut tenir compte des variations de la tension constante (entraînées par le vieillissement de la pile par exemple) et en outre intégrer la résistance de contact introduite par les pointes de mesure; il est essentiel d'effectuer ce petit étalonnage avant chaque prise de mesure. Pour ce faire, il suffit de mettre en contact les parties métalli-

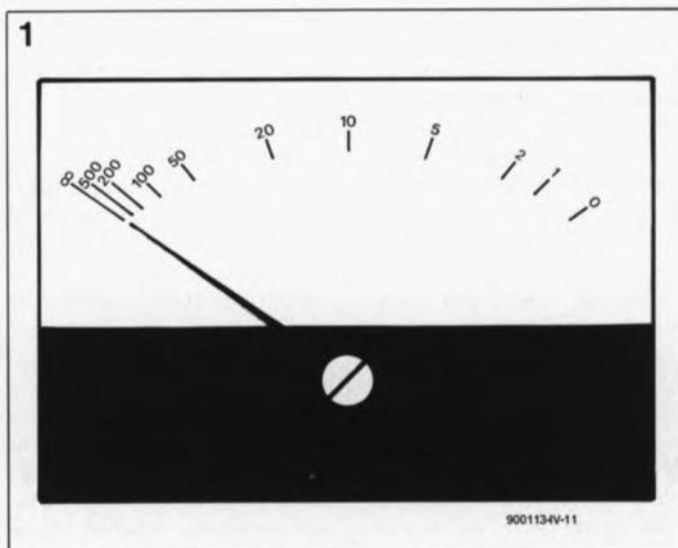


Figure 1. Échelle de visualisation-type de la résistance d'un multimètre fonctionnant selon le principe de la mesure à tension constante.

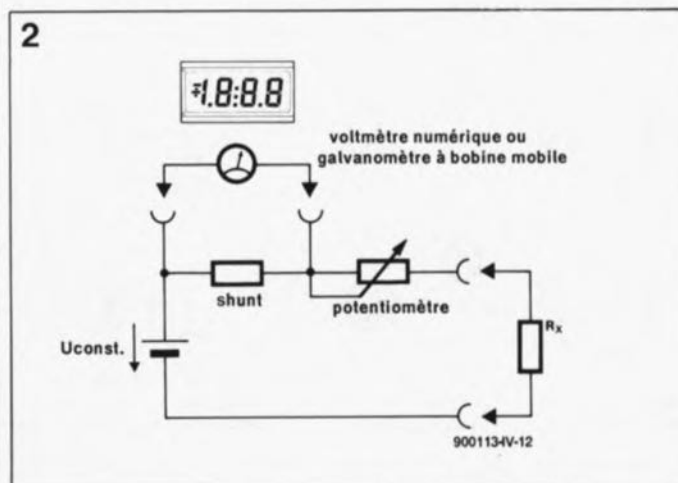


Figure 2. Circuit électronique de base pour la mesure d'une résistance, faisant appel à une tension constante.

ques des deux sondes présentes à l'extrémité des cordons de l'instrument et de jouer sur le potentiomètre jusqu'à ce que l'aiguille se trouve exactement en face du repère "0".

Il est également possible, comme l'illustre la figure 2, de substituer un voltmètre à affichage numérique au galvanomètre à bobine mobile.

■ Il circule un courant constant à travers l'objet à tester; la valeur de sa résistance est alors fonction de la tension à ses bornes résultant de la circulation du courant constant:

$$U_{mes} = I_{const} \cdot R_x$$

La valeur de la grandeur de mesure, U_{mes} , est ici proportionnelle à celle de la résistance de l'objet à mesurer, R_x . Comme la répartition des valeurs est régulière, il n'est plus nécessaire maintenant de faire appel à une échelle spécifique aux résistances. De par l'écartement constant des repères de l'échelle, une lecture exacte de la valeur affichée devient un jeu d'enfant.

La précision de mesure et de lecture de cette technique de mesure de résistance sont meilleures que celle de la mesure d'une résistance faisant appel à une tension constante. Ce que nous venons de dire quant à la précision de lecture s'applique également, est-il besoin de le préciser, aux multimètres numériques.

La figure 3 donne le schéma de base d'un circuit destiné à la mesure d'une résistance à l'aide d'un courant constant.

■ Techniques de mesure spéciales

Les deux techniques de mesure décrites plus haut, ne conviennent malheureusement pas à la mesure d'une résistance, soit très faible, soit encore très forte. Pour effectuer ce type de mesures ultra-précises il existe de ce fait des procédés différents, telle que le pont de mesure de résistance ou bien encore la mesure de résistance par comparaison. Ce sont en

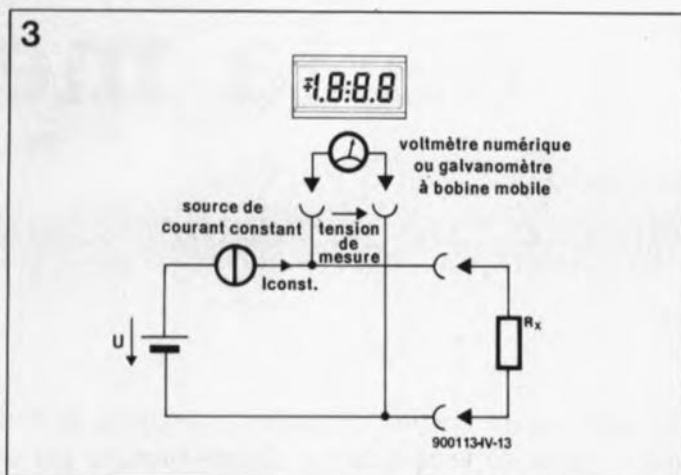


Figure 3. Circuit électronique de base destiné à la mesure d'une résistance, utilisant, cette fois-ci, un courant constant.

effet ces deux processus que l'on utilise dans les ponts de mesure RLC.

La mesure de résistance pour le test de composants

La plupart des ohmmètres, puisqu'il faut appeler par leur nom les instruments servant à mesurer une résistance, permettent également de vérifier des semi-conducteurs. Il est pourtant essentiel que la tension présente aux deux pointes de touche de l'instrument soit suffisamment élevée. Dans ces conditions une diode, prise dans le sens inverse, possède une résistance si élevée qu'elle n'est plus mesurable. Prise dans l'autre sens, le sens direct, la résistance de ce composant, beaucoup plus faible et variant d'un type de diode à un autre, se mesure facilement.

Dans le cas d'une diode à

pointe (PIN diode) cette résistance directe est beaucoup plus importante que dans le cas d'une diode à jonction plane.

Notons qu'une telle mesure permet uniquement de vérifier si le composant en question est intact ou non. Il n'est pas possible, avec cette technique, de déterminer le comportement du dit composant une fois implanté dans un circuit.

Le test d'intégrité d'un transistor nécessite six mesures successives: il existe une résistance élevée entre l'émetteur et le collecteur et ceci pour les deux polarités (dans les deux sens). Si l'on intercale le multimètre entre la base et l'émetteur ou encore entre la base et le collecteur, la valeur de résistance mesurée est soit forte, soit faible, en fonction de la polarité de la tension de mesure (voir figure 4). Les

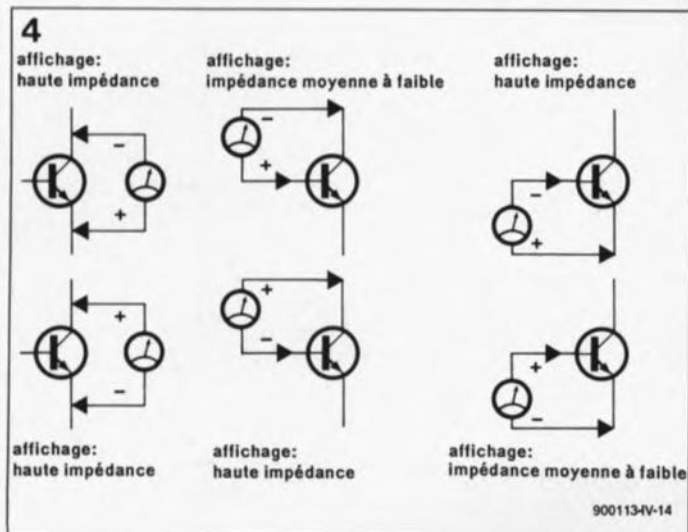


Figure 4. Le test d'un transistor à l'ohmmètre nécessite 6 mesures distinctes.

valeurs de résistance mesurées dépendent de la tension de mesure, du courant de mesure et de la température ambiante. Il est de ce fait pratiquement impossible de donner ici une quelconque valeur de référence.

Les possibilités limitées en soi de ce type de mesure n'ont pourtant pas d'influence sur le fait qu'il permet une détection très fiable des problèmes les plus courants que connaissent les transistors, à savoir courts-circuits et coupure interne des connexions.

S'il s'agit de trouver une erreur dans un circuit existant, il est impératif de tenir compte du fait que les composants adjacents constituent tous, par rapport au courant, des trajets-"bis" (voir Bison Fûté). Afin de pouvoir examiner dans le moindre détail un composant donné, il est nécessaire de le dessouder et de le sortir du circuit.

Un point commun de toutes les mesures de résistance utilisées pour la recherche d'une erreur, est que la valeur mesurée exacte n'est pas d'une importance capitale. En règle générale, il suffit de disposer d'une valeur approximative pour pouvoir tirer une conclusion valable quant à l'état du composant vérifié.

Le testeur de composants

À partir des notions développées ci-dessus, l'industrie a conçu des testeurs de composants spéciaux, à intégrer dans -ou à connecter à- un oscilloscope. La figure 5 illustre le principe de base d'un tel circuit, relativement simple on le constate: une tension alternative faible, fournie par un transformateur-secteur par exemple, alimente un circuit-série constitué par le composant à tester et une résistance de shunt. La tension alternative fait office de base de temps horizontale, la chute de potentiel aux bornes de la résistance de shunt servant à défléchir verticalement le faisceau d'électrons de

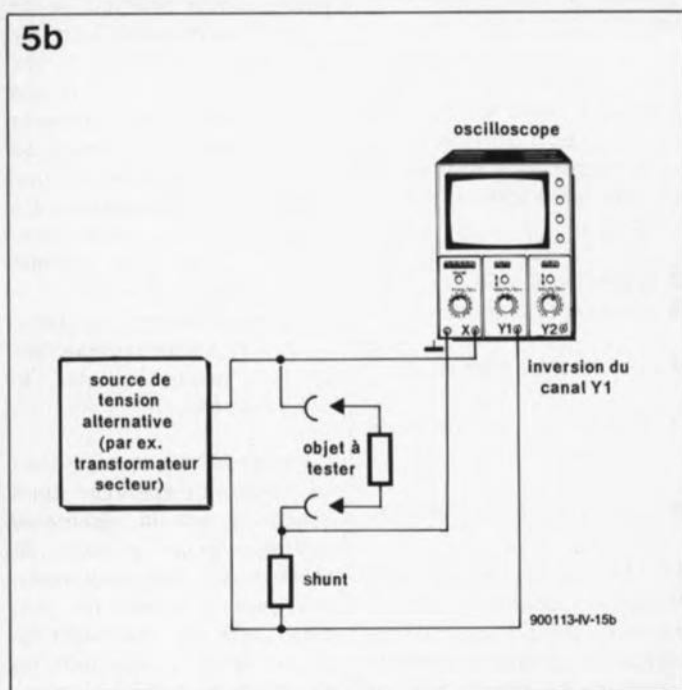
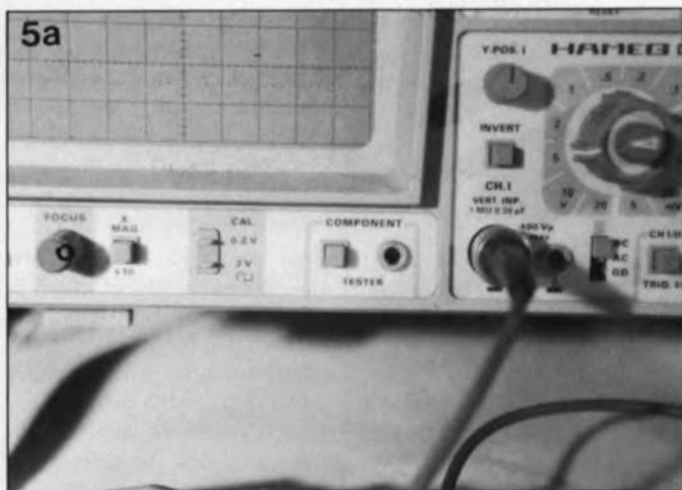


Figure 5. Certains oscilloscopes intègrent un testeur de composants, (a); voici comment faire de votre oscilloscope un testeur de composants (b).

l'oscilloscope. Il va sans dire que, lors de l'utilisation du testeur de composants, la base de temps interne de l'oscilloscope est mise hors-fonction.

La chute de tension aux bornes de la résistance de shunt détermine l'importance du courant qui peut circuler à travers le composant à tester. L'écran de l'oscilloscope montre la caractéristique IU , courant/tension, (la tension U étant représentée en abscisse) et de ce fait la courbe de la résistance du composant à tester. Comme on ne dispose pas de valeurs-repère, il ne saurait être question de tirer des conclusions mathématiques d'un tel test; seul peut être apprécié l'état (bon ou mauvais) de l'objet à tester.

En raison de son extrême simplicité, il est facile d'ajouter à un oscilloscope, voire de l'y intégrer, le circuit d'un testeur de composants, à condition que l'oscilloscope concerné soit doté d'une entrée-X supplémentaire et d'un dispositif permettant la mise hors-fonction de la base de temps interne.

Comme le point de masse doit se trouver au milieu, entre le composant à tester et la résistance de shunt, la courbe du courant est inversée. Il existe de ce fait un certain nombre d'oscilloscopes dotés d'un commutateur permettant l'inversion du signal du canal-Y, de sorte qu'il suffit d'une action sur la touche concernée pour obtenir l'affichage d'un signal correct.

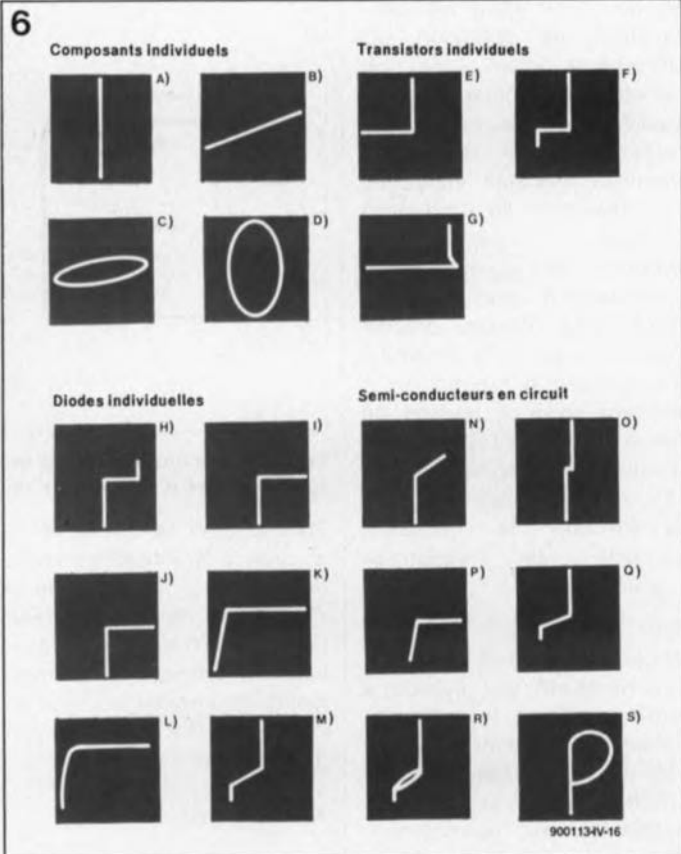


Figure 6. Les oscillogrammes obtenus lors de l'utilisation d'un testeur de composants.

a) cordons de mesure en court-circuit; b) résistance; c) bobine; d) condensateur; e) jonction base-collecteur dans un transistor; f) jonction base-émetteur; g) jonction émetteur-collecteur; h) diode zener dont la tension zener est inférieure à la valeur de crête de la tension de mesure; i) diode zener dont la tension zener est supérieure à la valeur de crête de la tension de mesure; j) diode au silicium; k) diode au germanium; l) redresseur; m) thyristor dont la grille est connectée à l'anode; n) diode et résistance, prises en parallèle; o) deux diodes prises en tête-bêche; p) diode et résistance prises en série; q) résistance prise en parallèle sur la jonction base-émetteur d'un transistor; r) résistance, condensateur et jonction base-émetteur d'un transistor, pris en parallèle; s) diode et condensateur pris en parallèle.

Il est impératif que le composant ou le circuit à tester soit hors-tension; effectuer une mesure est sinon impossible. Une interprétation correcte de la courbe affichée sur l'écran de l'oscilloscope demande une certaine expérience, surtout lorsque l'on effectue une mesure en circuit.

Si le composant à tester constitue une grandeur réelle (une résistance ohmique par exemple), les deux tensions de déflexion ne présentent pas de décalage de phase et la courbe affichée est une ligne droite. L'angle que présente cette ligne par rapport à l'horizontale fournit une indication quant à la valeur de la résistance mesurée: pour une résistance nulle, un court-circuit donc, la ligne est verticale, si au

contraire il s'agit d'une résistance infinie (∞), une coupure, la ligne est horizontale.

La **figure 6** vous propose toute une série de courbes obtenues en soumettant différents composants et circuits au test d'un testeur de composants.

La mesure d'une impédance

Le testeur de composants, objet du paragraphe précédent, peut rendre d'excellents services pour la mesure de valeurs d'impédance, la résistance à un courant alternatif. Condensateurs et inductances (bobines) produisent un décalage de phase entre la tension à leurs bornes et le courant qui les traverse; il en

va de même pour les deux tensions de déflexion qui présentent elles aussi un décalage. Ce phénomène fait paraître des courbes elliptiques dont les développements en abscisse (horizontal = largeur) et en ordonnées (vertical = hauteur) sont fonction de l'impédance du composant à tester (voir figure 6). Une mesure précise n'est possible qu'à condition de connaître le rapport exact existant entre la tension de déflexion horizontale (Y) et la tension de déflexion verticale (X). Sur n'importe quel oscilloscope la déflexion verticale est étalonnée (calibrée).

Pour obtenir, à l'écran, la déflexion exprimée en A, ou encore en mA, par division, il suffit de diviser la valeur du calibre sélectionné, par la valeur de la résistance de shunt. Souvent la déflexion horizontale ne permet pas d'étalonnage. La tension présente à l'entrée en question peut être mesurée assez facilement. Pour ce faire, il suffit de mettre la base de temps hors-fonction et de faire en sorte que la courbe soit disposée au centre de l'écran. Il faudra maintenant appliquer à l'entrée X une tension telle que la courbe soit défléchie de façon à arriver au repère de division suivant que comporte le graticule. La taille de la tension nécessaire pour obtenir cela est de ce fait la tension par division de graticule, ou V/div. Une fois que l'on a déterminé cette tension par division il n'est plus sorcier de lire directement sur l'écran les valeurs de la tension et du courant, propres à une courbe donnée.

Il est bien sûr possible de mesurer des impédances sans faire appel à un oscilloscope et à un testeur de composants. On a besoin pour cela, d'un générateur sinusoïdal et d'un instrument quelconque capable de mesurer les fréquences utilisées. Le composant à tester est connecté au générateur et on mesure simultanément la tension à ses bornes et le courant le traversant. La résistance apparente Z, se calcule à l'aide de la formule:

$$Z = U / I.$$

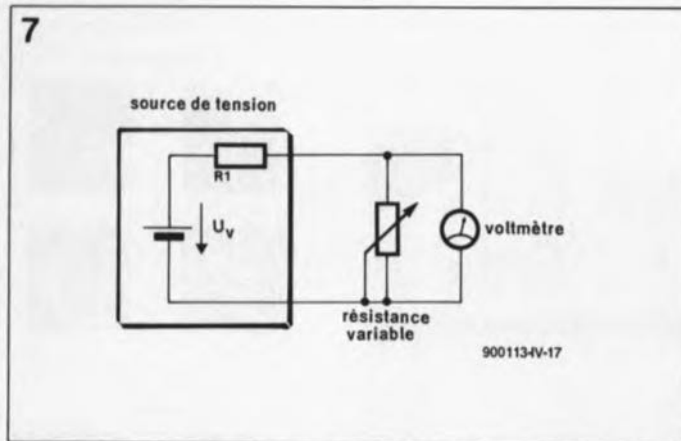


Figure 7. Technique simple et efficace pour déterminer la résistance interne d'une source de tension.

Pour obtenir la valeur de la réactance X, il faudra ensuite déduire de Z la valeur de la résistance réelle. Attention pourtant ! En raison des décalages de phase, il est primordial de déterminer la valeur de la réactance de façon géométrique:

$$X^2 = Z^2 - R^2,$$

ce qui nous donne:

$$X = \sqrt{Z^2 - R^2}.$$

La valeur de la résistance n'est vraie que pour une fréquence identique à la fréquence de test.

En transformant la formule,

$$X = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L,$$

$$L = X / 2 \cdot \pi \cdot f,$$

il est possible de calculer de la réactance d'une bobine.

La réactance et la valeur d'un condensateur se calculent d'une manière similaire:

$$X_C = 1 / \omega C$$

et

$$C = 1 / \omega X_C =$$

$$1 / 2 \cdot \pi \cdot f \cdot X_C.$$

La mesure d'une tension d'alimentation

est probablement l'une des mesures les plus couramment effectuées. Ce genre de mesure convient également, et ce sous la forme de mesures préliminaires, lorsqu'il s'agit de déterminer si une source de tension

convient pour alimenter l'un des montages en cours de réalisation. Il suffit de faire appel à 3, voire 4, éléments pour en savoir suffisamment sur la plupart des sources de tension. Les grandeurs dont il s'agit sont:

- la tension à vide, U_v ,
- le courant de court-circuit, I_c ,
- la résistance interne, R_i ,

et, dans le cas de sources de tension continue,

- la tension de ronflement, U_r .

Pour la majorité des sources de tension courantes, on se trouve en présence soit d'une source de tension continue, soit d'une source de tension alternative, toutes deux fonctionnant, faut-il le préciser, à une fréquence de 50 Hz. Rien de plus facile et de plus pratique alors que d'utiliser un multimètre pour effectuer les mesures nécessaires. Si vous envisagez de déterminer la tension à vide il faudra vérifier cependant que la source de tension n'est pas en charge (reliée à une charge quelconque qu'elle alimente). Si tant est qu'il ne s'agit pas d'une source de tension à haute impédance on pourra négliger l'impédance d'entrée propre du multimètre utilisé. Il n'est pas recommandé pourtant de mesurer le courant de court-circuit d'une source de tension d'alimentation. Il est préférable de déterminer la résistance interne du circuit en question. Cet élément permet, en règle générale, de déterminer mathématiquement l'importance du courant de court-circuit.

La mesure de la résistance interne est également intéressante dans le cas d'une alimentation de laboratoire réglable. Elle permet d'évaluer la qualité réelle du montage (de fabrication "maison").

Une méthode relativement simple pour mesurer la résistance interne fait appel au circuit de la figure 7. Le potentiomètre compris dans ce circuit constitue une charge pour la source de tension; il faut en déterminer la résistance interne, R_i . On jouera sur la position de ce potentiomètre jusqu'à ce que la chute de tension à ses bornes soit égale à la moitié de la tension à vide. D'après les principes de la division de tension, il est clair qu'une chute de tension identique a lieu aux bornes de la résistance interne. Cela signifie également que la valeur de la résistance interne est identique à la valeur représentée, à cet instant-là, par le potentiomètre.

Cette technique rudimentaire ne convient cependant qu'à condition que la résistance interne de la source de tension ait une impédance relativement élevée. Si cela n'est pas le cas, le courant qui circule est très important, ce qui rend nécessaire l'utilisation d'une résistance de puissance bobinée. Il est évident alors que cette technique est particulièrement intéressante pour la mesure de sources de signaux ou pour déterminer la résistance d'entrée ou de sortie de circuits électroniques.

Voici la technique la plus simple pour déterminer la résistance interne. Elle fait appel à deux points de fonctionnement; le premier peut être la tension à vide mesurée, U_v . Pour disposer d'un second point de fonctionnement, il faudra connecter à la source de tension une charge prenant la forme d'une résistance, R_c . Le but de cette opération est d'obtenir une tension de sortie, U_s , sensiblement plus faible que la tension à vide U_v . La résistance interne de la source de tension se calcule ensuite à l'aide de la formule suivante:

$$R_1 = \frac{U_v - U_s}{\frac{U_s}{R_c}} = \frac{R_c (U_v - U_c)}{U_c}$$

Prenons un exemple: supposons que la tension à vide d'une source de tension soit de 25,2 V et que la tension de sortie chute à un niveau de 23,5 V lorsque l'on connecte une charge de 5,6 Ω en parallèle sur ses sorties, la valeur de la résistance interne est de:

$$R_i = \frac{5,6 (25,2 - 23,5)}{23,5} = 0,41 \Omega.$$

Il faudra noter que, dans ces conditions, le courant de sortie est de 4,2 A (23,5 V / 5,6 Ω). Il est évident qu'il faut que ce courant soit inférieur au courant de sortie maximal que puisse fournir le circuit d'alimentation-secteur avant que son circuit de limitation de courant n'entre en fonction. En effet, dès que ce dispositif de protection est déclenché, la résistance interne augmente rapidement, faussant alors le résultat de la mesure effectuée.

La mesure avec compensation

Plus la résistance interne d'une source de tension est faible, plus précise sera la tension régulée disponible à sa sortie. À condition que l'on ne dépasse pas la valeur maximale de leur courant de sortie, les modules d'alimentation-secteur à régulation électronique se caractérisent par une résistance interne extrêmement faible. Il est impossible de mesurer de telles résistances en faisant appel à l'une des techniques mentionnées plus haut. Cependant l'utilisation d'une mesure avec compensation permet de déterminer la valeur exacte de ces résistances extrêmement faibles. Cette technique de mesure nécessite cependant un calibre précis.

La figure 8 montre le circuit de base qui permet d'effectuer ce genre de mesure. Une résistance variable, R1, est connectée en parallèle à l'objet à tester; on détermine

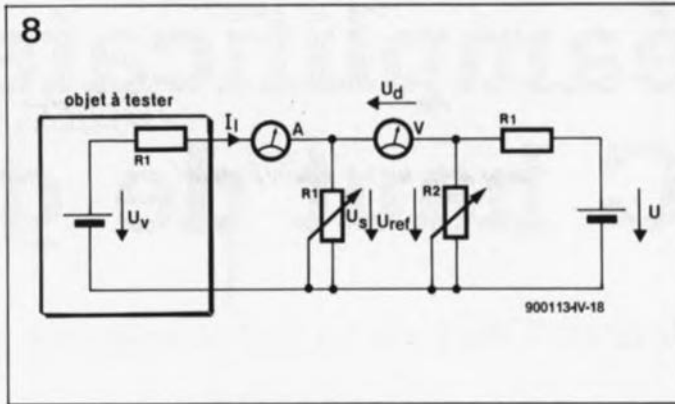


Figure 8. La technique de mesure à compensation permet de mesurer des résistances internes extrêmement faibles.

le courant de charge, I_c , résultant de cette connexion. Le voltmètre indique alors la différence de tension U_d qui existe entre le potentiel aux bornes de la résistance R1 et le niveau de la tension de compensation U_{ref} , réglée, elle, par la résistance variable R2. Il faudra jouer sur cette résistance afin d'obtenir une tension de différence, U_d , de 0 V très exactement. On passe ensuite sur un calibre plus faible du multimètre pour recommencer le réglage à 0 V de la tension U_d . On reprendra ce cycle de calibrage jusqu'à ce que, sur le calibre le plus faible, la tension U_d soit parfaitement ajustée à 0 V.

Après cet étalonnage très précis de la tension U_d , on fait varier progressivement, et par faibles incréments, la valeur de R1. Ceci se traduit par une variation du courant I_c et de la tension U_d , visualisée par les deux dispositifs d'affichage.

Le calcul de la résistance interne consiste, pour terminer, à effectuer la division de la valeur de la variation de la tension de sortie par celle de la variation du courant.

La mesure d'une tension de ronflement

N'importe quelle source de tension continue dont la tension continue est dérivée d'une tension alternative, présente une composante en tension alternative, plus ou moins importante selon le cas, superposée à la tension de sortie. Cette composante de tension alternative est ce que l'on appelle une tension de ronflement. Plus la tension

tension de ronflement ne présente pas une forme sinusoïdale, elle est exprimée sous la forme d'une valeur crête-à-crête, aisément mesurable sur l'écran de l'oscilloscope.

Un multimètre mis en calibre AC procède lui aussi à un filtrage de la tension continue et permet ainsi une mesure de la composante de tension alternative que présente la tension continue. Puisque la tension de ronflement n'a que très rarement une forme sinusoïdale, la valeur affichée par le multimètre n'est valable que lorsque vous utilisez un multimètre efficace vrai "true R.M.S.", dont nous avons déjà parlé dans l'un des "épisodes" précédents de cette série consacrée à l'abc de la mesure.

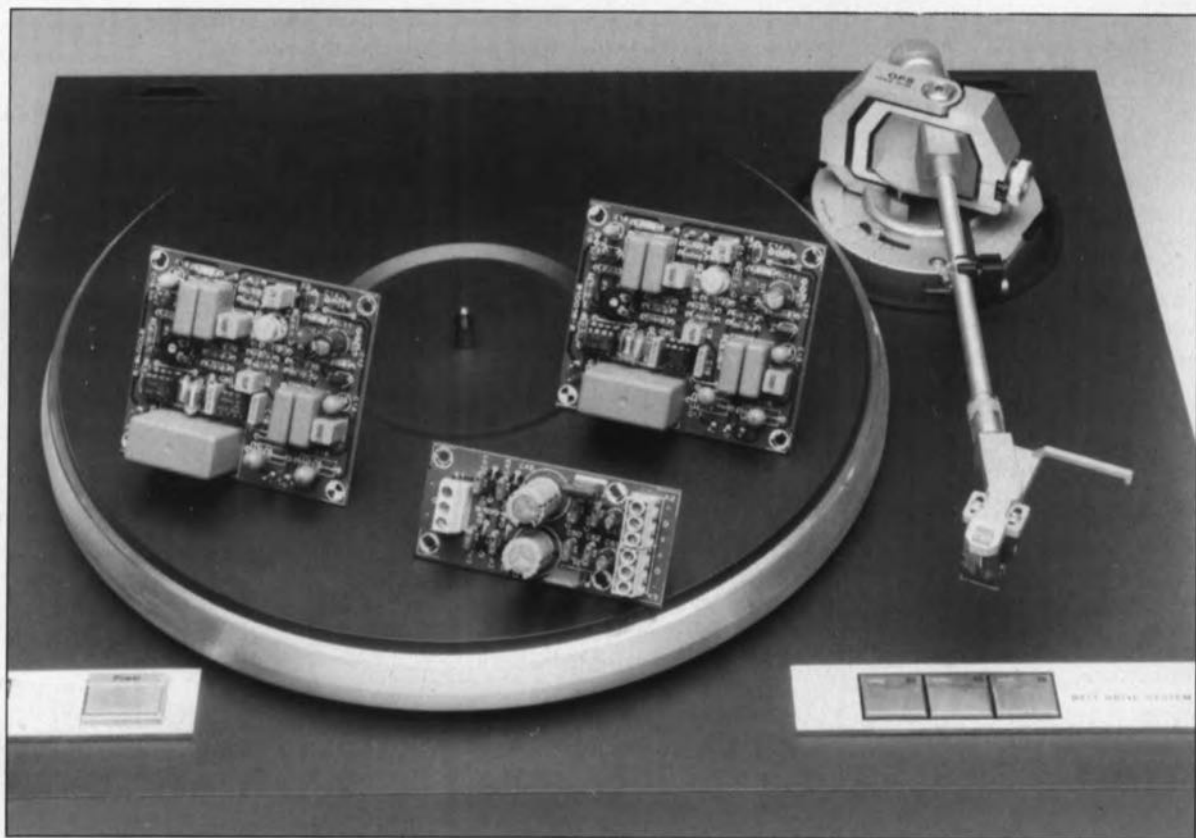
Le prochain article de cette série sera consacré aux mesures à effectuer sur les circuits rencontrés les plus fréquemment par l'électronicien, amateur ou non, les amplificateurs et les filtres à basses fréquences. ■



Les multimètres les plus modernes comportent une échelle numérique et une échelle analogique

préamplificateur MC haut de gamme

le meilleur de l'enregistrement analogique à votre portée



La "Table de lecture analogique", comme pourrait appeler aujourd'hui le tourne-disque classique, perd très rapidement du terrain par rapport à son concurrent numérique, le D.A.N. (Disque Audio Numérique, le CD des anglophones). Quoi qu'il en soit, le déclin du disque de vinyl noir se fait cependant beaucoup plus progressivement que beaucoup ne l'auraient imaginé.

Des fabricants renommés, tels que Thorens, Dual et Linn, continuent eux de lancer à grand renfort de publicité de nouveaux modèles de tables de lecture. Tant que cette situation se maintient, l'utilité de préamplificateurs spéciaux restera, en particulier celle d'un préamplificateur du type de celui décrit dans cet article, taillé sur mesure et destiné à traiter les signaux électriques fournis par les cellules à bobine mobile, les fameuses MC (*Moving Coil*), très prisées par de nombreux audiophiles passionnés.

Caractéristiques techniques:

Sensibilité d'entrée:	0,25 mV
Impédance d'entrée:	100 Ω
Tension de sortie:	200 mV
Impédance terminale:	> 2 k Ω
Rapport signal/bruit:	75 dB (pondéré A)
Précision de la courbe RIAA:	$\pm 0,1$ dB
Distorsion:	< 0,006%
Tension d'alimentation:	2 x 15 V
Consommation de courant:	24 mA environ

Il est fort probable que l'on n'en soit pas encore arrivé au point où certains de nos lecteurs se demandent ce que peut bien recouvrir le titre de "préamplificateur MC". Il n'est pas exclu, au contraire, que certains d'entre eux aient pensé "un tel montage a-t-il bien encore la moindre utilité aujourd'hui?". Hé oui, nous en sommes arrivés là; la situation est grave.

Hélas, il faut nous résigner. La réalité est dure: les fins bras de lecture terminés par leur si gracieuse cellule ont été vaincus par les échantillonneurs à laser, et les froids bits numériques ont remplacé les fines échancrures qui décoraient si joliment les sillons gravés dans le vinyle. Avance technologique ou perte irréparable? Nous n'allons pas nous mêler à cette discussion qui fait

rage depuis plusieurs années déjà et qui en durera sans doute encore quelques-unes.

Les champions et les antagonistes des deux systèmes n'utilisent même plus des arguments techniques pour essayer de prouver que leur produit est le meilleur. On se trouverait plutôt en présence d'une sorte de guerre psychologique dont les participants se sont retranchés dans des fossés où ils risquent de rester un certain temps.

Quoi qu'il en soit, nous ne nous étendrons pas sur le sujet, sachant que nous ne nous targuons pas de remplir une fonction d'arbitre.

La question à poser, et, soyez-en persuadés, nous nous la sommes aussi posée, est de savoir si, en 1991, proposer à nos lecteurs la réalisation d'un préamplificateur pour cellule MC répondait encore à un besoin quelconque. La réponse est un "oui" franc et massif. Pourquoi ? Outre le fait que la demande de la part de certain de nos lecteurs et autres visiteurs de salons reste présente, il existe deux autres arguments qui nous semblent dignes d'être pris en considération.

Il existe, pour commencer, un certain nombre d'amateurs de musique - dont la plupart apprécient la qualité - à avoir accumulé un nombre impressionnant de disques. Il est pratiquement impossible, pour diverses raisons, sentimentales en particulier, de se "débarrasser" de cette collection constitué de disques noirs choisis un à un avec amour. Tant que l'on aura quelque plaisir à écouter un disque en vinyl, le besoin d'un bon système audio restera.

Le second argument est tout simplement, comme nous le disions au début de cet article, que le disque de vinyle n'est pas encore mort et enterré. Il continue de rester possible d'acheter ce type de disque sur le marché et de temps en temps, on voit apparaître de nouveaux modèles de tables de lecture et de nouvelles cellules.

La qualité de reproduction d'un tel système classique reste de très haut niveau, la percée, ou faudrait-il mieux dire le déferlement, du D.A.N. ne changera rien à cette situation. Le fait qu'un nombre non négligeable d'adeptes du vinyle ne jurent que par le disque noir, ne voulant rien savoir du mini-disque numérique argenté, car ils sont d'avis que le disque analogique est, à l'écoute, de loin supérieure à son concurrent numérique, pourrait constituer un troisième argument pour considérer la publication, anno 1991, d'un tel montage.

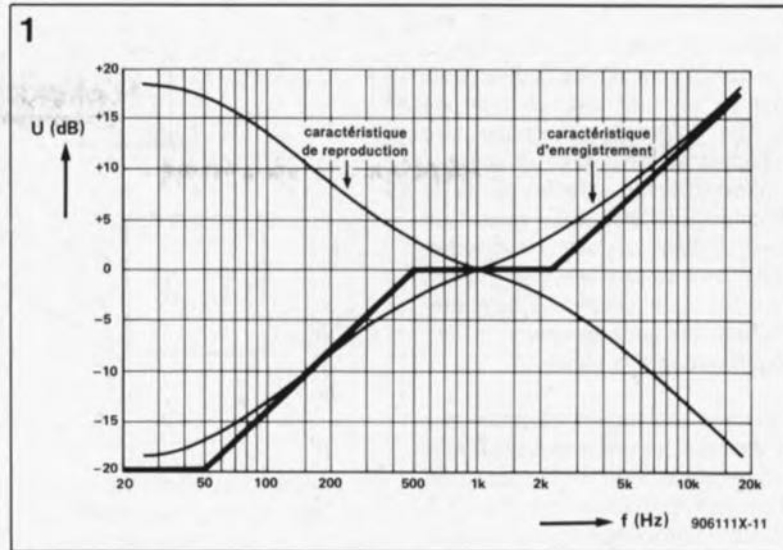


Figure 1. La correction RIAA implique, lors de la gravure du disque, une atténuation des graves et une amplification des aigus. Lors de la reproduction il faut bien entendu procéder à une correction inverse. La ligne en gras représente la courbe de gravure théorique.

La qualité

À la lecture du paragraphe précédent, vous aurez sans doute compris que, pour les amateurs irréductibles du vinyle noir, la qualité de reproduction n'est pas un vain mot. Ils ne sont pas intéressés le moins du monde par un préamplificateur miniature "fonctionnant pas mal du tout"; seule les intéresse une électronique qui puisse se targuer d'être de "haut de gamme".

Un certain nombre de demandes en provenance de lecteurs vont également dans ce sens: on voudrait un concept de niveau professionnel ("state of the art" dit-on outre-Atlantique) de façon à réaliser un montage permettant de disposer de la meilleure qualité que l'on puisse rêver d'atteindre avec des moyens restant cependant à la portée de l'amateur éclairé.

Une discussion approfondie avec un certain nombre de réalisateurs potentiels mit au jour quelques faits intéressants. Le plus important d'entre eux était qu'un éventuel nouveau préamplificateur devait être conçu pour l'utilisation d'éléments MC (cellules à bobine mobile), car à ce niveau-là de Hi-Fi, rares sont encore les éléments MD (Magnéto-Dynamique) à trouver grâce auprès des puristes. La bataille "MD versus MC" s'est décidée, en toute dernière limite, mais de façon indiscutable, pour le second protagoniste. Il parût en outre comme très souhaitable que ce préamplificateur ne soit pas assujéti à la présence ou non, dans l'installation concernée, d'un amplificateur de correction RIAA; la préférence allait à un préamplificateur MC capable de relever jusqu'à un niveau-Ligne la tension de sortie disponible aux bornes de l'élément.

Tout en sachant qu'il s'agirait peut-être du tout dernier préamplificateur

MC marqué du sceau "Elektor", nos ingénieurs ont essayé de remplir du mieux possible le cahier des charges défini plus haut.

Le concept

Un montage à la pointe de la technologie n'est qu'exceptionnellement simple et, plus rarement encore, peu coûteux. Le haut degré de qualité exigé implique inévitablement un concept élaboré, le choix de semi-conducteurs onéreux et de composants passifs qu'il est difficile de qualifier de très abordables. Nous nous sommes cependant fixé certaines limites et ne sommes pas allés au bout de ce que pouvait offrir la technologie la plus élaborée, car cela aurait été en contradiction avec le point 1 du cahier des charges, à savoir "opter pour des moyens relativement standard".

Voyons quelles sont les tâches les plus importantes d'un bon préamplificateur MC.

En fait, elles peuvent se résumer à 3 choses:

- Il faut effectuer une correction de fréquence respectant la norme RIAA;
- Il faut procéder à une amplification en tension conséquente;
- En raison du niveau extrêmement faible du signal produit par la cellule, il est impératif que la part de bruit due à l'amplificateur, son bruit propre ou intrinsèque, soit la plus faible possible.

Un petit rappel en ce qui concerne le premier point. Toute cellule est en fait un convertisseur vitesse/tension. Pour disposer d'une caractéristique de fréquence rectiligne, il faudrait que la vitesse moyenne de la pointe du diamant soit constante et cela quelle que soit la fréquence. Dans le cas d'un microsillon, cela amènerait à des variations de taille du sillon

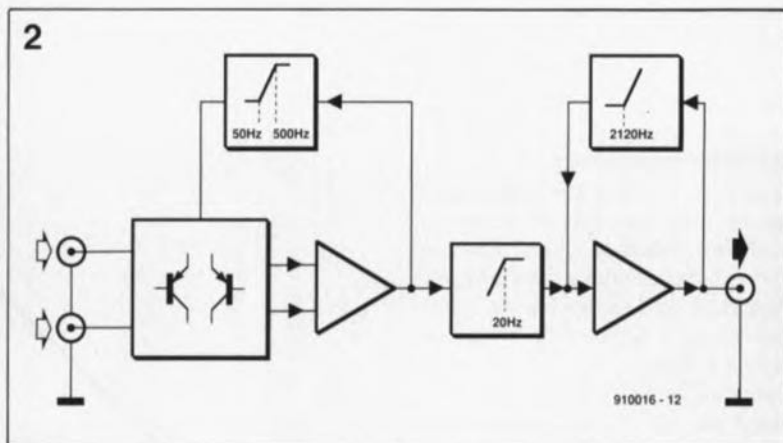
Figure 2. Synoptique du préamplificateur MC. On y reconnaît un filtre passif coincé entre deux étages d'amplification correcteurs de fréquence. Le premier de ces étages est doté d'une entrée à niveau de bruit intrinsèque très faible.

extrêmes, d'un sillon très large aux fréquences graves à un sillon très fin aux fréquences aiguës. Sachant que, dans le premier cas, ce type de gravure exigerait un espace trop important et que, dans le second, l'information se perdrait dans la structure du vinyle, des "têtes bien faites" ont mis au point la **correction RIAA**: lors du processus de gravure du disque, on procède à une **atténuation des sons graves** et à une **amplification des aigus**.

C'est très exactement ce processus qu'illustrent les courbes de la **figure 1**. Entre 500 et 2 120 Hz, la courbe est plate. Aux fréquences inférieures à 500 Hz, on procède à une atténuation de 6 dB/octave, alors qu'aux fréquences supérieures à 2 120 Hz, on effectue une amplification de gain identique, (6 dB/oct.). Ce que ne montre pas la figure 1 c'est que, comme l'exige la norme IEC, en-dessous de 20 Hz on donne un gain de 6 dB/oct. au signal de gravure de façon à compenser les effets néfastes des filtres de ronflement mis en circuit lors de la reproduction.

Est-il nécessaire de préciser que l'une des tâches principales de notre préamplificateur MC est de rendre rectiligne la correction RIAA. Ce processus nécessite un filtrage précis respectant la caractéristique de reproduction illustrée en figure 1. Ceci explique que le filtrage prenne une place aussi visible dans le synoptique de la **figure 2**. Bien qu'il soit également possible, en principe, d'imaginer une combinaison "étage d'amplification + filtre passif", les inconvénients de cette approche, bruit, surmodulation, sont tels que nous lui avons préféré un filtrage actif classique. Seule la correction passe-haut pour les fréquences inférieures à 20 Hz exigée par les normes IEC fait appel à un réseau passif.

Pourquoi donc la figure 2 comporte-t-elle alors un tel nombre de sous-ensembles ? Si nous n'avions rien de plus à faire qu'une correction de fréquence, ceci pourrait être réalisé de façon bien plus simple. Il nous suffirait alors d'un amplificateur opérationnel associé à un réseau bien conçu pris dans la contre-réaction. Les choses sont malheureusement loin d'être aussi simples. Sachant qu'il nous faut traiter des signaux faibles de l'ordre de 0,25 mV (niveau moyen de la tension fournie par un élément MC) pour les amener à un niveau-Ligne, il nous faut un gain en tension de l'ordre de 800 x. Une telle valeur implique quasi-automatiquement un second



étage; dans ces conditions, rien de plus logique que de répartir les réseaux de correction sur les deux étages.

Si deux étages d'amplification – lire amplificateurs opérationnels – sont suffisants, pourquoi donc avoir ajouté un étage d'entrée ? Il faut considérer cet étage comme une sorte de loupe, chargée d'améliorer, si faire se peut, le comportement de bruit du préamplificateur.

Nous aurons ainsi passé en revue les trois caractéristiques de notre préamplificateur mentionnées précédemment, à savoir **correction de fréquence, gain et comportement de bruit**.

Une remarque à l'intention de ceux qui pourraient penser que les courbes de filtrage du synoptique ne correspondent pas à la courbe de reproduction dessinée en figure 1: il faut se rappeler que ces réseaux sont pris dans la contre-réaction ce qui fait que le signal de sortie présente un comportement "en miroir" !

Le schéma

Un simple coup d'oeil au schéma de la **figure 3** permet d'identifier assez

facilement les sous-ensembles du synoptique de la figure 1.

Notre "loupe" prend la forme de l'amplificateur différentiel T1 qui fait appel à un transistor double du type MAT03 dont le bruit propre est extrêmement faible. Aux niveaux de signal très faibles, ces PNP ont un niveau de bruit intrinsèque encore légèrement meilleur que celui de leur homologue NPN, dont la réputation n'est d'ailleurs plus à faire, le MAT02.

La présence de T1 a un autre avantage immédiat, celui de permettre l'utilisation, pour IC1 et IC2, d'amplificateurs opérationnels "classiques", sachant que leur comportement de bruit devient un facteur moins significatif.

Le premier étage prend la forme d'une association de T1 et de IC1. Les deux premiers points de la correction RIAA sont traités dans le réseau de réinjection de cet étage pris entre la sortie de IC1 et les émetteurs de T1a et de T1b.

Il est indispensable que les condensateurs C2 à C7 et les résistances R3 à R6 aient des valeurs très précises – point auquel nous reviendrons.

Comme l'illustre déjà le synoptique, le filtre de 20 Hz, constitué par l'association de C9 et de R17, est

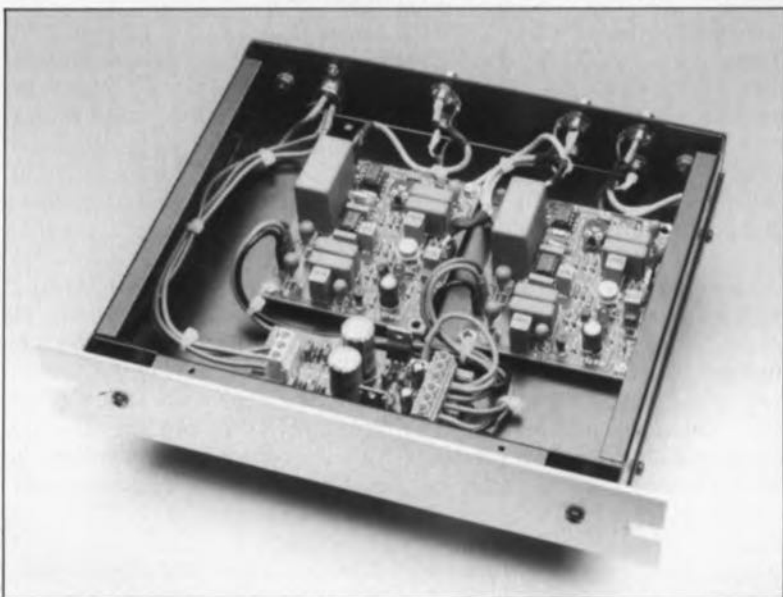


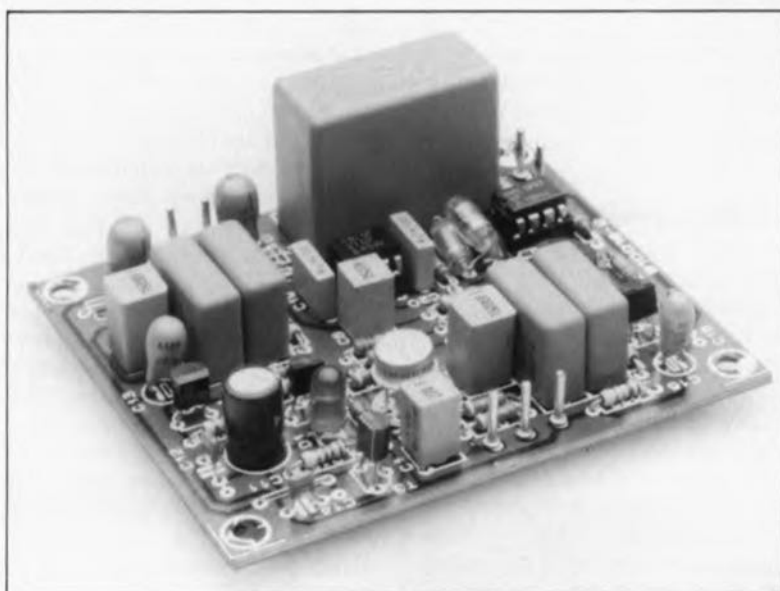
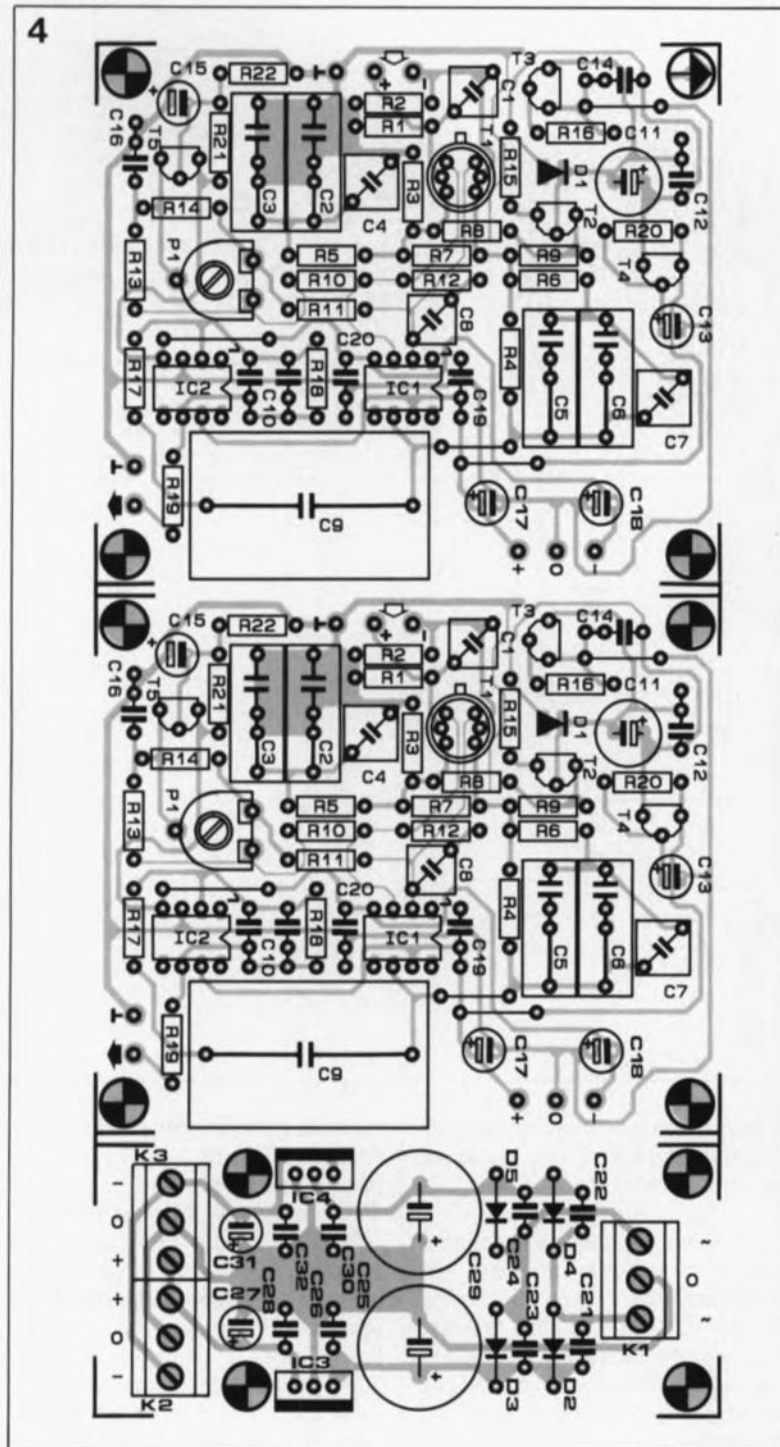
Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine conçue pour cette réalisation. On pourra la découper en trois pièces: les 2 préamplificateurs (gauche et droit) et l'alimentation.

Liste des composants du préamplificateur (pour un canal)

- Résistances:
 R1, R2 = 56Ω 0,1%
 R3, R4 = 3 kΩ 1% (à mesurer le cas échéant)
 R5, R6 = 332Ω 0,1%
 R7, R29 = 6Ω 04 1%
 R8 à R11 = 1kΩ 54 0,1%
 R12 = 1kΩ 24 1%
 R13, R14 = 22Ω 1 1%
 R15 = 249 Ω 1%
 R16 = 1kΩ 2
 R17 = 1kΩ 69 1%
 R18 = 14kΩ 7 1%
 R19 = 22 Ω
 R20, R21 = 5kΩ 6
 R22 = 12 kΩ
 P1 = 100 Ω ajustable

- Condensateurs:
 C1 = 270 pF 1% styroflex
 C2, C3, C5, C6 = 470 nF MKT/MKP (tel que Wima MKP-4/160 V 5% par exemple)
 C4, C7 = 15 nF 1% styroflex
 C8 = 1nF 5 1% styroflex
 C9 = 4μF 7 MKT/MKP (tel que WIMA MKP-4/160 V ± 5%)
 C10 = 5nF 1 1% styroflex (Siemens par exemple)
 C11 = 100 μF/10 V radial
 C12, C14, C16 = 47 nF céramique
 C13, C15 = 22 μF/25 V tantale
 C17, C18 = 47 μF/25 V tantale
 C19, C20 = 100 nF

- Semi-conducteurs:
 D1 = LED rouge
 T1 = MAT03 (PMI, Analog Devices)
 T2, T5 = BC560C
 T3 = BF256A
 T4 = BC550C
 IC1, IC2 = OP27 (PMI, Analog Devices)



Pour obtenir un fonctionnement parfaitement symétrique du circuit, il est nécessaire d'ajuster à 0 V très exactement la tension de sortie. Ceci explique la présence d'un circuit de réglage en tension continue qui prend l'apparence physique des résistances R13 et R14 associées à la résistance ajustable P1.

Une fois le réglage précis terminé, après avoir laissé au montage une courte durée pour atteindre sa température de croisière, et si l'on a bien respecté les valeurs de composants recommandées, la dérive en tension continue d'entrée (l'offset) sera nulle. L'utilisation, dans les deux sous-ensembles de réinjection, de composants de valeurs identiques se traduira par des potentiels d'émetteur identiques, pour T1a et T1b. Comme il s'agit de deux transistors appariés, les courants de polarisation des entrées seront identiques tout comme le seront les chutes de tension aux bornes des résistances R1 et R2.

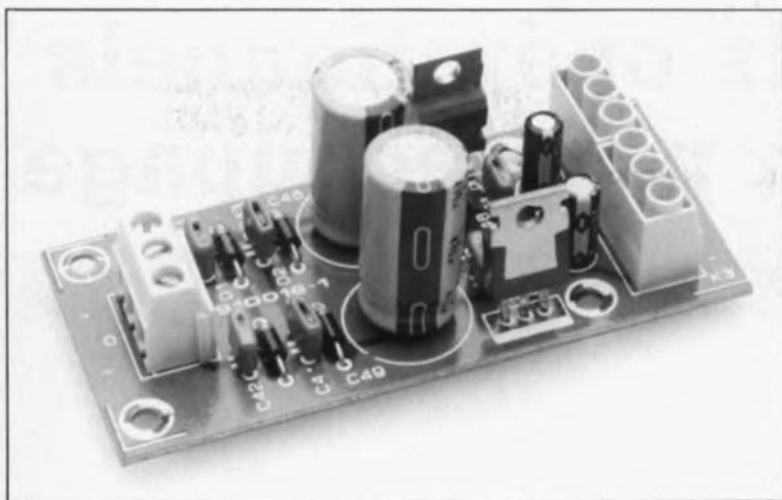
Ainsi, on n'observe pas de chute de tension aux bornes d'entrée et il ne circulera jamais de courant continu dans la cellule connectée au système.

La réalisation

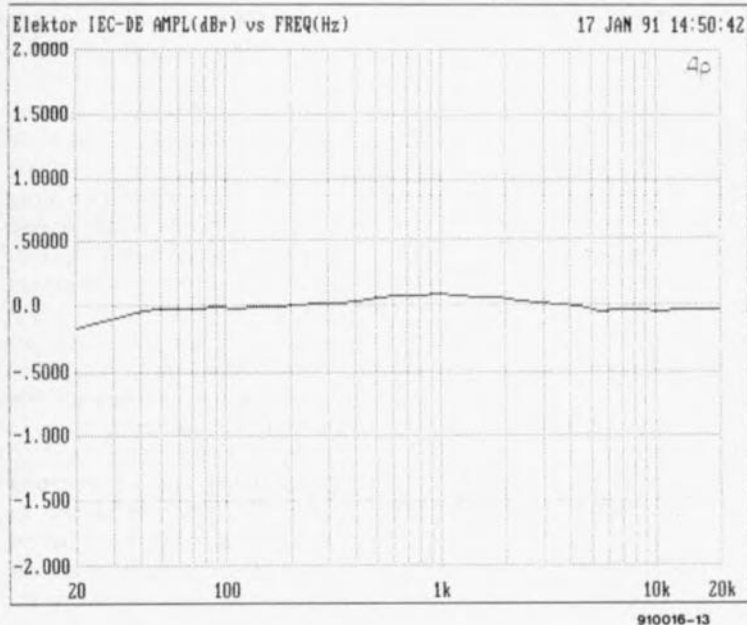
La figure 4 vous propose la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour le préamplificateur MC. Comme le montrent les pastilles et les traits de découpage, nous sommes en fait en présence de 3 circuits imprimés distincts, à savoir la platine du canal gauche, celle du canal droit et la platine de l'alimentation. Selon l'application envisagée, il faudra ou non, procéder à la séparation de ces 3 platines.

Notons que les 3 lignes d'alimentation (+15 V et masse) ne sont pas interconnectées sur la platine. Il faudra donc mettre en place 2 fois 3 lignes entre les sorties de la platine de l'alimentation (-, 0, +) et chacun des préamplificateurs.

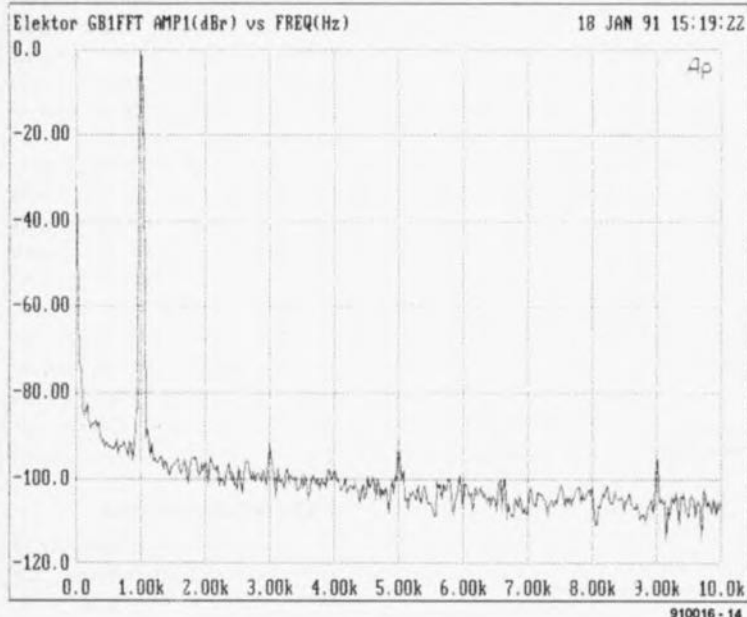
Les platines sont relativement compactes; l'implantation des composants ne devrait cependant pas poser de problème, si tant est que l'on travaille avec soin. Nous avons déjà insisté sur l'importance de la sélection des condensateurs C2 à C4 et C5 à C7; nous avons également mentionné la possibilité de subdiviser C10 en 2 condensateurs distincts. On notera en outre la possibilité, pour les condensateurs C2, C3, C5, C6 et C9, d'utiliser, soit des condensateurs au polyester (MKT), soit des condensateurs au polypropylène (MKP) de taille légèrement plus importante; cette option



5a



5b



est destinée à ceux d'entre nos lecteurs qui ne se satisfont que du meilleur.

La mise en boîtier et la finition mécanique sont laissées aux goûts du réalisateur. En effet, cette partie de la réalisation dépend de nombreux facteurs spécifiques. S'il existe suffisamment d'espace dans la table de lecture, on peut envisager d'implanter le préamplificateur à l'intérieur de celle-ci. La technique classique consiste à le mettre dans un boîtier (métallique) distinct. Quelle que soit la solution adoptée, il est recommandé d'utiliser, pour l'alimentation de l'ensemble, un adaptateur-secteur modulaire de manière à ce que le préamplificateur ne soit pas soumis à un ronflement parasite rayonné par le transformateur.

Il n'est pas exclu que l'entrée symétrique puisse être la source de problèmes en cas de connexion de ce montage à certains types de tables de lecture. Lorsque la table de lecture est dotée d'une sortie asymétrique, ses lignes de retour de signal et de masse sont bien souvent interconnectées. Comme vous l'avez sans doute compris à la lecture de cet article, il nous faut pouvoir les connecter indépendamment l'une de l'autre à l'entrée du préamplificateur. Dans la majorité des cas il doit être possible d'adapter le câblage passant dans le bras et reliant la cellule au reste de l'électronique de la table de lecture, car à cet endroit la ligne de retour du signal est souvent partiellement séparée de la masse.

La meilleure solution consiste à doter la table de lecture de câbles bifilaires blindés distincts pour les canaux gauche et droit. On peut alors doter le préamplificateur MC de 2 embases Cinch d'entrée par canal; les âmes des embases sont reliées respectivement aux lignes de signal "+" et "-". Les bornes extérieures interconnectées des embases Cinch servent alors de masse commune. C'est l'approche que nous avons adoptée sur notre prototype et, en pratique, nous en sommes parfaitement satisfaits. La sortie étant "asymétrique", on pourra se contenter d'une embase Cinch par canal.

Tirons notre révérence à ce qui sera peut-être, sans doute espèrent certains, l'ultime préamplificateur MC décrit dans Elektor.

Nous quittons ce domaine très spécifique de l'Audio sur une réalisation aux caractéristiques techniques plus qu'acceptables, comme l'illustre le tableau reproduit au début de cet article.

Liste des composants de l'alimentation

Condensateurs:

C21 à C24, C26, C28, C30, C32 = 47 nF céramique
C25, C29 = 470 μ F/40 V radial
C27, C31 = 47 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs:

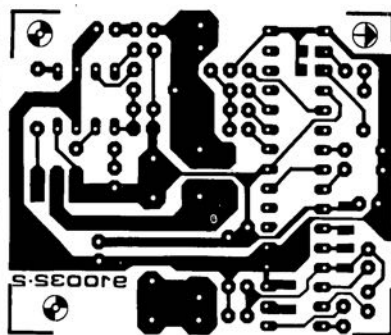
D2 à D5 = 1N4001
IC3 = 7815
IC4 = 7915

Divers:

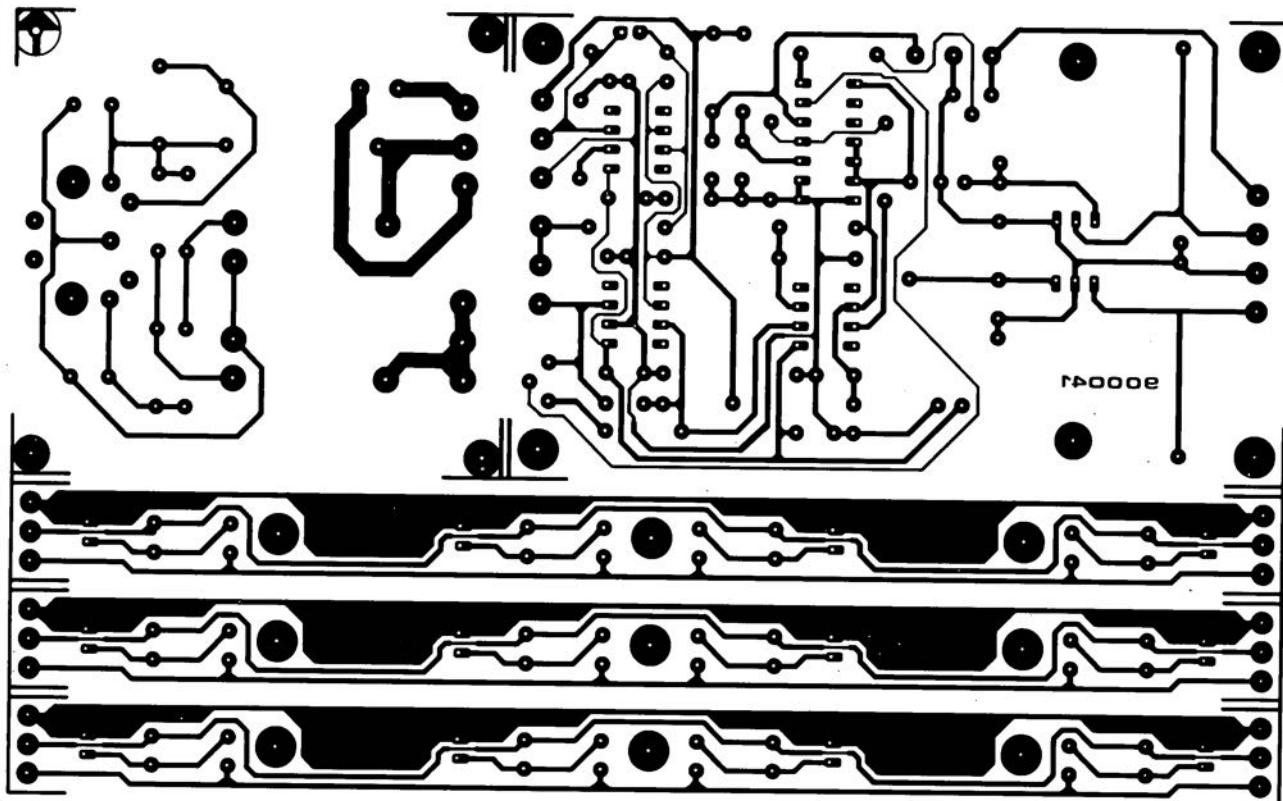
K1 à K3 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 5 mm

Figure 5. On retrouve sur ce graphique la dérive par rapport à la courbe RIAA théorique (a) d'une part et la distorsion harmonique à 1 kHz et à la tension de sortie nominale (b) de l'autre. Ces deux facteurs ont été mesurés à l'aide d'un analyseur Audio Precision System One.

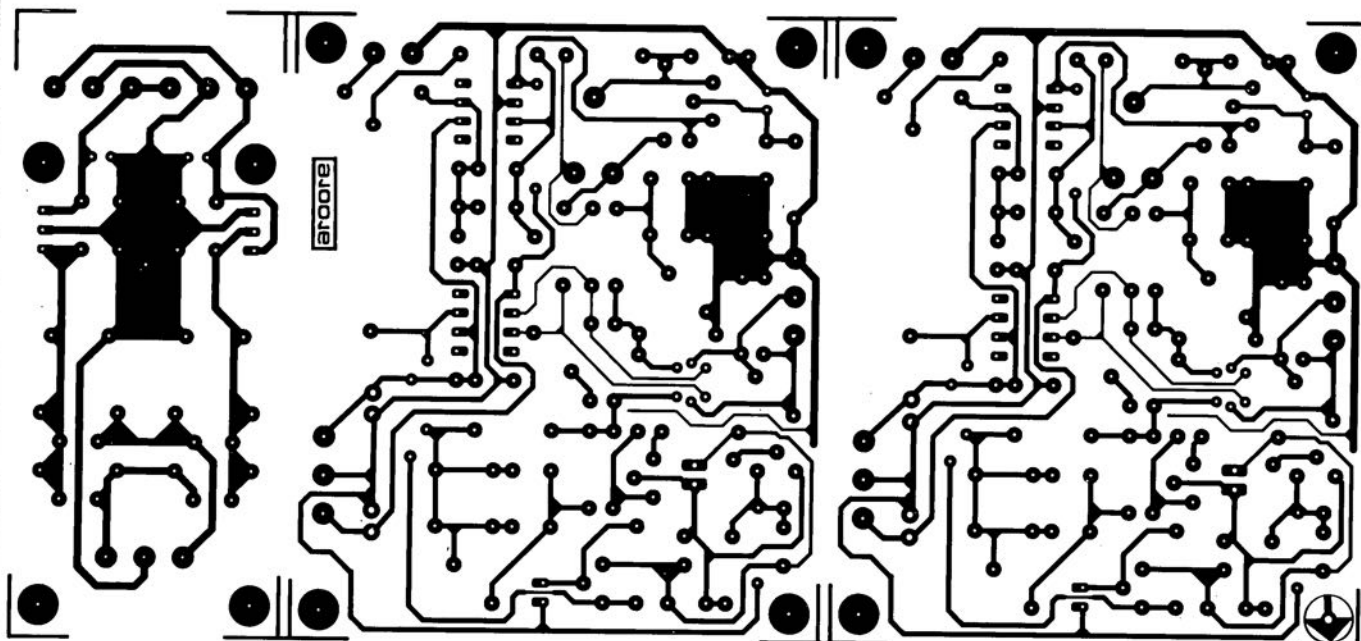
SERVICE



gradateur IR pour éclairage halogène: le récepteur

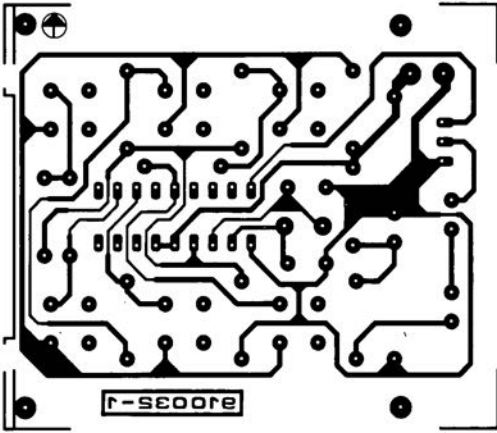


posemètre d'agrandissement multi-points

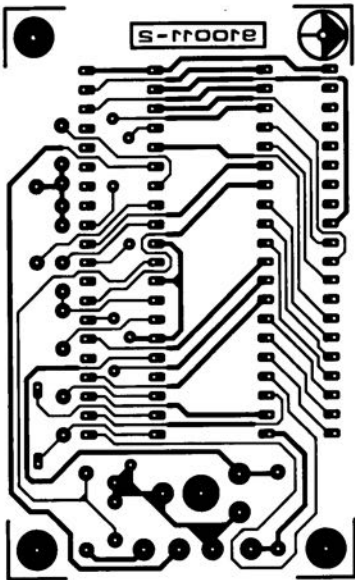


préamplificateur MC haut de gamme

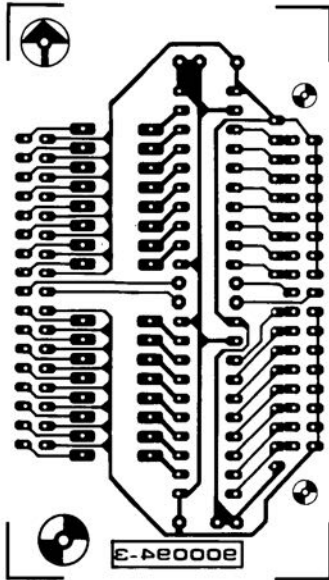
SERVICE



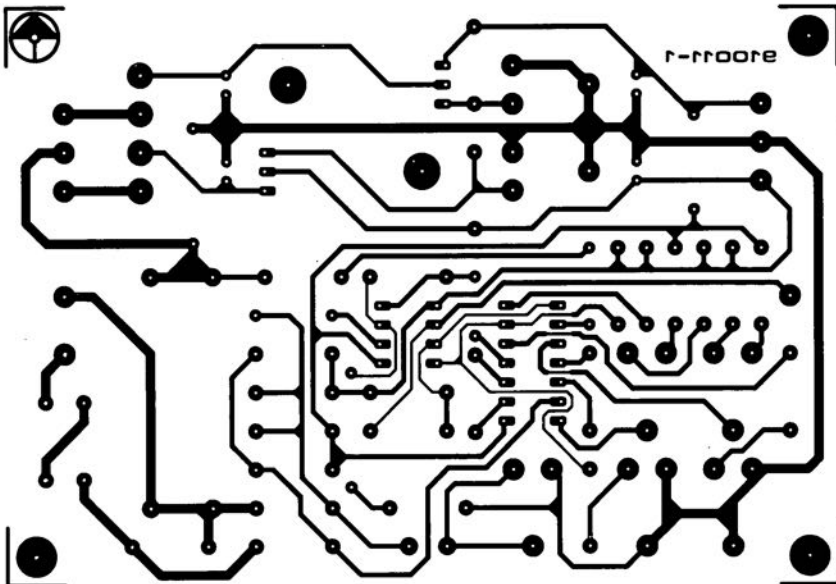
gradateur IR pour éclairage halogène: l'émetteur



wattmètre efficace: l'affichage



analyseur logique pour IBM et Atari-ST: la sonde



wattmètre efficace: le convertisseur

amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage

Théorie et pratique

2^e partie

Après nous être intéressés, dans la première partie de cet article, aux principes de fonctionnement des amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage (*chopper stabilized opamp* disent les Américains), nous allons voir ici la technique de commutation utilisée avec ces composants, avant de parler de leurs applications pratiques.

Comme cet article constitue la suite de celui paru le mois dernier, nous procédons à une numérotation suivie des figures. Ceci explique aux lecteurs occasionnels d'Elektor que cet article commence avec la figure 8, le synoptique d'un amplificateur opérationnel à stabilisation par découpage dans sa forme la plus courante.

Ampli principal et ampli de zéro

La structure interne, qui fait appel à un amplificateur principal, à un amplificateur auxiliaire (que l'on appelle souvent "ampli d'annulation" ou de compensation, *Null-Amp* en grand-breton), à quelques interrupteurs électroniques et à un oscillateur, a été décrite, du point de vue de son principe de fonctionnement, dans la première partie de cet article.

Les deux circuits d'échantillonnage/blocage sont d'une remarquable discrétion: ils prennent en effet l'apparence physique des condensateurs C_A et C_B .

Dans le synoptique de la figure 8, nous découvrons deux nouveaux circuits: un circuit de limitation (relié à la broche CLAMP) et un circuit de réduction de l'intermodulation (*Anti-Intermod.*). Ces deux circuits sont très importants pour la qualité d'un amplificateur opérationnel à stabilisation par découpage; nous en décrirons le détail ultérieurement.

Lors du premier cycle de la phase (du signal de découpage), l'amplificateur auxiliaire se met à réguler. L'interrupteur S1 est alors fermé et les entrées de l'amplificateur sont court-circuitées (S1b). Par l'intermédiaire de l'interrupteur S1a, le niveau de sortie est appliqué au condensateur externe C_A . En raison de l'absence de signal d'entrée, la tension aux bornes du condensateur C_A est égale à la tension de décalage d'entrée (*offset*) de l'amplificateur auxiliaire. La

tension de ce condensateur attaque en outre une entrée inverseuse très particulière de l'amplificateur auxiliaire, l'entrée de compensation (ou d'annulation), constituant ainsi un couplage réactif servant à effectuer une correction de l'erreur de décalage de cet amplificateur.

Lors du second cycle de la phase, l'interrupteur S1 s'ouvre et S2 se ferme. Dans ces conditions, l'amplificateur auxiliaire mesure la

tension de ce condensateur pour la stocker dans le condensateur C_B . Cette tension mesurée sert en outre à la commande d'une entrée spécifique de l'amplificateur principal, une nouvelle entrée de compensation, de signe positif cette fois, qui se charge alors de la régulation vers zéro de la tension de décalage d'entrée.

C'est ainsi que ce système entraîne, alternativement et au rythme de f_c , la fréquence de cycles (on parle aussi de fréquence de découpage), une compensation de la tension de décalage d'entrée des deux amplificateurs.

Le "découpage" n'est en fait rien de plus que la commutation de l'amplificateur auxiliaire. Dans les amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage, le signal à traiter passe toujours par, et par lui seulement, l'amplificateur principal, continûment en fonction. Il est de ce fait clair que, comparés à leurs homologues réalisés en technologie discrète, ces composants connaissent sensiblement moins de problèmes de rebonds de commutation et autres crêtes importunes.

Temps de rétablissement

Si vous envisagez, lors de la réalisation d'un circuit, de faire appel à des amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage, il est plus que probable que vous

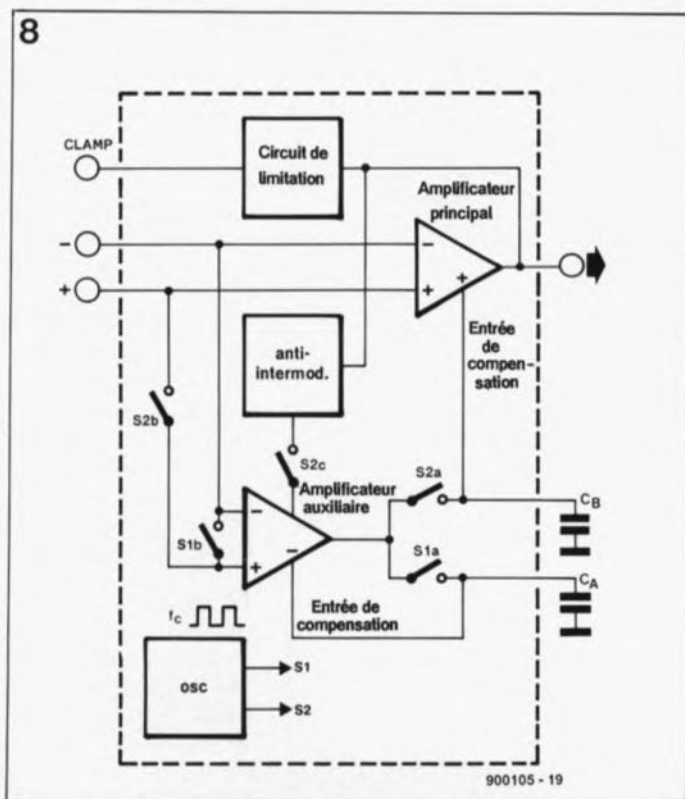


Figure 8. Structure synoptique interne d'un amplificateur opérationnel à stabilisation par découpage.

rencontrez un nombre de difficultés inconnues jusqu'alors.

Tous les amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage connaissent, pour commencer, le problème de la surmodulation. Pour rétablir le fonctionnement correct de l'amplificateur opérationnel, une surmodulation est suivie nécessairement d'une période de rétablissement. Il n'est pourtant pas question que l'on soit confronté à une surmodulation permanente. Dans certaines applications, un comparateur par exemple, elle est inévitable.

La nécessité de cette période de rétablissement s'explique par le fait, qu'après une surmodulation, l'amplificateur principal ne se comporte plus comme un amplificateur linéaire. La conséquence inéluctable de ce phénomène est une (grande) différence de niveau de tension entre les deux entrées, inverseuse et non-inverseuse. Cette différence est si importante qu'il n'existe plus le moindre rapport correct entre elle et la tension de décalage d'entrée. L'amplificateur auxiliaire s'efforce pourtant de remédier à cette situation inconfortable en chargeant les deux condensateurs externes jusqu'à ce qu'ils atteignent un niveau proche de la tension d'alimentation.

La surmodulation passée, l'amplificateur auxiliaire débarrassera les condensateurs de leurs charges devenues superflues, processus qui demande un certain temps. Dans les fiches de caractéristiques techniques, cette période de décharge (ou de rétablissement) est dite "Overload Recovery Time" ou, en français moderne, temps de rétablissement après surcharge. Dans le cas d'un amplificateur opérationnel "ordinaire", la durée de ce processus est de 10 μ s environ. Un amplificateur opérationnel à stabilisation par découpage courant peut, quant à lui, nécessiter jusqu'à 4 s !

Les amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage comportent, comme

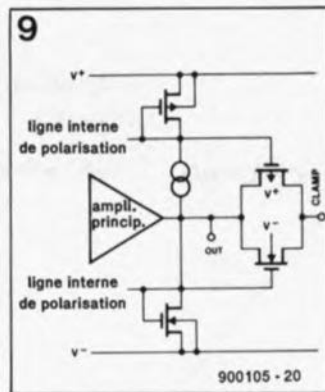


Figure 9. Ce circuit de limitation (CLAMP) raccourcit le temps de rétablissement après surmodulation du ICL7650.

mentionné en début d'article, un circuit de limitation. Ce circuit se charge de réduire sensiblement la longueur de la durée de rétablissement. Le ICL7650 — un amplificateur opérationnel à stabilisation par découpage conçu par Intersil et fabriqué aujourd'hui entre autres sous les marques Harris, Maxim et Teledyne — possède un temps de rétablissement de 300 ms environ.

La figure 9 montre le circuit de limitation utilisé dans ce composant. Le circuit se met en fonction lorsque la broche OUTPUT CLAMP est connectée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur.

La figure 10 nous montre deux variantes de ce circuit, fonctionnant selon le même principe.

Le premier de ces circuits (figure 10a) est un comparateur présentant un décalage extrêmement faible. Le point V_{TH} constitue l'entrée de la tension de seuil (*Threshold* = seuil).

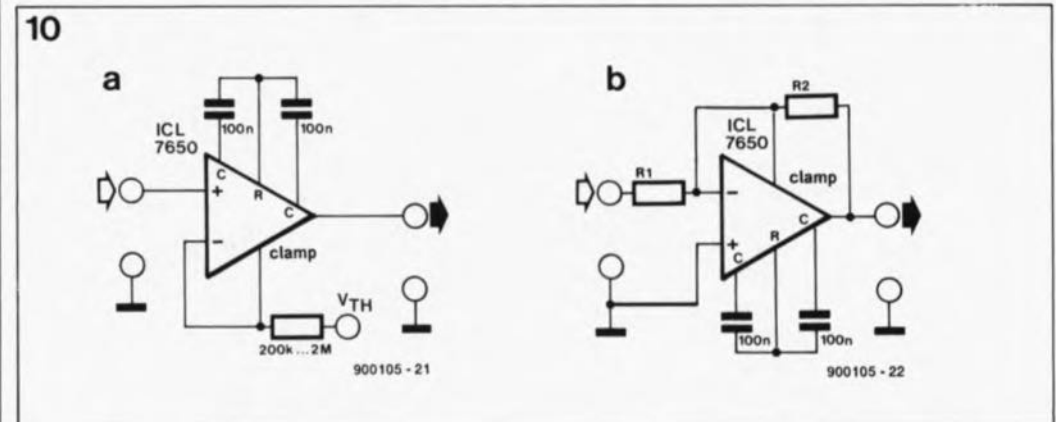


Figure 10. Le circuit de limitation est activé par l'intermédiaire de la connexion de la broche CLAMP à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel.

La figure 10a montre un comparateur avec un décalage très faible.

En figure 10b on voit un amplificateur inverseur pour tension continue.

Le second exemple, figure 10b, est celui d'un amplificateur de tension continue, inverseur.

En principe, le circuit de limitation ne comporte qu'un interrupteur simple dont les contacts se ferment lorsque la tension de sortie se rapproche de la tension d'alimentation. Cette fermeture entraîne le pontage de la résistance externe du couplage réactif et, de ce fait, une diminution du gain. Cette technique évite tout simplement que l'amplificateur n'entre dans son domaine de saturation.

Les modèles les plus récents d'amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage comportent même un circuit qui limite la tension aux bornes des condensateurs. Le TLC2652 de Texas Instruments connaît de ce fait un temps de rétablissement — sans limitation — de 40 ms environ.

Intermodulation

Le second problème que peuvent poser les amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage peut apparaître lors du traitement de tensions alternatives. Il est possible, par exemple, que le fait de mélanger le signal d'entrée et le signal de synchronisation fasse naître des fréquences parasites de somme ou de différence: et voilà que surgit la surmodulation !

La raison de l'apparition de ce phénomène gênant est la

suivante: dans la première partie de cet article nous avons vu que la tension présente entre l'entrée inverseuse et l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur principal est pratiquement identique à sa tension de décalage. Il ne faudra cependant pas oublier que, à proprement parler, cela n'est vrai que pour des tensions continues. L'amplificateur opérationnel principal ne présente de gain en boucle ouverte très important que lorsqu'il s'agit de l'amplification d'une tension continue.

C'est dans ces conditions seulement que nous pouvons remplacer la formule [1] par la formule [3] (formules données dans l'article du mois dernier). Dès que l'on applique une tension alternative à l'amplificateur, son gain en boucle ouverte chute rapidement.

La courbe de la figure 11 illustre nettement ce comportement problématique de l'amplificateur opérationnel.

Il n'est pas sorcier de déduire de la formule [1] que, outre un gain en boucle ouverte d'une certaine valeur, A_{bo} , il existe aussi une partie du signal d'entrée dans la tension définie par $(U_p - U_n)$:

$$((1-E) \times R2 / (R1+R2)) \times U_E$$

Lors d'une augmentation de la fréquence, cette composante du signal d'entrée croît de plus en plus. Une diminution du gain en boucle ouverte entraîne de ce fait un écart de plus en plus grand entre la

variable E et sa valeur idéale de 1,00 (voir formule [2]). Ceci explique pourquoi la composante en tension alternative est également présente à la sortie de l'amplificateur auxiliaire et à l'entrée de l'échantillonneur/bloqueur-2 (E/B-2) de la figure 7.

L'apparition des fréquences de somme et de différence est une conséquence directe du processus d'échantillonnage. C'est aux composantes de tension alternative parasites qu'est due l'intermodulation.

Pour éviter que ces fréquences parasites n'aient une influence trop importante sur le signal de sortie, le circuit intégré comporte un dispositif de réduction. La figure 8 montre que ce circuit "anti-intermodulation" fournit un signal de compensation à l'amplificateur auxiliaire. Simultanément il entraîne une atténuation de l'amplitude des harmoniques gênantes de la fréquence de découpage.

Le circuit "anti-intermodulation" n'est pourtant pas capable de résoudre tous les problèmes. Si, par exemple, la fréquence d'entrée est très proche de la fréquence de découpage, il naît une tension de différence, de fréquence extrêmement faible. Lors des commutations "par zéro" de l'amplificateur principal, cette composante en tension est traitée comme le serait un décalage. La conséquence de tout ceci est une perte totale de synchronisme de l'amplificateur à découpage. S'il s'agit d'éviter ce phénomène néfaste, il est impératif que la fréquence de découpage soit (au moins) deux fois plus élevée que la fréquence la plus haute que puisse atteindre le signal d'entrée. Dans un grand nombre d'applications qui réclament une précision en tension continue élevée - à base d'éléments thermo-électriques par exemple - la bande passante du signal d'entrée est limitée à quelques hertz seulement. Dans ces cas-là, il n'y a plus de problème quant à la fréquence minimale que doit avoir la fréquence de

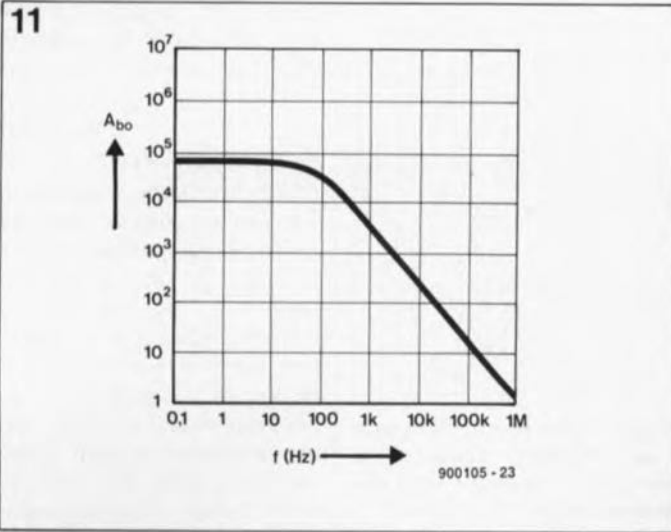


Figure 11. Cette courbe montre le gain en boucle ouverte, A_{bo} , d'un amplificateur opérationnel en relation avec la fréquence.

découpage, sachant qu'elle est de toutes façons de loin supérieure à celle du signal d'entrée.

Pour d'autres circuits, il est éventuellement possible de limiter la bande passante du signal par la mise en place d'un filtre passe-bas.

Pour toute autre application, la seule solution possible consiste à choisir un amplificateur opérationnel à stabilisation par découpage travaillant à une fréquence plus élevée.

Le ICL7650 par exemple, fonctionne à une fréquence de 200 Hz, le LMC688 (de National Semiconductor) à 400 Hz, le TLC2652 (T.I.) à 450 Hz et le TLC2654 (T.I.) à 10 kHz même. Il est de plus possible - dans certains

cas - de commander le circuit à l'aide d'une fréquence externe, appliquée, le cas échéant, à la broche EXT CLK IN (voir figure 14).

En pratique

En règle générale, les amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage sont compatibles broche-à-broche avec leurs homologues "standard". Il est de ce fait possible de substituer à un ampli-op ordinaire - dont on trouverait les caractéristiques en tension continue peu satisfaisantes par exemple - un amplificateur opérationnel à stabilisation par découpage. Cette substitution implique l'adjonction de deux composants au circuit existant, à savoir les condensateurs de mesure C_A et C_B . Il existe

même des amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage (tel que le LTC1049 et le LTC1050 de Linear Technology par exemple) intégrant déjà ces deux condensateurs, ce qui supprime la nécessité de mise en place de ces deux composants au circuit. L'état actuel de la technique ne permet malheureusement que l'intégration de condensateurs de capacité faible (jusqu'à 450 pF).

Ces amplificateurs opérationnels possèdent de ce fait des caractéristiques de bruit assez décevantes. Les valeurs pratiques à attribuer à ces condensateurs externes se situent entre 0,1 μ F et 1,0 μ F. Si l'on veut mettre à profit toutes les qualités spécifiques des amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage il est essentiel d'utiliser des condensateurs de très haute qualité tels que les condensateurs à film MKP (au polypropylène) ou MKS (au polystyrène).

Ceci ne constitue pourtant pas la seule condition à remplir pour réaliser un amplificateur en tension continue avec un décalage et une dérive extrêmement faibles. Il n'est possible d'obtenir de telles caractéristiques que si l'on tient également compte de l'influence des tensions électriques induites par thermo-couplage.

Une tension thermo-électrique naît lors de la mise en contact de deux métaux différents. Le niveau de cette tension varie en fonction de la température; il est de l'ordre de quelques microvolts [μ V] par kelvin [K]. La dérive moyenne d'un amplificateur opérationnel à stabilisation par découpage de bonne qualité est de 10 nV/K. Il n'est pas possible pourtant - n'oublions pas l'effet thermo-électrique - d'obtenir une valeur aussi favorable lorsque ce composant est intégré dans un montage faisant appel à un tel amplificateur.

Dans le cas de connexions non-soudées (tels que relais, commutateurs ou connecteurs) il faudra éviter, pour commencer, de faire appel

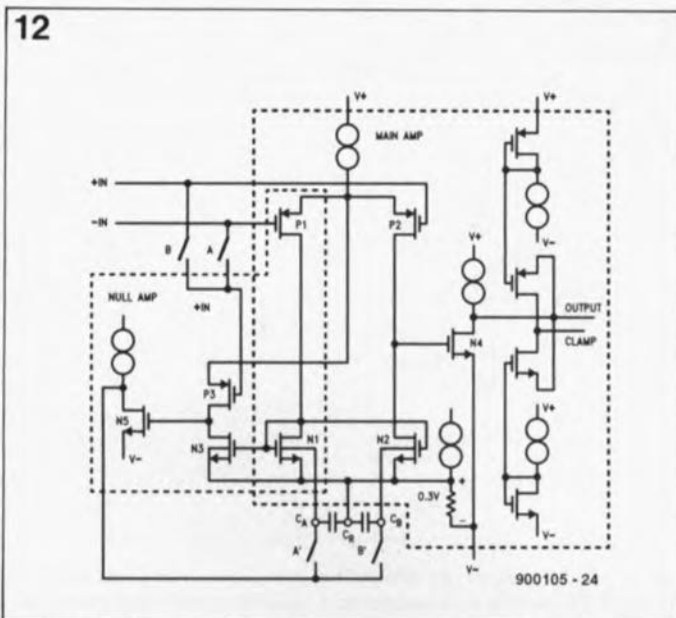


Figure 12. L'électronique interne simplifiée d'un LMC688

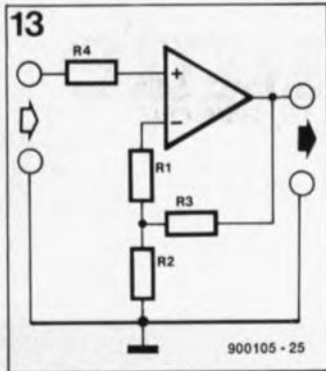


Figure 13. Pour le fonctionnement électronique du circuit, la résistance R4 est superflue. Sa présence est cependant essentielle pour garantir un équilibre thermo-électrique des entrées de l'amplificateur opérationnel.

dans le circuit d'entrée à des composants dont les contacts ne soient pas faits du même alliage. Il est recommandé ensuite d'utiliser de la soudure à faible tension thermo-électrique telle qu'un alliage étain/cadmium (dommage ! pour le milieu).

La réalisation, pour les entrées de l'amplificateur opérationnel, d'une circuiterie parfaitement symétrique, réduit sensiblement les risques d'une erreur due à une tension thermo-électrique. Si l'on réalise ensuite deux circuits d'entrée comportant chacun un nombre identique de composants (même si l'un ou l'autre composant n'a pas de fonction pratique: voir figure 13) et un nombre identique (et de préférence réduit) de soudures, la partie la plus sensible de l'amplificateur présentera un équilibre thermique correct.

Il faudra également éviter, entre les deux circuits d'entrée, une différence en température causée par exemple par le rayonnement thermique du module d'alimentation-secteur.

Blindage

Un autre avantage des amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage est l'extrême faiblesse des courants d'entrée. Le courant de polarisation d'entrée moyen d'un TLC2652, à une température de 25°C, n'est, par exemple, que de 4 pA ! L'existence, en pratique, de

courants de fuite beaucoup plus importants interdit, en règle générale, de profiter de façon optimale de cette caractéristique. Il n'est pas difficile pourtant de limiter ces courants de fuite.

C'est lors du dessin de la platine déjà, qu'il faudra entourer les pastilles de soudage de l'entrée inverseuse et de l'entrée non-inverseuse d'une piste cuivrée circulaire. Cette piste, dont la figure 14 fournit un exemple, fait office de blindage (*Guard*). Il est essentiel ensuite, que cette piste se trouve pratiquement au même potentiel que les entrées de l'amplificateur opérationnel. Il faudra de ce fait connecter cette piste à la masse (s'il s'agit d'un amplificateur inverseur) ou à l'entrée inverseuse (négative) de l'amplificateur (dans le cas d'un circuit non-inverseur). Il va sans dire que pour être efficace, une telle piste de blindage devra être dessinée sur les deux côtés de la platine.

Avant de se lancer dans l'insertion et la soudure des composants, il est recommandé, enfin, de bien nettoyer la platine avec de l'alcool (à brûler, pas de la Fine Champagne, encore que celle-ci puisse fort bien dégraisser).

Les différences

Le nombre d'amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage actuellement disponibles dans le commerce est beaucoup moins important que celui des amplificateurs opérationnels classiques. Il y en a cependant pour tous les goûts. Le tableau 1 vous fournit les

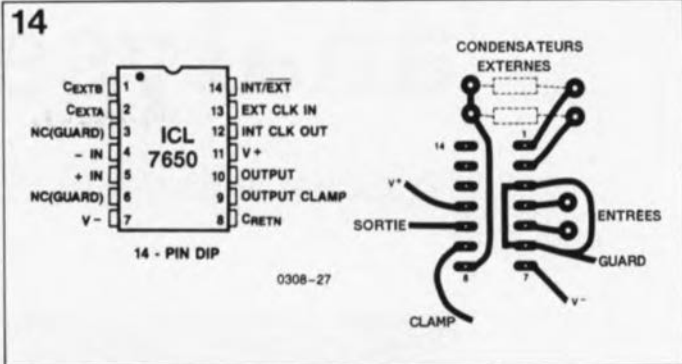


Figure 14. Il est possible de réduire les courants de fuite en entourant (recto-verso) les entrées de l'amplificateur opérationnel d'une piste de blindage cuivrée (*GUARD*).

caractéristiques les plus importantes d'un certain nombre des amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage disponibles actuellement. La présence, dans ce tableau, des caractéristiques d'un 741, amplificateur opérationnel tout ce qu'il y a de plus "ordinaire", n'est pas une erreur. Elle vous permet de comparer ses caractéristiques à celles beaucoup plus impressionnantes de ses homologues à stabilisation par découpage. Il faudra également noter la présence des caractéristiques techniques de l'OP177. Il s'agit là de l'un des derniers-nés de la génération des amplificateurs opérationnels "standard" (lire non à stabilisation par découpage). Vous aurez vite fait de remarquer sans doute que cet amplificateur bipolaire de PMI constitue pratiquement un concurrent des versions à stabilisation par découpage.

Bien que les caractéristiques des amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage soient très impressionnantes, nous tenons à conclure cet article avec un conseil à l'intention de tous ceux d'entre nos lecteurs qui,

après avoir lu les deux articles consacrés à ces nouveaux composants n'envisageraient plus désormais que d'utiliser ces derniers.

Il est recommandé, avant de vous lancer dans la réalisation d'un montage qui comporte un ou plusieurs amplificateurs opérationnels à stabilisation par découpage, de vous renseigner sur la disponibilité et le prix de ces composants: il existe un rapport certain... et direct, entre leurs caractéristiques et leur prix... impressionnants tous les deux !

Le mois prochain:

- module de mesure de température pour la carte multifonction pour PC,
- COMPUBOARD - ordinateur mono-carte à 8032,
- Transverter 50 MHz,
- Ampli à commande numérique pour casque d'écoute,
- Chargeur pour accu Pb,
- Accessoire pour clavier MIDI,
- Central de commande à μP pour chauffage central, voici quelques-uns des montages que nous vous proposerons dans le prochain numéro de votre magazine préféré...

Tableau 1. Caractéristiques comparées de divers amplificateurs opérationnels.

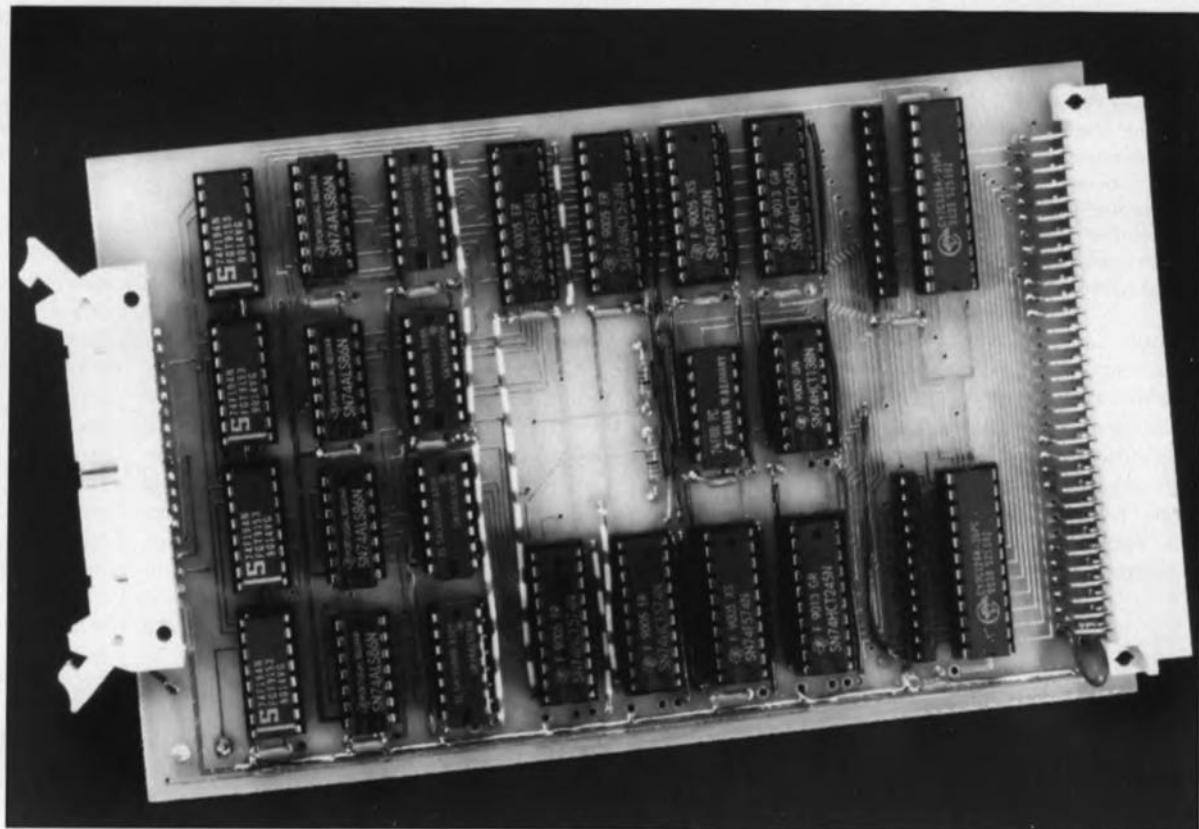
Type	U _{os} [μV] max.	$\Delta U_{os}/\Delta T$ [nV/K] typ.	courant de polarisation [pA] d'entrée typ.	bruit ¹⁾ [μV_{cc}] typ.	alimentation		
					courant [mA] typ.	tension ²⁾ [V] max.	
ICL7650	5	100	1,5	2,0	2,0	18	
TLC2652C	3	3	4	2,8	1,5	16	
TLC2654C	20	4	50	1,5	1,5	15	
LMC668	10	50	20	2,0	2,5	18	
MAX420C	10	20	10	1,1	1,3	36	
TSC900BC	15	100	80	4,0	0,2	18	
LTC1049C	10	20	15	3,0	0,2	18	
LM741C	6 000	5 000	80 000	---	1,7	36	
OP177B	55	100	2 400	0,33 ²⁾	2,0	44	
T = 25°C							
		¹⁾ 0 à 10 Hz	²⁾ 1 à 100 Hz	³⁾ V ⁺ à V ⁻			

K. Nischalke
& H.-J. Schulz

analyseur logique

2^e partie: la carte de RAM et la sonde de mesure

pour IBM PC,
Compatibles
et Atari-ST
monochrome



Le mois dernier, nous nous sommes intéressés à la structure générale de l'analyseur logique. Dans cet article-ci, nous allons examiner la carte de RAM et la sonde de mesure, platines qui constituent, à elles deux, le circuit d'entrée de l'analyseur logique, sous-ensemble ayant la tâche délicate de traiter, sans que naisse de problème, des signaux rectangulaires dont la fréquence peut atteindre jusqu'à 30 MHz approximativement.

L'utilisation, sur l'analyseur logique, d'une fréquence d'horloge de 100 MHz indique, sans la moindre ambiguïté, que notre appareil de mesure n'a pas pour objet de mesurer des tensions continues... Cependant, cela ne sous-entend pas non plus qu'il est possible d'appliquer, sans autre forme de procès, un signal de 100 MHz à l'entrée de l'instrument pour en effectuer l'examen approfondi. Ce qu'ici nous avons sans autre forme de procès baptisé "fréquence d'horloge", s'appelle, dans d'autres domaines d'application, fréquence d'échantillonnage (un concept ultra-connu depuis la commercialisation du lecteur de disque audio numérique, le DAN).

Le théorème de Shannon nous apprend qu'il n'est possible de reconstituer correctement le signal échantillonné que si la fréquence la plus élevée du signal d'entrée est, au plus, égale à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. En ce qui nous concerne, le respect de cette règle ne constitue pas la solution à tous nos problèmes, sachant que nous travaillons sur des signaux rectangulaires qui, outre leur fondamentale, comportent toute une série d'harmoniques. Pour pouvoir obtenir un échantillon (numériquement) fiable du signal d'entrée, il va nous falloir partir du principe que ce signal aura une fondamentale maximale de 30 MHz environ.

Ainsi, l'harmonique d'un signal rectangulaire aux utilités et amplitudes les plus importantes, à savoir la troisième, est pratiquement égale à la fréquence d'horloge. Concrètement, cela signifie que le spectre de fréquences des signaux que nous voulons véhiculer sur nos câbles de mesure ira jusqu'à 100 MHz au moins. Pour pouvoir transporter fidèlement de tels signaux sur une certaine distance sans introduire de distorsion, il ne saurait être question de faire appel à un petit morceau de câble doté à ses extrémités d'une simple fiche banane. Ceci explique que l'analyseur logique soit connecté à une sonde de mesure active par l'intermédiaire d'un morceau de câble plat.

La sonde de mesure

Si l'on ne regarde que son électronique, la sonde de mesure, dont on retrouve le schéma en **figure 6**, n'a pas de quoi impressionner. Quelques résistances, 2 connecteurs et une paire de tampons, c'est à peu près tout. Et pourtant, la sonde constitue, pour le transfert des signaux d'entrée vers l'analyseur logique, un sous-ensemble très important, indispensable même.

En fait, la sonde constitue, pour ainsi dire une sorte d'entrée décalée de l'analyseur logique.

L'objet à examiner, bus, circuit intégré, ligne de signal quelconque, peut ainsi être connecté à la sonde à travers des connexions courtes; cette approche a l'avantage additionnel, par rapport au sujet à tester, que ce dernier ne "voit" rien de plus que ces courtes liaisons et les entrées de la sonde.

Un petit exemple de calcul illustre éloquentement la situation enviable dans laquelle nous nous trouvons. Supposons que notre câble de mesure ait une capacité de 10 pF (elle est, pour la plupart des câbles, même supérieure à cette valeur). Le câble véhicule un signal de 30 MHz. Dans ces conditions, le câble constitue, pour la source de signal, une charge de 530 Ω (1/2πfC) !

Tous les montages n'apprécient pas une telle charge supplémentaire. Le fait de pouvoir disposer la sonde à proximité immédiate du sujet présente un double avantage; on limite d'une part la capacité introduite par le câble (en raison de la faible longueur des liaisons); elle permet d'autre part de garder une bonne vue d'ensemble sur les connexions effectuées: on évite les salades de câbles.

L'objet à tester n'a pas conscience de la présence, en aval des tampons que comporte la sonde, d'un morceau de câble d'une certaine longueur. Les tampons utilisés dans la sonde sont des 245, un type classique pour ce genre d'application, à ceci près qu'il s'agit d'une version ACT (rapide). La plupart des 74XX(X)245 ne sont pas suffisamment rapides (temps de transfert de 10 ns au plus). La version ACT a en outre l'avantage de posséder une entrée à haute impédance de sorte que ce circuit ne constitue qu'une charge faible pour l'objet à tester.

Les sorties des tampons fournissent un signal de niveau suffisant pour permettre l'utilisation d'un câble en nappe d'une bonne longueur, sans dépasser 1 m cependant. S'il faut

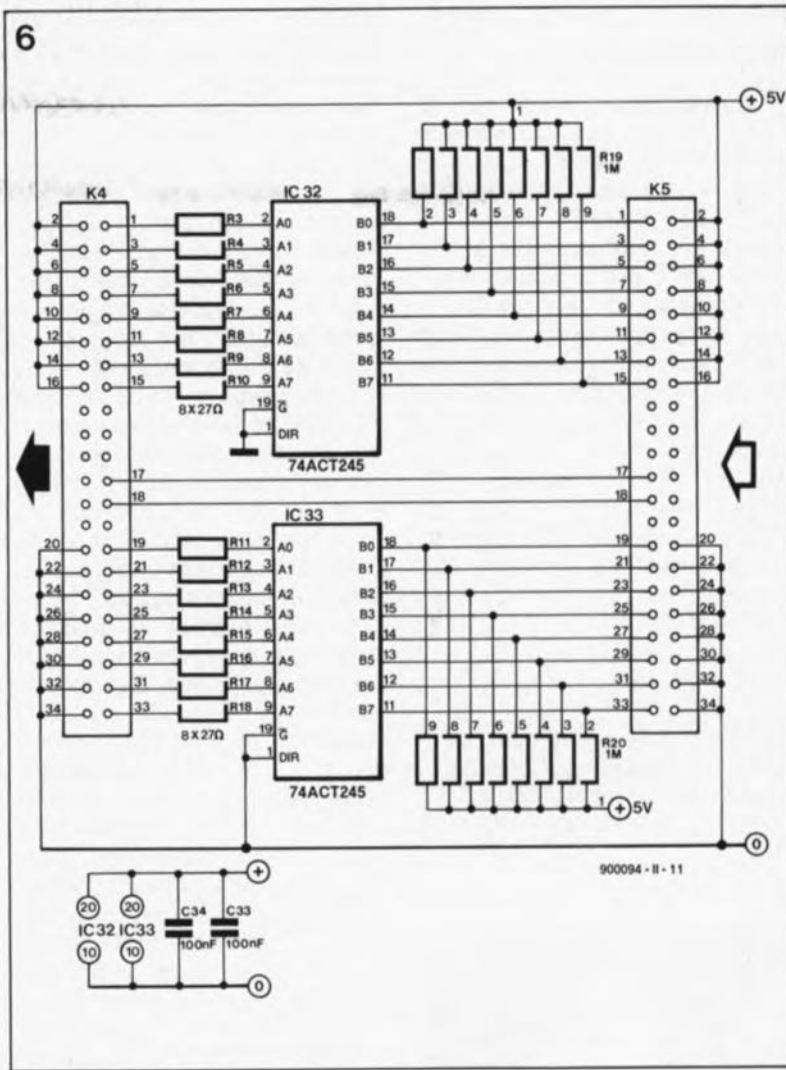


Figure 6. La sonde de mesure sert à rapprocher le plus possible les entrées de l'analyseur logique de l'objet de test.

Liste des composants de la sonde de mesure

Résistances:
 R3 à R18 = 27 Ω
 R18, R19 = réseau de résistances 8 x 1 MΩ (+ commun)

Condensateurs:
 C33, C34 = 100 nF

Semi-conducteurs:
 IC32, IC33 = 74ACT245 (Texas Instruments)

Divers:
 K4 = connecteur encartable 2 x 17 broches
 K5 = connecteur encartable 2 x 17 broches 90° avec éjecteurs
 4 connecteurs femelle 2 x 17 broches autodévidants pour câble plat (dont 3 avec serre-câble)
 1 mètre de câble plat à 34 conducteurs
 16 mini-grippe-fils rouge
 1 mini-grippe-fils noir
 boîtier tel que OKW A9010087, Bopla 410 ou Multibox 110x50x25 mm

disposer d'une longueur plus importante, il faudra ajouter un étage-tampon au-delà du premier mètre de câble.

La structure de la sonde de mesure est telle, que grâce aux connecteurs présents, il est également possible de l'utiliser en tant que connecteur d'extension.

Cette approche explique la présence sur les connecteurs, et des lignes de données et de celles de la

tension d'alimentation de +5 V. Notons qu'il est également prévu une alimentation de ±12 V, de sorte que l'on dispose de la possibilité de réaliser une sonde de mesure acceptant des tensions d'entrée plus élevées. S'il vous est impossible de mettre la main sur un 74ACT245, vous pourrez tenter votre chance avec un 74F245, sachant que sa résistance d'entrée est sensiblement plus élevée que celle de la version ACT. Il ne saurait être question cependant d'utiliser un 74LS245.

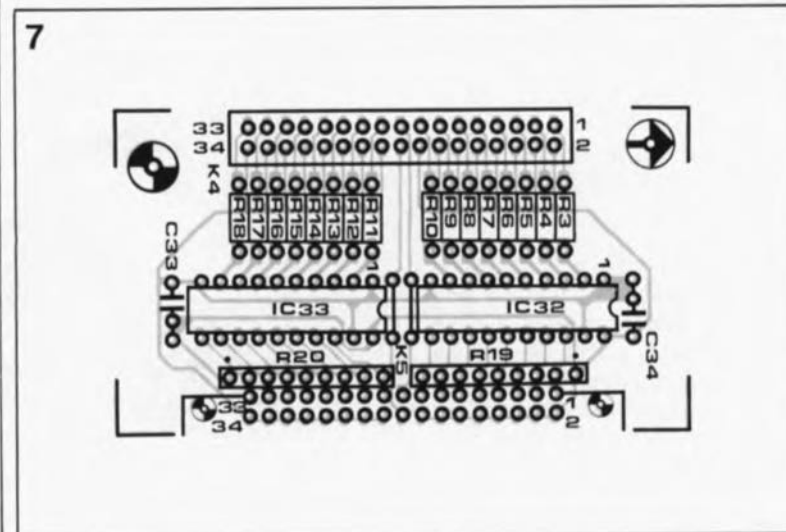


Figure 7. L'importance stratégique du circuit d'entrée est inversement proportionnelle au nombre de composants utilisés.

Réalisation de la sonde de mesure

Vu la simplicité de la sérigraphie de l'implantation des composants représentée en **figure 7**, la mise en place des composants ne devrait pas poser de problème. Seuls les réseaux de résistances R19 et R20 demandent que l'on fasse attention à l'identification de leur broche n°1. Dans le cas du connecteur K4, il faudra également veiller à ce que la broche 1 se trouve bien à la position prévue. Avant de pouvoir mettre la platine dans le boîtier, il va falloir préparer la demi-coquille supérieure. Dans l'un des côtés, on découpera l'espace nécessaire au positionnement du connecteur K5.

Tableau 1. Cartographie des adresses de la carte de RAM.

Tableau 1		
Adresse du registre	Lecture	Écriture
0	LSB RAM	déclenchement quartet 0
1	MSB RAM	déclenchement quartet 1
2	pas d'adresse	déclenchement quartet 2
3	pas d'adresse	déclenchement quartet 3

LSB = octet de poids faible
MSB = octet de poids fort

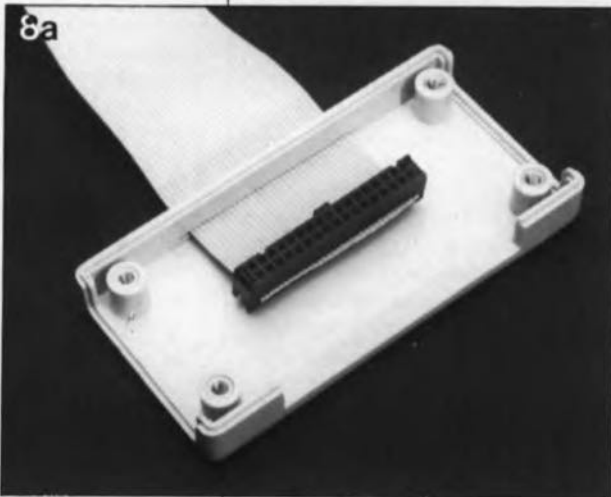


Figure 8.
a) La demi-coquille supérieure du boîtier est dotée d'une fente par laquelle passe le câble multibrin.
b) Vue plongeante d'un exemplaire terminé de la sonde de mesure; on voit nettement le principe adopté pour la connexion des grippes-fils miniatures.

Dans le côté opposé, on percera une fente (pratiquement dans le plan de la surface intérieure du couvercle, comme l'illustre la **figure 8a**) dans laquelle viendra se glisser le câble plat. Cette opération devra bien entendu se faire avant que l'on ne dote le câble de son second connecteur. Un examen de la photo de la **figure 8a** devrait suffire pour vous éviter des erreurs.

La fixation de la platine dans la demi-coquille inférieure se fera à l'aide des deux orifices prévus à cette intention dans la platine. On enfiche ensuite le connecteur du câble plat dans l'embase prévue, avant de fixer la demi-coquille supérieure pour refermer ainsi le boîtier.

La liaison entre la sonde de mesure

et l'objet à tester se fera à l'aide d'un morceau de câble plat de faible longueur, terminé par des lignes individuelles dotées chacune d'un grippes-fil miniature. Les deux extrémités de ce morceau de câble plat sont pourvues d'un connecteur femelle autodénudant à clip anti-attraction. L'une des extrémités du câble est enfichée dans la sonde. Grâce à l'éjecteur que comporte le connecteur, il est extrêmement simple de débrancher ce côté-là de la sonde même si l'autre extrémité du câble est "ancrée" à l'objet de test. De l'autre côté du câble multibrin, le connecteur fait en quelque sorte office de barrette de connexion dans laquelle viennent s'enficher des quarterons de câbles de mesure constitués, pour chacun d'eux, de broches à wrapper, réunies par 4, tout en étant isolées les unes des autres. Ce type de broches est disponible dans le commerce; on peut également, et c'est la solution que nous choisissons, utiliser des morceaux de barrette autosécable dotée de broches à wrapper (voir **figure 8b**). Nous prenons à chaque fois deux contacts de ces barrettes, normalement utilisées pour l'implantation de circuits intégrés, en veillant à assurer une parfaite isolation des deux contacts.

La liaison du grippes-fils est soudée dans l'un des deux orifices. L'autre reste vide, ou reçoit, et cela pour deux paires de connexion seulement, une liaison vers un second grippes-fils destiné à assurer une connexion à la masse ou à la tension d'alimentation positive (+5 V en règle générale).

La carte de RAM

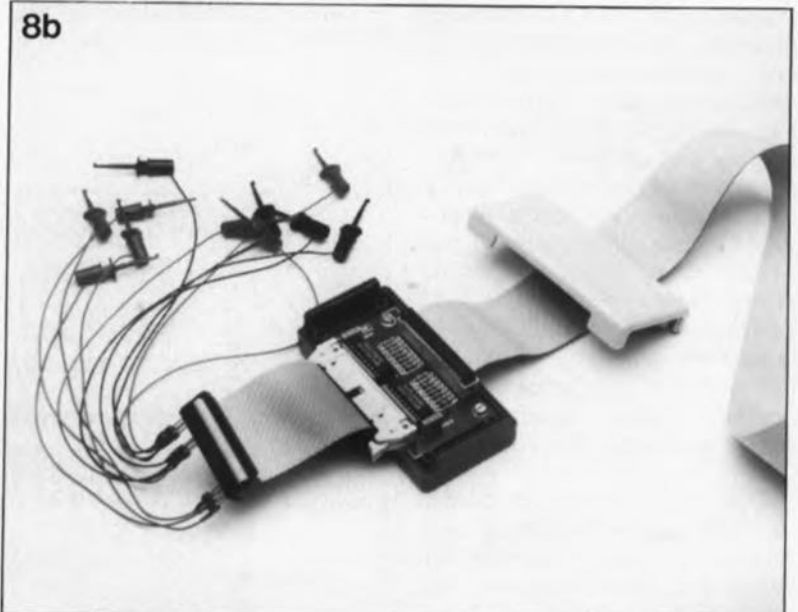
La carte de RAM est, avec la carte de commande, l'un des sous-ensem-

bles majeurs lorsqu'il s'agit du traitement des signaux d'entrée. Cette carte sert à la lecture et au stockage momentané des données. Comme le montre le schéma de la **figure 10**, l'électronique est la plus simple que nous ayons pu imaginer.

Les signaux d'entrée arrivent sur les registres à décalage bidirectionnels universels à 4 bits du type 74F194, IC17, IC18, IC28 et IC29. En fonction de l'état logique du signal 100/25 MHz appliqué à l'entrée SI de chacun de ces circuits, ceux-ci travaillent, soit en registre à décalage, soit en verrou (*latch*). Si ce signal se trouve au niveau logique haut (mode 25 MHz), les données présentes sur les entrées parallèles A à D sont transférées dans les registres des circuits intégrés au rythme du signal d'horloge. Dans ce mode, il nous est possible de traiter 16 signaux d'entrée.

Si ce même signal est au niveau bas (mode 100 MHz), les 4 circuits intégrés travaillent en registre à décalage. À chaque impulsion d'horloge, l'état logique de l'entrée SR est transféré dans le circuit. Dans ces conditions nous ne disposons plus que de 4 entrées par carte de RAM, mais nous sommes alors en mesure de leur faire traiter des signaux à une fréquence d'horloge de 100 MHz.

Dès lors que la fréquence d'horloge peut atteindre 100 MHz, il ne saurait plus être question de transférer ce signal via la platine du bus; ceci explique que nous utilisons pour ce faire un court morceau de câble coaxial reliant directement l'entrée d'horloge CLK à la carte du contrôleur.



En aval du registre à décalage d'entrée, le signal suit 2 trajets: vers le dispositif de reconnaissance de mot (*word recognizer*) d'une part, et vers un verrou, constitué par des bascules-D octuples du type 74F574, IC10 et IC21, de l'autre. Avec ses sorties à 3 états, ce verrou permet une lecture aisée de la RAM. La seconde fonction de ce verrou est de faire en sorte, qu'en mode 100 MHz, les données soient stables pendant une durée suffisante pour permettre l'écriture en RAM. En mode 100 MHz, bien que les données soient fournies à une fréquence de 25 MHz (4 décalages à 100 MHz nous donnent 25 MHz), elles ne restent stables que pendant 10 ns, durée trop courte pour les circuits de RAM, IC8 et IC20, et cela en dépit de leur rapidité. Pour cette raison, les données sont d'abord placées dans le verrou.

La synchronisation du verrou et la commande des RAM se fait par l'intermédiaire du signal R/W CTRL (commande de lecture/écriture) en provenance de la carte de commande (*control logic*). Cette même carte fournit les lignes d'adresse servant à définir l'adresse à laquelle les données sont écrites en RAM. Après chaque processus d'écriture, l'adresse est incrémentée.

À la fin de la mesure, la ligne de commande R/W CTRL passe au niveau logique haut. Les sorties des verrous IC10 et IC21 se trouvent alors à haute impédance et la RAM se trouve en mode de lecture. L'ordinateur est maintenant en mesure, via les tampons à 3 états IC9 et IC19 et la carte d'interface, de lire, adresse après adresse, le contenu de la RAM.

Comme il est possible, lors de cette opération, de ne lire que 8 bits à la fois, il faudra adresser individuellement chacun des tampons. Ce processus se fait à l'aide du décodeur d'adresses, IC30. 2 lignes d'adresses de registre et la ligne WR (*Write*) définissent quel est le registre dans lequel doit se faire, soit la lecture, soit l'écriture. En outre, de manière à pouvoir faire la différence entre les cartes de RAM (4 au maximum) et la carte de commande, le circuit de décodage d'adresses reçoit de plus un signal de sélection de carte (*card select*).

Outre la RAM destinée au stockage des données, la carte de RAM comporte également le dispositif de reconnaissance de mot chargé du déclenchement de l'analyseur

logique au moment voulu.

Via l'interface, l'ordinateur écrit dans 4 registres (IC13, IC16, IC24 et IC27) les données qui indiquent si un bit doit (ou peut) être au niveau haut ou au niveau bas, voire l'un ou l'autre (indifférent = *don't care*) pour pouvoir obtenir le déclenchement de l'analyseur logique, c'est-à-dire la prise en compte des données présentes à son entrée. La comparaison entre les données d'entrée et le patron de bits de déclenchement choisi se fait, pour chacun des bits, par une combinaison XOR/NAND.

Les résultats des différentes comparaisons sont combinés, à travers les sorties en collecteur ouvert des portes NAND connectées en une fonction OR (OU); ainsi la carte de commande reçoit 2 signaux de déclenchement complets. Pour bien vous permettre de comprendre le principe adopté, nous vous proposons, en **figure 9**, la dite combinaison XOR/NAND avec sa table de vérité.

Ces portes aussi ont une sortie en collecteur ouvert de sorte que, sur le bus, les signaux de déclenchement des différentes cartes sont à nouveau combinés en une fonction OR (OU); ainsi la carte de commande reçoit 2 signaux de déclenchement complets. Pour bien vous permettre de comprendre le principe adopté, nous vous proposons, en **figure 9**, la dite combinaison XOR/NAND avec sa table de vérité.

La sortie de cette combinaison doit être au niveau haut lorsque le bit de donnée correspondant répond à la condition de déclenchement. Si l'on met l'entrée X à "0", la sortie se trouve toujours à "1". Dans ces conditions, le bit en question est, dans le patron de bits de déclenchement, un bit "indifférent" (*don't care*). Si l'entrée X est "haute", il est possible, à travers l'entrée "0/1", de mettre à "0" ou à "1" le niveau de l'entrée de donnée, selon la condition à remplir pour obtenir le déclenchement.

La connexion des combinaisons XOR/NAND aux 4 registres à décalage, IC13, IC16, IC24 et IC27, est telle que chacun des registres est relié à un groupe de 4 entrées "0/1" et à un groupe de 4 entrées X adjacents.

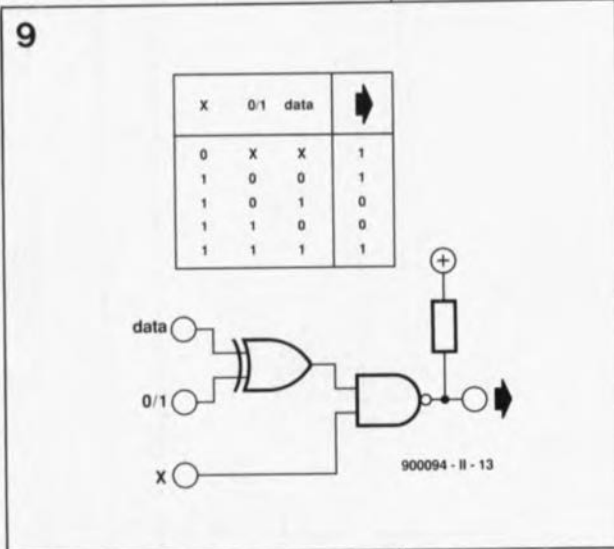
Le circuit imprimé

En raison du cahier des charges établi, la conception de la carte de RAM n'a pas été une sinécure. Il fallait, tout d'abord, que la taille de la carte ne dépasse pas le format "Europe" puisque nous voulions pouvoir utiliser le bus de connexion en fond de panier; certains trajets de

signal devaient ensuite avoir très exactement la même longueur; il fallait, pour finir, que le dessin de la platine réponde aux critères de qualité auxquels nous avons habitué nos lecteurs.

L'impératif d'une longueur de trajet identique peut, au premier abord, paraître nébuleux. Un simple calcul devrait vous permettre de mieux cerner la situation.

Lorsque les signaux électriques se déplacent sur les pistes d'un circuit imprimé, ils le font à la vitesse de la lumière (à quelque 300 000 km/s); ils font donc du "30 cm à la nanoseconde". Pour aller d'un bout à l'autre de la platine, il leur faut ainsi, de toutes façons, de l'ordre d'une demi-nanoseconde, et cela sans tenir compte du retard introduit par les self-inductions et capacités parasites. Comme notre circuit travaille pour certaines de ses impulsions à des longueurs de l'ordre de 10 ns, nous approchons de la zone



critique où la longueur d'une liaison peut être la source d'une erreur de chronologie (*timing*).

Vous retrouvez en **figure 11** le résultat du travail de nos spécialistes en DCIAO (**D**essin de **C**ircuit **I**mprimé **A**ssisté par **O**rdinateur). Il s'agit là de la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants; nous nous trouvons bien évidemment en présence d'une platine double face à trous métallisés, encore que le nombre de ponts de câblage puisse surprendre. Ceci s'explique très simplement. Aux endroits où sont placés les ponts de câblage la densité de pistes est trop importante pour permettre l'adjonction d'une nouvelle piste proprement dessinée.

L'addition d'un nombre conséquent de vias aurait sans doute permis de diminuer le nombre de ponts, mais

Figure 9. Le circuit de reconnaissance de mot compte 16 circuits identiques à celui proposé dans cette figure.

11

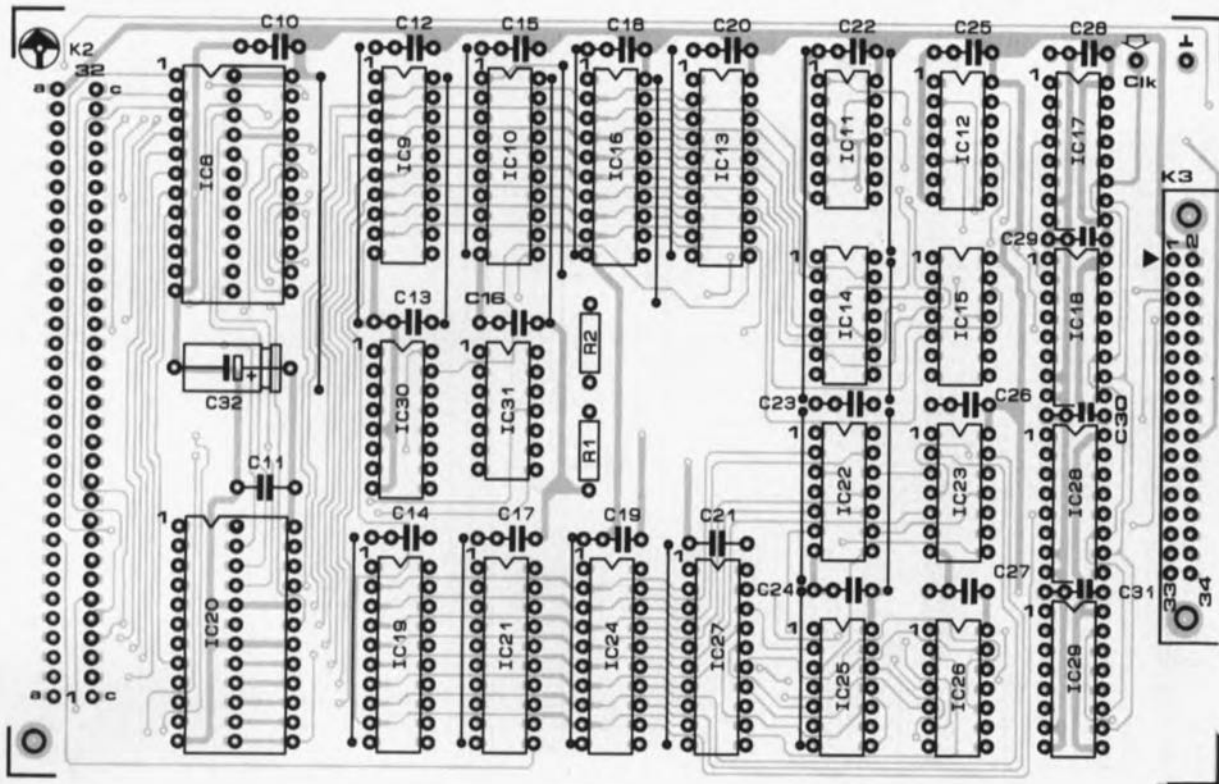


Figure 11. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants de la carte de RAM, un double face à trous métallisés.

aurait transformé cette platine en un "tricot recto-verso". Il aurait fallu en outre faire passer certains des signaux critiques par des interméta-lisations, ce qui aurait pu rallonger leur trajet dans des proportions dangereuses.

Dans ces conditions, les ponts de câblage constituent la solution la meilleure. Ces ponts sont, à une exception près, en liaison directe avec les lignes d'alimentation. Cette approche permet, d'une part une alimentation par bloc entier des différents circuits intégrés, et de l'autre un découplage efficace. Si l'on veut diminuer encore plus l'impédance de l'alimentation, on pourra doter les pistes d'alimenta-

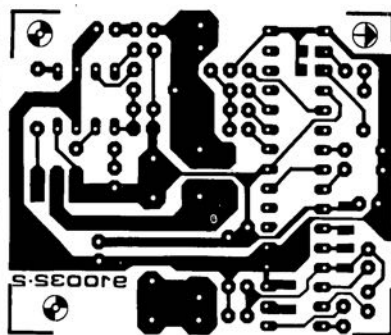
tion d'une couche de soudure additionnelle (le masque de soudure a été prévu à cette intention).

Une remarque concernant les circuits intégrés de RAM, IC8 et IC20. Ces composants rapides sont, en règle générale, proposés en version boîtier étroit (largeur 3/10"), mais certains recueils de caractéristiques semblent donner à penser qu'il existe des RAM rapides (20 ns) ayant les dimensions de leurs homologues moins rapides du type 6116. Ceci explique que le circuit imprimé soit conçu pour recevoir l'une ou l'autre version de cette RAM rapide (répétons-le, un 6116 ordinaire ne convient pas). Quel que

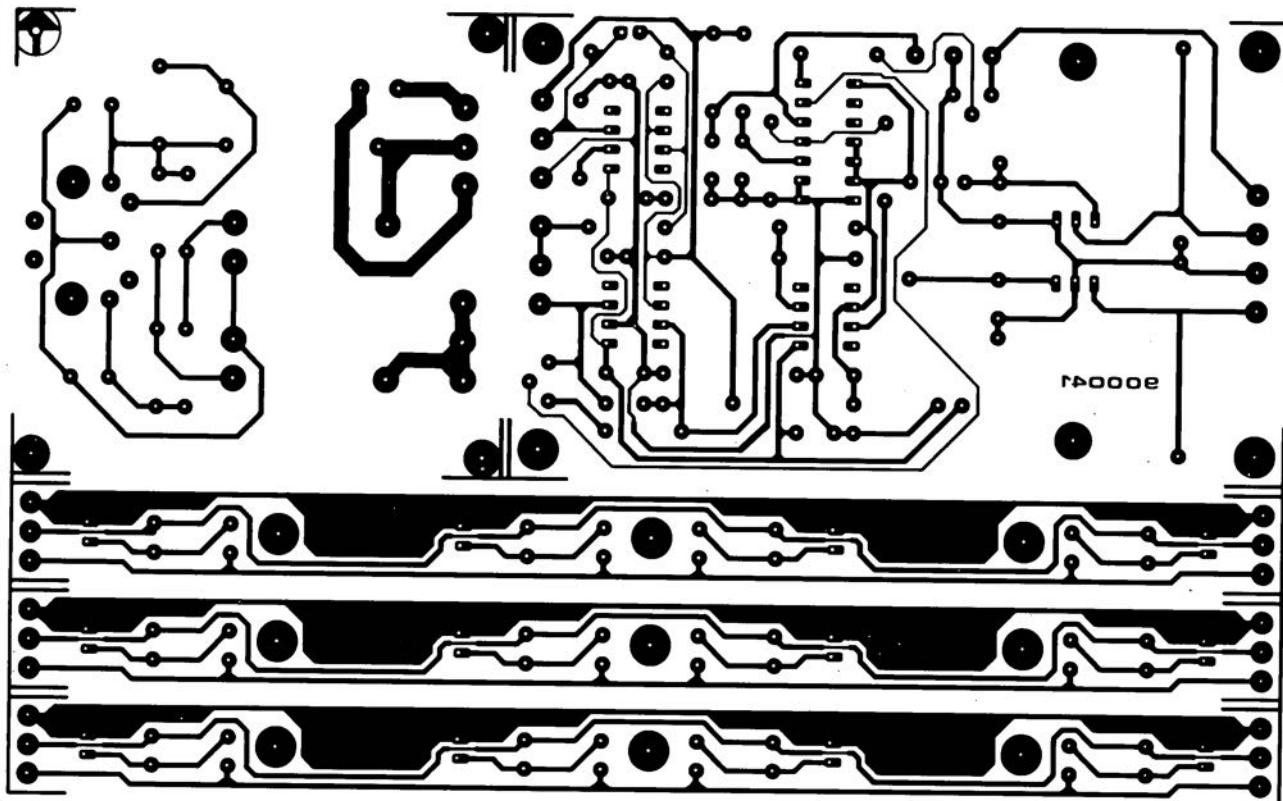
soit le type utilisé, sa broche n°1 viendra s'enficher dans l'orifice repéré par un "1".

Nous voici arrivés à la fin de ce second article dont la technicité vous aura, nous l'espérons, non pas effrayé, mais mis l'eau à la bouche. Dans le prochain article, que nous tâcherons de vous proposer le mois prochain, nous nous intéresserons à la carte de commande et à l'alimentation, le dernier (?) article de la série faisant la part belle aux interfaces permettant de relier l'analyseur logique soit à un **IBM PC (&Compatibles)** soit à un **Atari-ST monochrome**. **M**

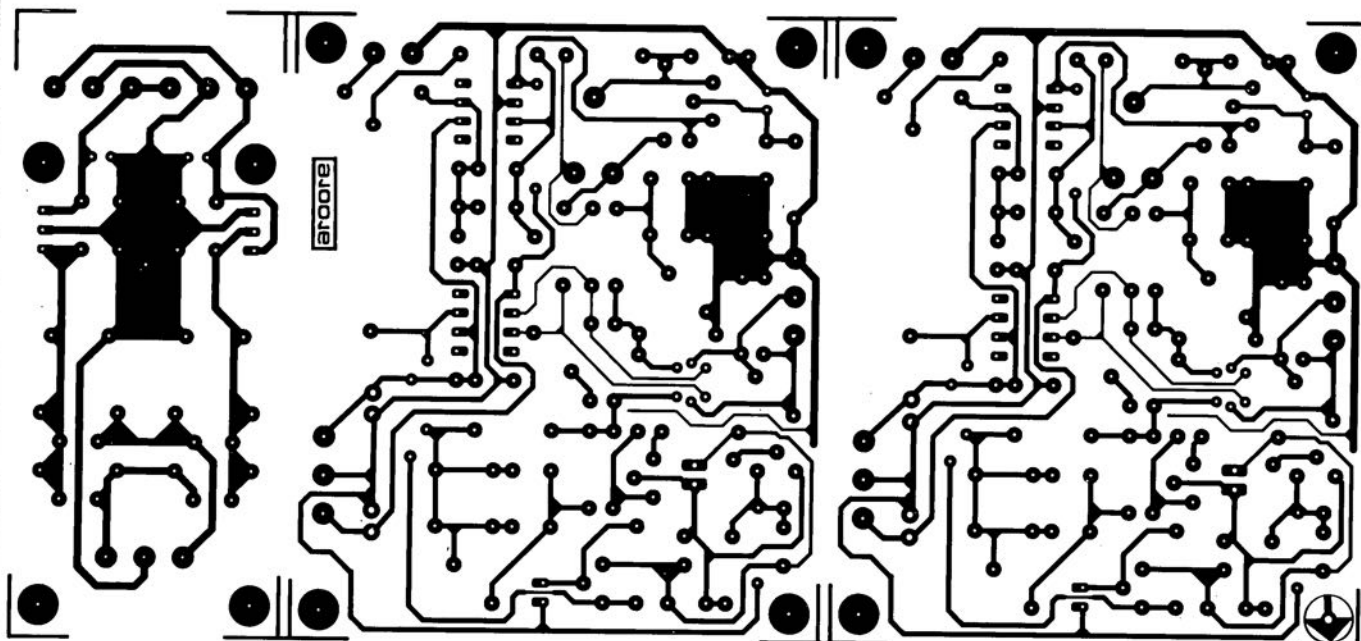
SERVICE



gradateur IR pour éclairage halogène: le récepteur

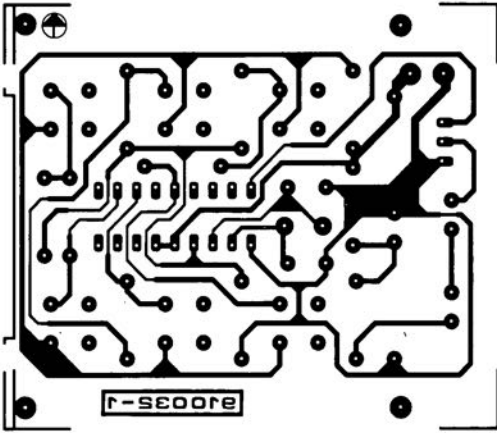


posemètre d'agrandissement multi-points

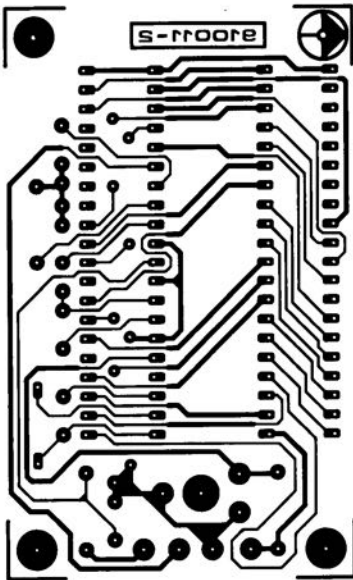


préamplificateur MC haut de gamme

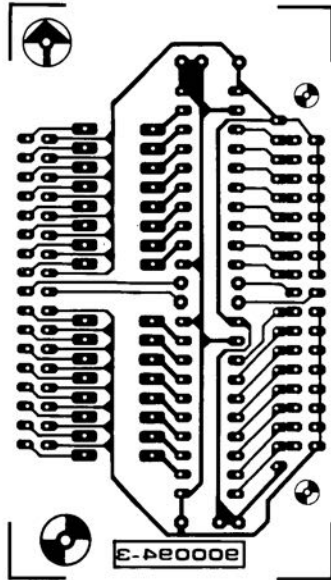
SERVICE



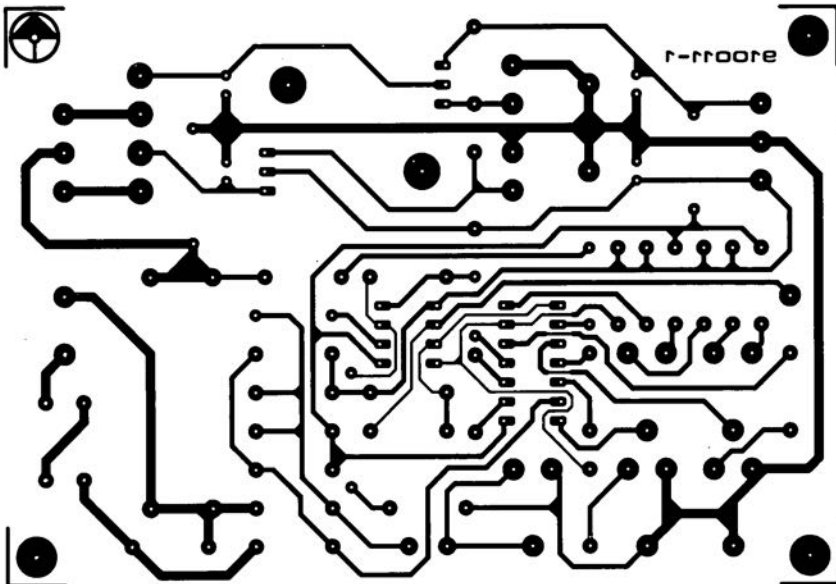
gradateur IR pour éclairage halogène: l'émetteur



wattmètre efficace: l'affichage



analyseur logique pour IBM et Atari-ST: la sonde



wattmètre efficace: le convertisseur

CHIP SELECT

MAX743

Le nouveau MAX743 contient tous les circuits actifs nécessaires pour réaliser un convertisseur DC/DC 5 V à ± 15 V/100 mA ou à ± 12 V/125 mA, avec un rendement de 80%, une précision des sorties de $\pm 4\%$ dans les conditions de température et de charge et un faible niveau de bruit.

Les MOSFET internes sont protégés par une boucle de réaction qui mesure cycliquement les courants. Le composant est également équipé d'une protection thermique, d'un blocage lorsque la tension d'entrée est trop basse et d'un démarrage progressif.

Le développement d'un convertisseur DC/DC implique habituellement une phase de calcul fastidieux

du transformateur ou de l'inductance et une phase assez longue de qualification du composant, avec toujours la possibilité de problèmes qui n'apparaissent qu'en phase finale de production.

Avec le nouveau MAX743 il n'y a pas de calcul de transformateur: celui-ci est remplacé par des selfs de petite dimension faciles à approvisionner.

Le MAX743 est une solution de remplacement très économique d'un convertisseur DC/DC 3 W du marché puisque trois fois moins chère environ.

Le MAX743 est distribué par:
ASAP Composants
2, av. des Chaumes
78180 Montigny-le-Bretonneux
tél.: (1).30.43.82.33

MAX281

Le MAX281 est un filtre actif Bessel passe-bas de précision et du 5^{ème} ordre.

Il complète la gamme MAXIM des filtres à capacités commutées, qui comprennent déjà un modèle similaire, le MAX 280, Butterworth au lieu de Bessel. Les filtres du 5^{ème} ordre, MAX280 et MAXI281 se caractérisent principalement par une tension continue d'erreur nulle. La fréquence de coupure est réglable à 1% dans la plage 0 à 20 kHz.

La réponse en fréquence du Bessel est pratiquement plate en décalage de phase, alors que celle du Butterworth est pratiquement plate en amplitude. Le Bessel transmet aussi les impulsions avec très peu de dépassement et de déformation.

Les applications du MAX281 sont multiples:

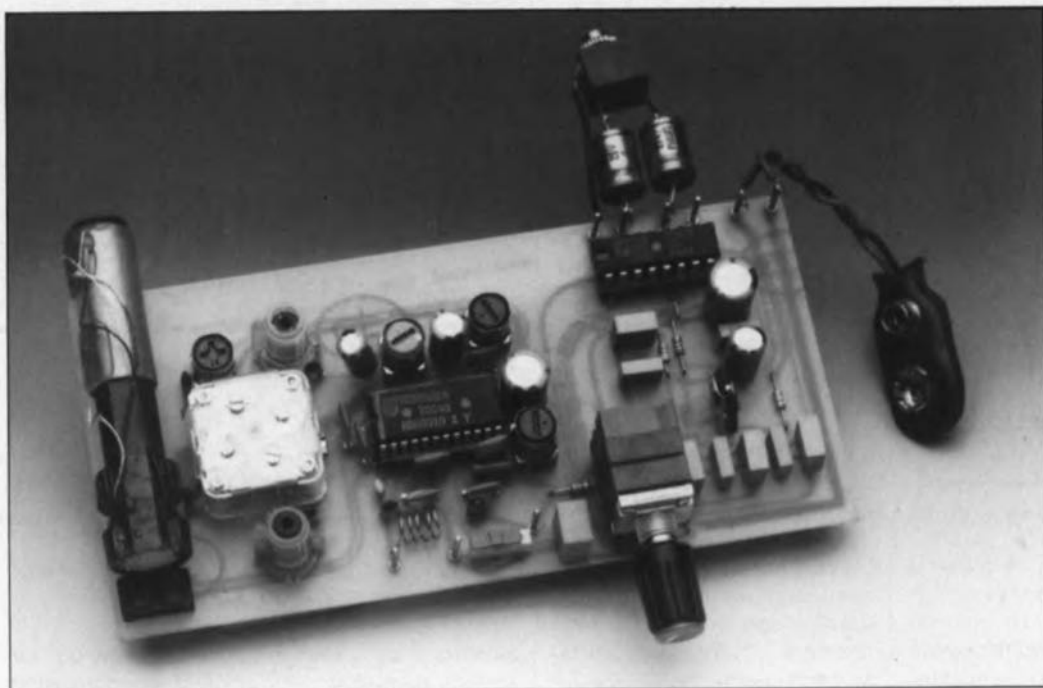
- Mesure de précision pour éliminer les bruits dûs au secteur ou aux rayonnements, par exemple dans les voltmètres et les balances;
- Chaînes d'acquisition à échantillonnage pour éliminer les fréquences indésirables par l'échantillonnage;
- Transmission d'impulsions sans déformation, par exemple en audio et dans les télécommunications.

Le MAX281 est distribué par:
ASAP Composants
2, av. des Chaumes
78180 Montigny-le-Bretonneux
tél.: (1).30.43.82.33

récepteur MA/FM mono-circuit

fabriquez votre propre baladeur

APPLIKATOR



APPLIKATOR

Le circuit TEA5591A de Philips intègre toute l'électronique nécessaire pour réaliser un récepteur MA/FM, si l'on fait exception de quelques circuits de résonance. Pour peu qu'on l'associe à un décodeur de signal stéréo et qu'on le dote d'un étage de sortie, sous-ensembles prenant bien entendu tous la forme de circuits intégrés, il devient possible de faire soi-même, avec un nombre de composants limité au strict minimum, un récepteur bi-gamme complet.

Quelles que soient les dimensions des récepteurs miniaturisés modernes, ils comportent presque toujours des composants discrets, servant à la constitution des différents circuits accordés. En dépit du fait pourtant que la taille des selfs et des condensateurs (ajustables) soit, elle aussi, réduite au strict indispensable, il ne reste pas beaucoup de place pour le reste de l'électronique. C'est pour cette raison très exactement que le TEA5591A n'est pas doté d'un boîtier DIL ordinaire, mais d'un boîtier dit "shrink-DIP". Les broches de ce genre de boîtier ne présentent pas l'écartement normal, à savoir 0,1 pouce

(2,54 mm): elles sont espacées de 0,07 pouce. Cette solution explique que le boîtier à 24 broches du TEA5591A ne soit pas plus long qu'un boîtier DIL à 16 broches. Il nous faut cependant reconnaître que ce circuit intégré est plus large

qu'un DIL à 16 broches (de 2,54 mm très précisément) !

Entrons dans le TEA5591A

Le TEA5591A est doté de deux récepteurs distincts, l'un pour la réception des

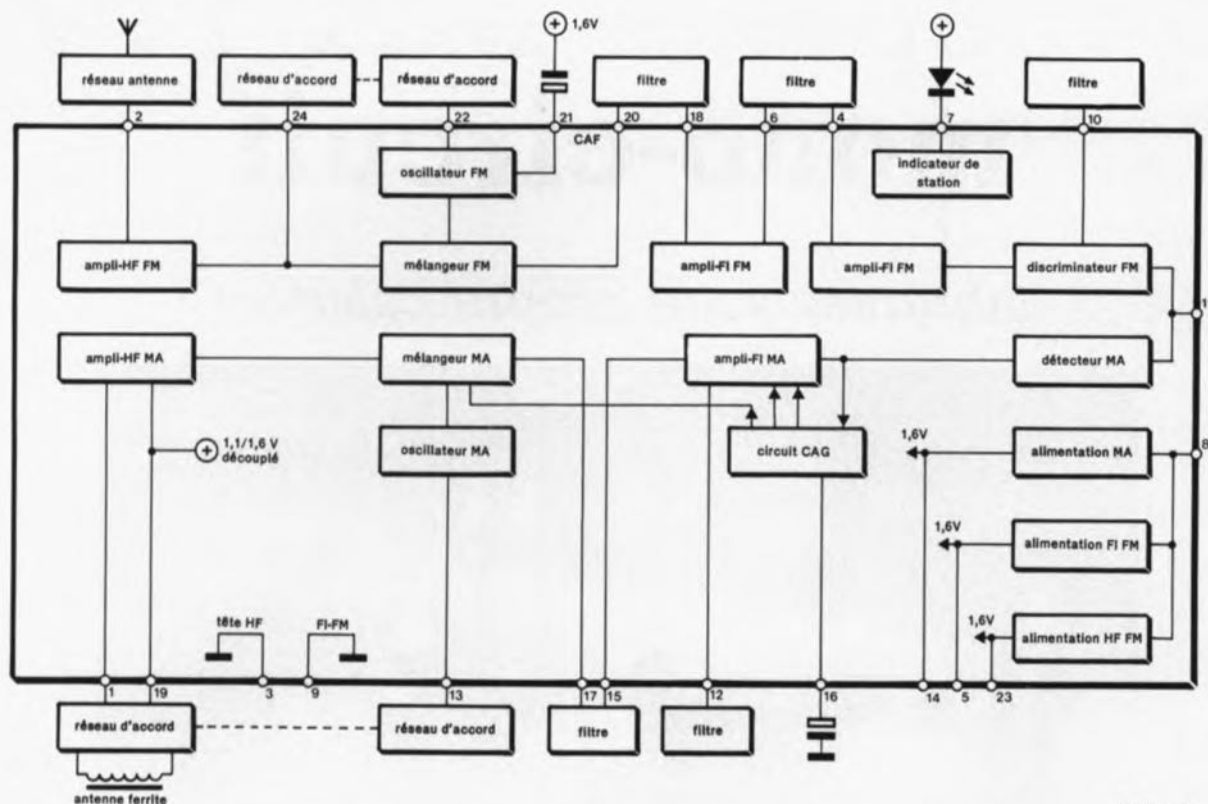
signaux en Modulation d'Amplitude, MA, et l'autre pour celles des signaux en Modulation de Fréquence (FM). Le synoptique de la figure 1 montre que l'on se trouve en présence de deux "super"(-hétérodynes).

Le récepteur FM reçoit son signal d'un circuit d'antenne à large bande à travers la broche 2 de IC1. À la sortie de l'étage d'amplification HF, le signal traverse le réseau accordé (un circuit parallèle) et arrive au mélangeur, où il est mélangé avec un signal fourni par l'oscillateur. L'oscillateur est, lui aussi, accordé à l'aide d'un circuit parallèle. Il comporte également un circuit de CAF (en

Caractéristiques techniques:

■ sensibilité en Modulation d'Amplitude	< 5 μ V
■ sensibilité en Modulation de Fréquence	< 2 μ V
■ puissance de sortie max.	1 W dans 8 Ω
■ distorsion harmonique totale	< 2,5%
■ protection absolue des sorties H.P.	
■ entrée en fonction silencieuse des étages de sortie	
■ tension d'alimentation	3 à 6 V
■ courant de repos	\approx 30 mA

1



910021 - 11

Figure 1. Le synoptique du TEA5591A montre que ce circuit intégré comporte deux récepteurs "super-hétérodynes".

anglais: AFC = *Automatic Frequency Control* = commande automatique de fréquence) qui ne nécessite qu'un seul condensateur externe remplissant une fonction de tampon.

Après avoir été mélangé, le signal traverse le premier filtre FI (de fréquence intermédiaire) pour subir ensuite une première amplification dans l'amplificateur FI. Il poursuit son chemin à travers un second filtre et un second amplificateur FI. Le signal subit, pour terminer, une démodulation dans un discriminateur FM.

Le signal audio BF résultant de ce traitement sort du circuit intégré à travers la broche 11. Pour éviter que le récepteur MA ne fournisse simultanément un signal audio à la broche 11, l'alimentation du récepteur MA est coupée par connexion de la sortie de l'alimentation à la masse, à travers la broche 14. Si l'on opte pour une réception MA, on inverse ce procédé, bloquant l'alimentation de la partie des fréquences intermédiaires FM en reliant, cette fois-ci, la broche 5 à la masse.

Le récepteur MA ressemble beaucoup au récepteur FM. C'est à son entrée que l'on retrouve l'une des différences: plutôt qu'un circuit d'antenne à large bande le récepteur MA comporte son réseau accordé connecté directement à cet endroit. La self de ce circuit prend la forme d'une antenne à ferrite. Le signal fourni par le réseau accordé subit une amplification avant de gagner l'étage de mélange (*mixer*). Le signal traverse ensuite les filtres et l'amplificateur de fréquence intermédiaire. Le signal de sortie de l'amplificateur de fréquence intermédiaire sert à commander le circuit de CAG (en anglais: AGC = *Automatic Gain Control* soit commande automatique de gain). En fonction de l'importance du signal présent, ce dernier circuit sert à accorder l'amplificateur FI et le mélangeur. Il va sans dire que, pour des raisons de démodulation, le signal de sortie de l'amplificateur de fréquence intermédiaire est également appliqué au détecteur MA.

Un récepteur miniaturisé

La figure 2 montre le schéma d'un récepteur MA/FM

complet à décodeur de signal stéréo et étage de sortie, en version stéréo bien entendu, capable de fournir 1 W environ dans 8 Ω. L'examen de cette figure permet de constater que le TEA5591A n'est entouré que par quelques rares circuits d'accord, filtres céramiques et condensateurs de découplage.

La self L1 et le condensateur C1 constituent le circuit d'entrée du récepteur FM. Le réseau accordé HF est réalisé à l'aide de la bobine L7 et la section de 20 pF du condensateur d'accord.

La bobine L6 et la seconde section de 20 pF du condensateur d'accord se chargent de l'accord de l'oscillateur de la partie FM.

L5 et C12 forment le premier filtre FM de fréquence intermédiaire. Le second filtre de FI FM prend lui la forme du filtre céramique K1. Le filtre céramique suivant, K2, est indispensable au bon fonctionnement du discriminateur FM. La constante de temps de 50 μs nécessaire à la désaccentuation est introduite par la résistance interne (de 2kΩ4) de la sortie BF (broche 11) associée au

condensateur C5 monté en aval.

En ce qui concerne le fonctionnement du récepteur MA, le récit ne varie guère. L'antenne à ferrite L8 et la section de 140 pF du condensateur d'accord se chargent de l'accord en HF tandis que la bobine L8 associée à la section de 82 pF du condensateur de syntonisation s'acquittent de l'accord de l'oscillateur. Sachant qu'il existe un couplage galvanique (toutes les plaquettes enfilées sur l'axe sont interconnectées) entre les deux sections (de 82 pF et de 140 pF) du condensateur d'accord et celles utilisées par le récepteur FM, les bobines L4 et L8 constituent aussi des transformateurs. De ce fait l'électronique de la partie AM est nettement séparée de celle du récepteur FM.

Le récepteur MA comporte deux filtres FI prenant la forme, de la bobine L2 associée au condensateur C11 d'une part et de la bobine L3 combinée au condensateur C6 de l'autre.

Le commutateur S1 permet une sélection entre la réception de signaux FM ou de

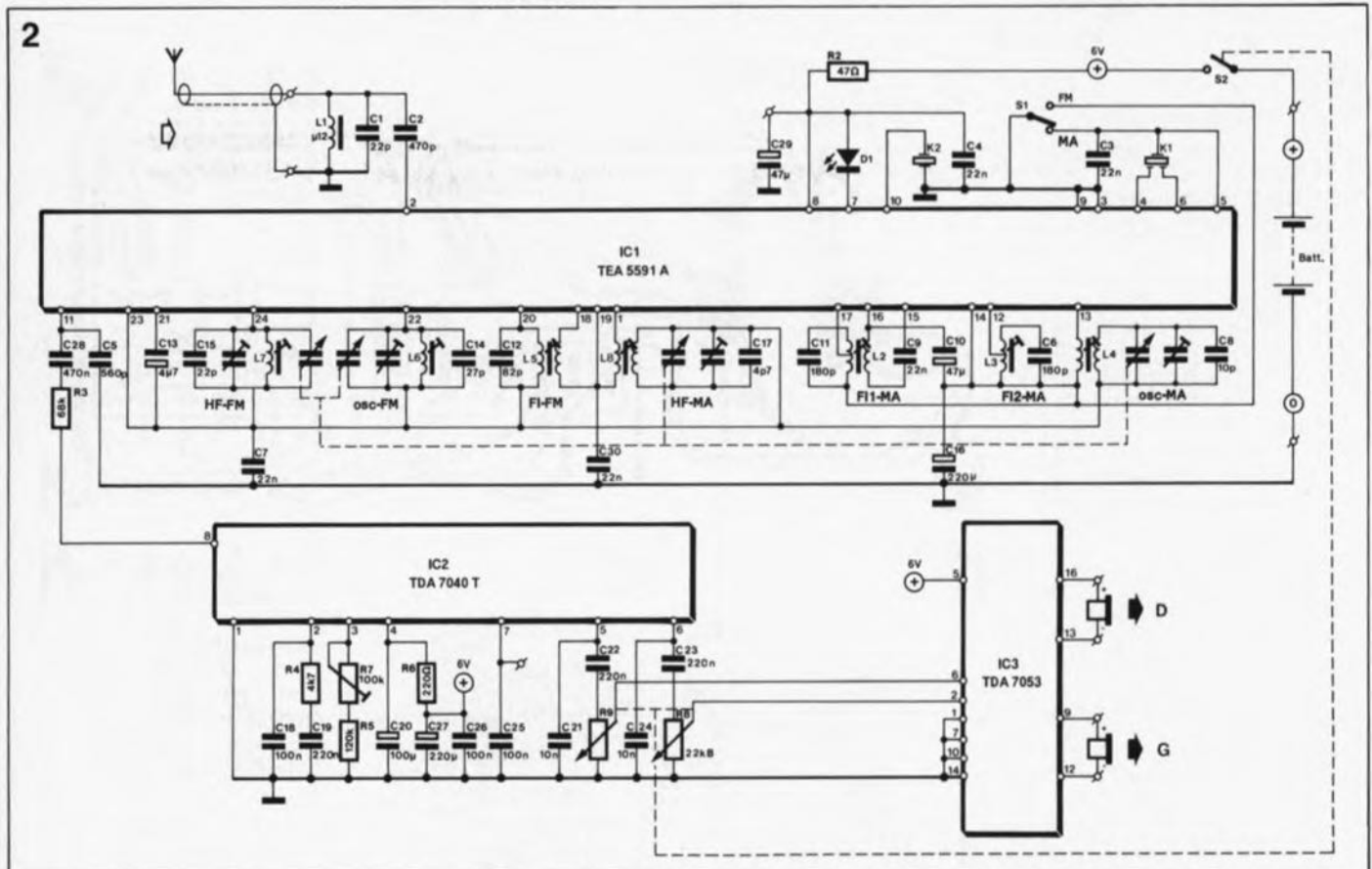


Figure 2. L'électronique complète, très peu de choses en fait, d'un récepteur radio portatif basé sur le TEA5591A.

signaux MA. Si ce commutateur se trouve en position MA (comme l'illustre le schéma de la figure 2) une partie de l'électronique du récepteur FM est dépourvue de sa tension d'alimentation. À l'inverse, commutateur S1 en position FM, c'est le récepteur MA qui ne reçoit plus sa tension d'alimentation.

Après détection, le signal BF résultant de ce traitement est appliqué au décodeur stéréo; celui-ci prend la forme du TDA7040T, un circuit intégré CMS (Composant pour Montage en Surface) que nous avons utilisé déjà dans notre **Baladeur FM stéréo à la carte** de septembre 1987. Cette petite merveille électronique, qui n'occupe que 0,25 cm² de notre platine, ne nécessite que quelques composants externes pour remplir sa fonction.

L'application, à travers une résistance de 4k Ω 7, de la tension d'alimentation positive à la broche 7 de ce composant permet le choix entre un fonctionnement stéréo ou mono. Cette broche peut fort bien servir pour la visualisation du signal reçu (LED "stéréo"). Pour ce faire il faudra y connecter un tran-

sistor attaquant une diode électroluminescente qui, en fonction du signal reçu, s'illumine ou non (niveau haut = mono, niveau bas = stéréo).

Le signal de sortie disponible aux broches 5 et 6 du TDA7040T est appliqué, à travers un potentiomètre stéréo, à l'étage de sortie (stéréo bien sûr). Les deux amplificateurs en pont que comporte IC3 fournissent chacun une puissance de 1 W dans une charge (haut-parleur) de 8 Ω . L'utilisation d'amplificateurs en pont fournit une puissance élevée sous une tension d'alimentation relativement faible (de 3 V au minimum). Le TDA7053 n'est pas conçu pour attaquer un casque d'écoute moderne superléger, tels ceux fournis avec la plupart des baladeurs actuels. Ces casques ne présentent que trois points de contact; cependant, s'il n'y a pas moyen de faire autrement, il ne faudra utiliser que la moitié de chacun des deux amplificateurs en pont en les connectant au casque par l'intermédiaire d'un condensateur électrolytique de 100 μ F. Le contact commun des deux écouteurs du

casque est à relier à la masse. La présence des condensateurs électrolytiques est indispensable puisqu'il existe aux sorties des amplificateurs une tension continue de 2 V. Si les amplificateurs intégrés dans le TDA7053 sont utilisés "en pont" cette tension continue ne présente pas le moindre caractère gênant. Dans le cas de la connexion d'un casque d'écoute, la présence de cette tension pourrait avoir des conséquences désastreuses. La photo montre le prototype du montage auquel nous avons connecté un casque afin de pouvoir étudier exhaustivement toutes ses caractéristiques sans pour autant déranger nos collègues.

Les performances de notre mini-récepteur sont inversement proportionnelles à sa taille. Même la proximité immédiate de l'ordinateur utilisé pour écrire cet article ne l'incommode pas le moins du monde. Au cours de nos expériences nous l'avons aussi connecté à une paire de mini-enceintes (de vraies enceintes fonctionneraient aussi) et le son reproduit était plus que convaincant (c'est le

moins que l'on puisse dire). On pourrait même dire qu'il est dommage de connecter ce montage à une paire de haut-parleurs à large bande mono-voies ordinaires. Hélas, le domaine de ses applications -récepteurs portatifs, radio-réveils, baladeurs- implique, en pratique, l'utilisation de haut-parleurs de taille modeste.

Attention cependant ! En dépit de toutes ces caractéristiques favorables, il n'est pas question de connecter ce montage à un système audio HiFi comportant un amplificateur de puissance. Lors des réceptions FM, la porteuse pilote de 19 kHz est présente de façon indiscutable dans le signal de sortie. La puissance modeste de 1 W du TDA7053 ne risque pas d'endommager les haut-parleurs connectés. Si au contraire c'est un amplificateur de quelques dizaines de watts qui attaque des enceintes, le signal de 19 kHz amplifié risque d'entraîner une destruction quasi-instantanée du haut-parleur d'aigu (tweeter).

Ceux d'entre vous qui auraient l'intention de connecter ce montage à leur système HiFi peuvent

Liste des composants

Résistances:

- R1 = 22 k Ω , potentiomètre stéréo avec interrupteur simple intégré, S2
- R2 = 47 Ω
- R3 = 68 k Ω
- R4 = 4k Ω 7
- R5 = 120 k Ω
- R6 = 220 Ω
- R7 = 100 k Ω ajustable pour montage vertical
- R1 de la sérigraphie prend la forme de R8 et R9 du schéma

Condensateurs:

- C1, C15 = 22 pF
 - C2 = 470 pF
 - C3, C4, C9, C7, C30 = 22 nF
 - C5 = 560 pF
 - C6 = voir L3
 - C8 = 10 pF
 - C10, C29 = 47 μ F/10 V
 - C11 = voir L2
 - C12 = voir L5
 - C13 = 4 μ F/10 V
 - C14 = 27 pF
 - C16, C27 = 220 μ F/10 V
 - C17 = 4,7 pF
 - C18, C25, C26 = 100 nF
 - C19, C22, C23 = 220 nF
 - C20 = 100 μ F/10 V
 - C21, C24 = 10 nF
 - C28 = 470 nF
- 1 condensateur d'accord, sections MA de 140 et 82 pF, 2 sections FM de 20 pF; à prendre en parallèle sur chaque section: un condensateur ajustable de 5 à 10 pF (tel que FE22124 de Toko; notons que ce condensateur d'accord intègre déjà les 4 condensateurs ajustables mentionnés)

Bobines:

- L1 = bobine à air *
- L2 = 7MCS *
- L3 = 7MCS *
- L4 = 7BRS *
- L5 = 119ACS/30120N *
- L6 = 301SN0100 *
- L7 = 301SN0200 *
- L8 = bâton de ferrite 10 x 60 mm
- * voir tableau 1

Semi-conducteurs:

- D1 = LED rouge 3mm
- IC1 = TEA5591A (Philips)
- IC2 = TDA7040T (Philips) version CMS
- IC3 = TDA7053 (Philips)

Divers:

- S1 = inverseur simple
- K1 = filtre céramique SFE10.7 MS2
- K2 = filtre céramique CDA10.7 MC1

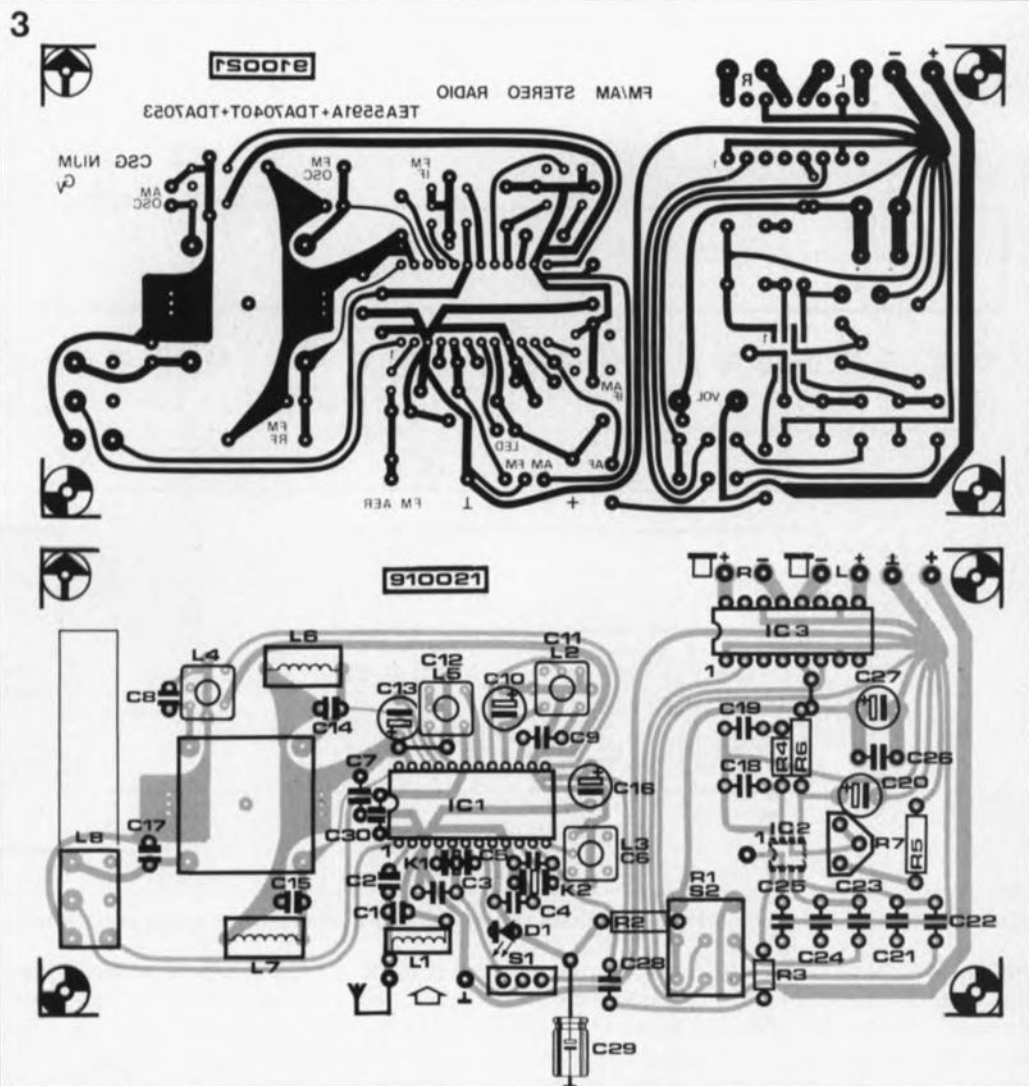


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants. Le dessin du circuit imprimé (en provenance directe des laboratoires de Philips Composants) vous est, contrairement aux habitudes, également proposé ici "en miroir".

supprimer cet inconvénient par la mise en place, entre le décodeur stéréo et l'étage de sortie, d'un filtre coupe-bande de 19 kHz.

Si vous envisagez de mettre à profit toute la puissance des étages de sortie du TDA7053, il faudra être conscient du fait que le courant de crête atteindra dans ce cas une valeur de 1 A (puissance de 2 x 1 W dans 8 Ω). Il est recommandé de ce fait d'utiliser une alimentation suffisamment robuste, un module d'alimentation-secteur capable de fournir 1 A par exemple. L'alimentation d'un poste stéréo portable peut être réalisée à l'aide de quatre piles du type MONO. Seule l'utilisation d'un casque d'écoute, qui réduit très sensiblement la consommation maximale du circuit, qui notons-le en passant connaît un courant de repos de

30 mA seulement, permet de se servir de piles de capacité (et taille) plus modeste.

Le circuit imprimé

Si vous utilisez, pour vos essais, le dessin de circuit imprimé donné en figure 3, la platine répondra à toutes les exigences nécessaires, nous l'avons nous-même essayé. Il est cependant intéressant de connaître les points critiques auxquels il faudra veiller.

Il est essentiel de placer la bobine L4 à proximité immédiate du condensateur d'accord. Afin d'éviter des problèmes de masse, il faudra utiliser la broche 3 de IC1 comme point de masse central réunissant "en étoile" toutes les lignes de masse de la partie HF. Pour la totalité du montage, il faudra également prévoir une connexion "en étoile" des différents points recevant la tension d'alimentation négative et une autre

pour toutes les lignes de la tension d'alimentation de la partie MA, qui seront elles connectées à la broche 14, centre de l'étoile. Si l'on veut éviter la création de capacités parasites il faudra limiter le plus possible la largeur des pistes cuivrées allant vers les broches 22 et 24. Il est recommandé en outre de raccourcir au maximum la piste de la broche 24. De manière à éviter une réaction négative, il faudra placer l'antenne à ferrite aussi loin que possible de la sortie BF.

Une partie des selfs (bobines) nécessaires à ce montage devrait être disponible dans le commerce (L5, L6 et L7). Référez-vous au tableau 1 pour connaître leurs caractéristiques; ce tableau indique aussi comment fabriquer soi-même les autres selfs. Il n'est pas évident, hélas, que tout revendeur de composants ait ces bobines -ni tous les

autres d'ailleurs— en stock. Cependant, comme il ne s'agit pas de composants "exotiques", votre revendeur habituel pourra sans doute les commander.

L'étalonnage

Après avoir terminé la réalisation pratique du montage, nous pouvons procéder à son étalonnage.

Pour ce faire il faudra mettre tous les condensateurs ajustables en position médiane. On connecte, à travers quelques spires de fil de câblage, embobinées autour de l'antenne de ferrite, un générateur HF au récepteur MA, positionné en mode modulation d'amplitude et syntonisé (accordé) sur une fréquence de 468 kHz. Il s'agit maintenant de rechercher le maximum du signal de sortie des deux réseaux MA de fréquence intermédiaire (L2 et L3). Il faudra ensuite vérifier la symétrie des filtres FI en désaccordant le générateur HF. Il est possible de corriger la symétrie par l'ajustage de l'un des filtres FI.

C'est maintenant au tour du réseau de l'oscillateur MA. Après avoir ajusté le générateur HF à une fréquence de 520 kHz, on met le condensateur d'accord à sa capacité maximale et on recherche la position de la self L4 de manière à obtenir le signal de sortie maximal. Il faudra ensuite changer la fréquence du générateur HF pour se déplacer à l'autre bout de la bande MA (1 600 kHz) et mettre le condensateur à sa capacité minimale. On ajustera maintenant le signal de sortie à sa valeur maximale par action sur le condensateur ajustable du réseau de l'oscillateur. Reprenons le réglage à une fréquence de 520 kHz pour peaufiner la position L4. Ce cycle de doubles réglages se poursuit jusqu'à ce qu'un changement de position de L4 et du condensateur ajustable n'ait plus d'effet sensible sur le signal de sortie. Prenez patience, l'expérience nous a appris qu'il faut répéter ce cycle d'ajustage 5 à 6 fois. Le processus décrit ci-dessus s'applique également à

Tableau 1. Caractéristiques des bobines

L1	Bobine à air 0, μ H12, 4,5 spires de fil de cuivre émaillé, CuL, de 0,8 mm de section, diamètre intérieur de la bobine: 4,5 mm.
L2	$f_C = 468$ kHz, $L_{1-3} = 665$ μ H, $n_{1-2} = 14$ spires, $n_{2-3} = 132$ spires, section du fil: 0,07 mm, $C_{1-3} = 180$ pF, corps de bobine: 7MCS (7F le cas échéant)
L3	$f_C = 468$ kHz, $L_{1-3} = 665$ μ H, $n_{1-2} = 33$ spires, $n_{2-3} = 133$ spires, section du fil: 0,07 mm, $C_{1-3} = 180$ pF, corps de bobine: 7MCS (7F le cas échéant)
L4	$L_{2-3} = 270$ μ H, $n_{1-3} = 86$ spires, $n_{4-6} = 4$ spires, section du fil: 0,07 mm, corps de bobine: 7BRS
L5	bobine: 119ACS/30120N; bobinages: $f_C = 10,7$ MHz, $n_{2-3} = 11$ spires, $n_{4-6} = 2$ spires, section du fil: 0,07 mm, $C_{2-3} = 82$ pF
L6	bobine: 301SN0100; bobinages: 0μ H04, 1,5 spires
L7	bobine: 301SN0200; bobinages: 0μ H066, 2,5 spires
L8	bâtonnet de ferrite 10 x 60 mm, $L_{1-2} = 625$ μ H, $n_{1-2} = 105$ spires, $n_{3-4} = 10$ spires, section du fil: 0,1 mm, embobiner sur manchon en papier.

Les bobines L5 à L7 et les corps de bobines sont de Toko.

Attention: il semblerait que l'obtention des bobines de Philips, L1 à L4 puisse poser quelques problèmes.

l'ajustage du réseau d'accord de l'antenne; il faudra dans ce cas-là faire passer à 600 et 1 500 kHz les fréquences fournies par le générateur HF.

Comme le réseau d'antenne n'est pas étalonné à ses deux fréquences extrêmes, le parallélisme entre le réseau d'antenne et celui de l'oscillateur est optimal. On ajustera la bobine du réseau d'antenne en faisant glisser la self sur le bâtonnet de ferrite.

La procédure d'étalonnage du récepteur FM est très proche de celle mise en oeuvre pour le récepteur MA. Elle démarre par la connexion du générateur HF, réglé cette fois-ci à une fréquence de 10,7 MHz et mis en mode modulation de fréquence, à l'entrée d'antenne du récepteur. Un niveau de signal de quelques millivolts seulement devrait être largement suffisant. Le réglage consiste à réduire au minimum la distorsion, phénomène visualisé à l'aide d'un oscilloscope, voire tout simplement détecté à l'oreille.

Nous passons ensuite au réseau de l'oscillateur. Il est recommandé de diminuer le signal fourni par le générateur HF. À l'image du processus cyclique d'ajustage adopté

pour le récepteur MA, il faudra commencer par une fréquence basse de la bande FM, (87,5 MHz), pour ajuster la bobine L6 afin d'obtenir une distorsion minimale du signal. Le réglage du condensateur ajustable de ce réseau se fait à une fréquence de 108 MHz. Pour obtenir un résultat satisfaisant, il est essentiel de répéter plusieurs fois ce cycle d'étalonnage. Il restera, enfin, à ajuster le réseau d'accord du récepteur FM à des fréquences de 88,5 et 107 MHz.


L'étalonnage de notre récepteur MA/FM à circuit unique se termine avec l'ajustage du VCO (*Voltage Controlled Oscillator* = oscillateur commandé en tension) du décodeur stéréo. Pour ce faire, il faudra appliquer, à l'aide du générateur HF, une porteuse non-modulée à la broche 8 de IC2, soit encore relier cette broche à la masse tout simplement.




On relie la broche 7 à la tension d'alimentation positive à travers une résistance de 5k Ω 6 et on branche un fréquencemètre à cette broche. On joue ensuite sur l'ajustable R7 pour que la fréquence affichée soit de 19 kHz (à 100 Hz près, marge admissible due à la plage de

capture relativement large de la PLL (*Phase Locked Loop* = boucle à verrouillage de phase).

Ceci termine la procédure d'étalonnage du récepteur MA/FM à mono-circuit qui, tout à la fois, offre d'intéressantes possibilités d'expérimentation et atteint des performances dont certains appareils du commerce peuvent être, sans plus, jaloux.

Une remarque finale. Ne vous laissez pas impressionner par la longueur du paragraphe consacré à l'étalonnage; sachez que cet étalonnage peut aussi fort bien se faire "à l'oreille" (à condition bien entendu de ne pas être tout à fait sourd).

Il va sans dire cependant que les résultats optimaux ne peuvent être obtenus qu'avec les instruments de mesure et de test mentionnés au cours de la description de ce montage. 

Vous voulez en savoir plus sur
 le sommaire,
 les platines,
 les torts,
 d'Elektor...
 voir page 61...

gradateur pour éclairage halogène

H. Peter

à télécommande IR

Les lampes halogènes basse tension deviennent de plus en plus populaires. Que ce soit une mode ou non, il existe des avantages indéniables caractérisant ces petites ampoules miroitantes: leurs dimensions modestes et leur flexibilité d'emploi universelle, combinaison qui les transforme en un outil parfait pour réaliser vos projets de décoration les plus extravagants, tel que par exemple l'installation d'un système de gradation à télécommande infrarouge (IR).

Comment faire ? Pour en savoir plus, continuez la lecture de cet article.

L'éclairage halogène se caractérise par des qualités spécifiques. Une température de couleur élevée, un rayonnement de chaleur relativement faible, une tension d'alimentation faible, un angle d'illumination intéressant obtenu par l'utilisation de

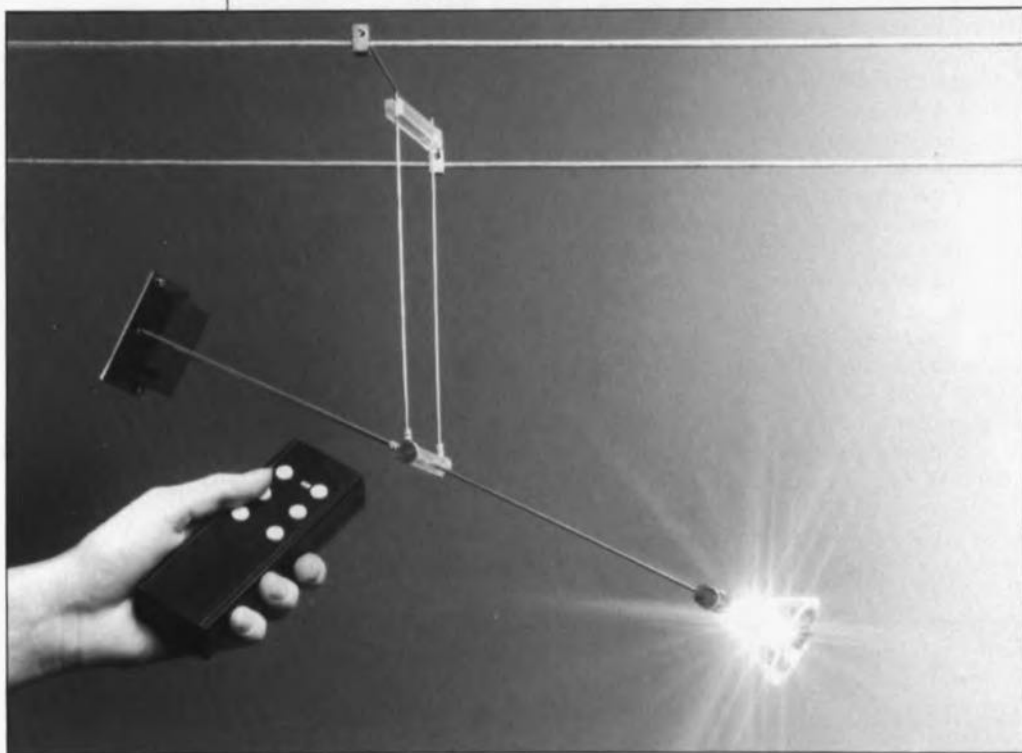
réflecteurs à miroir sans demander de système optique additionnel et complexe, une intensité lumineuse deux à trois fois plus élevée pour une consommation identique, ne sont que les caractéristiques les plus marquantes qui rendent ce type

d'éclairage plus intéressant que celui basé sur des ampoules classiques alimentées en 230 V.

Ce n'est qu'à l'aide d'un certain nombre d'ampoules halogènes que l'on peut faire ressortir de façon optimale des espaces ou des objets. Nous n'en sommes plus à l'époque à laquelle la lumière d'une simple ampoule à incandescence fixée au plafond suffisait à illuminer n'importe laquelle de nos pièces. Toute une série de mini-projecteurs de lumière vient prendre la relève de cette solitaire, produisant un éclairage tout à la fois efficace et exquis.

Caractéristiques techniques:

- télécommande de 6 canaux/unités d'éclairage à ampoule(s) halogène(s),
- 4 fonctions: lampe allumée, lampe éteinte, éclairage plus intense et éclairage plus faible,
- réalisation très compacte du récepteur/gradateur, facilitant son intégration dans le système,
- récepteur/gradateur individuel pour chaque unité d'éclairage,
- durée de vie prolongée des ampoules grâce à une commutation lors du passage par zéro de la tension d'alimentation.



Du problème . . .

Le fait de faire appel (inévitablement) à une **série** d'ampoules halogènes apparaît comme l'un des seuls inconvénients de ce genre d'éclairage: en cas d'action sur l'interrupteur de commande on a mise en fonction (ou extinction) de **toutes** les lampes. On se trouve en présence alors de numérique pur, du tout ou rien. Cela s'explique par le fait, qu'en règle générale, la tension d'alimentation est appliquée aux ampoules à travers une (unique) paire de conducteurs reliés au transformateur. Ce transformateur est, lui, connecté au secteur par l'intermédiaire d'un seul interrupteur: le bouton de commande de la lumière.

Les systèmes de gradation pour éclairage halogène, disponibles actuellement dans le commerce, connaissent ce même inconvénient. Puisque le gradateur est pris en série sur l'enroulement primaire du

transformateur, toutes les lampes connectées subissent la même gradation.

Un problème très différent, commun à une ampoule, quelle qu'elle soit, est la brièveté (relative) de sa durée de vie. Dans le cas d'une ampoule halogène coûteuse, cette donnée prend une importance capitale, vous en conviendrez. Si la lampe est allumée aléatoirement à l'instant précis où la tension atteint sa valeur maximale, il est probable qu'elle rende l'âme, bien avant que sa durée de vie théorique ne soit passée, ceci en raison du niveau trop élevé du courant d'enclenchement. Pour limiter les dépenses qu'entraîne l'achat d'une nouvelle ampoule à chaque fois, il pourrait être intéressant de faire appel à la "fée électronique".

... à la solution

Voici l'idée à la base de notre montage: on voudrait pouvoir (télé)commander **individuellement** chacune des ampoules que comporte un système d'éclairage halogène à 12 V.

En faisant appel à un émetteur miniature à 6 canaux, nous avons à notre disposition le moyen de commander 4 fonctions:

- lampe allumée,
- lampe éteinte,
- luminosité plus intense et
- luminosité plus faible.

Le circuit proposé ici permet de commander **individuellement** chaque lampe dans la même boucle de 12 V d'un système d'éclairage halogène. Pour ce faire, il faudra doter chaque lampe de son propre récepteur/gradateur. Note: lorsque l'on parle de lampe il peut également s'agir d'un certain nombre d'ampoules placées sur la même armature, à condition que leur puissance maximale ne dépasse pas 50 W. Ceci permet d'éliminer tous les inconvénients d'un système d'éclairage halogène standard mentionnés plus haut. Il n'est plus nécessaire désormais de quitter son fauteuil pour adapter le niveau de l'éclairage du living aux circonstances...

Craignez-vous, maintenant, dans le noir, de devoir chercher l'émetteur, perdu dans les plis de votre fauteuil en cuir? C'est inutile! Pour s'éviter des recherches pénibles, il suffit de réaliser un second émetteur, doté de touches bien visibles (pourquoi ne pas en prendre de phosphorescentes), que l'on place le long de la

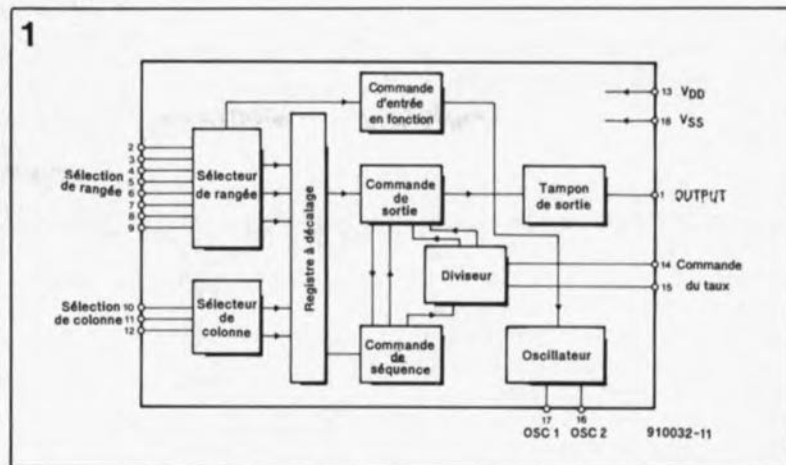


Figure 1. Le cœur de l'émetteur est un circuit intégré fort intéressant, le MV500 de Plessey, intégrant un circuit de commande d'entrée en fonction automatique.

chambrante de la porte d'entrée du living.

Il est également possible, sans que cela ne pose le moindre problème, de commander plus de 6 lampes.

Les deux "accessoires" que nous venons de mentionner fonctionnent sans circuit supplémentaire. La réalisation de ce système de gradation par télécommande connaît un amortissement financier assez rapide (atteint au pire, d'après nos calculs, dès l'achat de la quatrième ampoule). Le prix de revient d'un récepteur/gradateur correspond à peu près au prix de deux à trois ampoules halogènes; il les protège cependant d'une façon telle que la durée de vie théorique - de 2 000 heures disent les fabricants et pourtant atteinte bien souvent avant, quelquefois avec un rien de malchance au bout d'une semaine déjà, voire de la onzième commutation - pourra atteindre dans la pratique plusieurs fois cette valeur.

Tout d'abord, la commutation (allumage) se fait, nous l'avons déjà mentionné, lors du passage par zéro de la tension d'alimentation: c'est pas de chance pour l'ennemi numéro un des ampoules, le pic de courant à la mise sous tension! Ensuite, l'application de la tension d'alimentation se fait progressivement, sur quelques centaines de millisecondes. Le résultat de cette approche est un allumage "doux" très agréable, contribuant lui aussi à une prolongation de la durée de vie de l'ampoule.

Puisqu'il faut intégrer, de manière esthétique bien sûr, le récepteur/gradateur dans le support de la lampe ou même le connecter directement aux conducteurs de connexion (voir photo en début d'article), il est essentiel de réduire ses dimensions au strict minimum. En faisant appel à une technique

mécanique astucieuse, nous avons réalisé une platine de quelque 20 cm², comportant cependant un nombre impressionnant de composants. Pour éviter tout risque de court-circuit nous avons choisi de la mettre dans un boîtier plastique.

Si l'on veut respecter les règles de sécurité il faudra utiliser des borniers, capables de supporter le poids représenté par la lampe connectée au système. Il faudra absolument utiliser des borniers dotés de picots de soudure de section convenable garantissant au système la rigidité mécanique requise.

L'espacement entre les deux borniers placés au centre de la platine constitue un autre atout de cette réalisation; il permet en effet la connexion directe d'une lampe halogène dotée d'un socle GX 5,3 (le type le plus courant).

De l'émetteur...

Le circuit intégré MV500 de Plessey, dont on retrouve la structure interne en **figure 1**, constitue le cerveau de l'émetteur. Ce composant intègre presque toute l'électronique nécessaire pour disposer d'un émetteur à 32 canaux. Normalement, il suffit de lui adjoindre un clavier disposé en matrice 8 x 4, un étage de commande pour la LED infrarouge (IR) et un résonateur céramique.

Dans le cas qui nous intéresse, il nous a fallu tenir compte pourtant des dimensions très réduites de la platine du récepteur/gradateur. Lors de la réalisation d'un système de télécommande IR, la majeure partie de l'électronique est, d'habitude, intégrée dans le récepteur - c'est là que l'on trouve, le plus souvent, l'espace suffisant! La présence d'une alimentation-secteur dans l'appareil à télécommander constitue un avantage supplémentaire qui justifie l'intégration de la majorité de l'électronique dans le récepteur:

Liste des composants du récepteur:

Résistances:

- R1 = 47 Ω
- R2 = 180 Ω
- R3 = 100 Ω
- R4 = 220 Ω
- R5 = 100 kΩ
- R6 = 470 kΩ
- R7 = 47 kΩ

Condensateurs:

- C1 = 4μF/16 V radial
- C2 = 47 μF/16 V radial
- C3 = 22 nF, CMS
- C4 = 4nF7, CMS
- C5 = 150 nF
- C6 = 10 μF/25 V tantale
- C7 = 22 μF/16 V tantale
- C8,C9 = 180 pF, CMS
- C10 = 15 nF, CMS
- C11,C13 = 100 nF
- C12 = 6nF8, CMS
- C14 = 470 μF/10 V

Semi-conducteurs:

- D1 = BPW41N (Motorola)
- D2 = diode zener 5V6/400 mW
- D3,D4 = 1N4148
- D5 = 1N4002
- IC1 = SL486 (Plessey)
- IC2 = MV601 (Plessey)
- IC3 = SLB586 (Siemens)
- Tri = TIC206D (Texas Instruments)

Figure 2. L'électronique de l'émetteur telle que nous l'utilisons est un peu plus élaborée que l'application standard fournie par le fabricant. Cette complexité est compensée par une plus grande simplicité de l'électronique du récepteur.

Divers:

- X1 = filtre 455 kHz (tel que Murata CSB455E, Toko CRK455A)
- porte-fusible encartable fusible 2 A retardé*
- J1 + J2 = connecteur mâle sécable 8 contacts, double rangée droite 2 borniers pour CI à contact unique droit 2 borniers pour CI à contact unique coudé (Ces 4 borniers peuvent, par exemple, être remplacés par des douilles femelles de 2,6 mm)
- si nécessaire radiateur pour Tri1
- La1 = ampoule halogène 50 W/12 V max.
- éventuellement boîtier plastique (80 x 26 x 45,4 mm)

il n'est pas nécessaire de réaliser un circuit ayant une consommation limitée au strict minimum (comme c'est le cas pour l'émetteur par exemple).

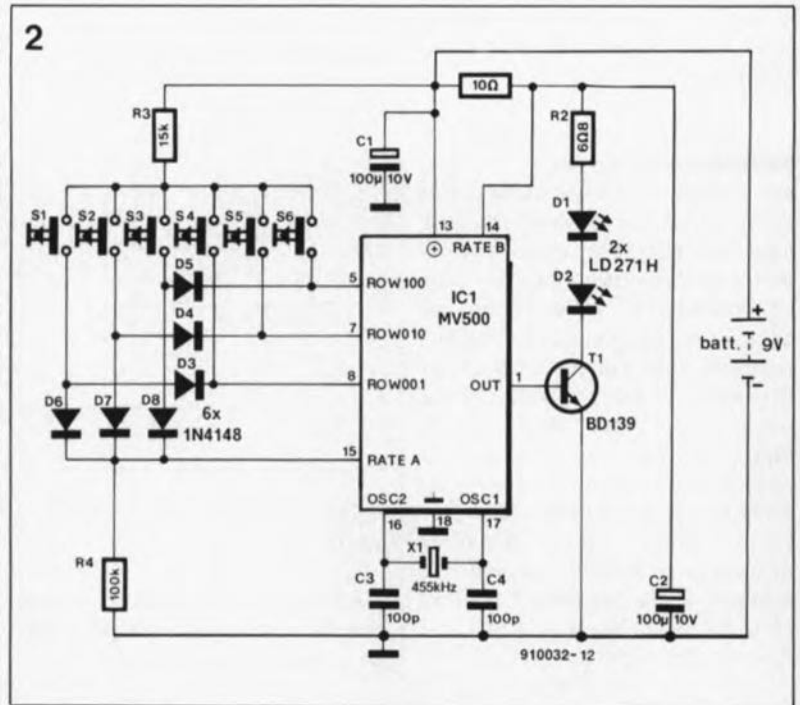
Si nous avons choisi de réaliser ce système de télécommande selon le concept standard, cela se serait traduit par un simple décodage de la donnée numérique à l'aide d'un circuit intégré de décodage spécial. L'utilisation de six récepteurs, et de ce fait la nécessité de décoder six signaux différents, aurait exigé six circuits intégrés supplémentaires. Il est évident que l'espace limité disponible sur notre platine du récepteur/gradateur ne permet pas de faire appel à cette technique standard.

Dans le cas de notre système de télécommande, il faudra éviter d'avoir à décoder. Cela explique pourquoi, comparé à l'application standard fourni par le fabricant, le schéma de l'émetteur de la **figure 2** comporte quelques composants supplémentaires: les diodes D3 à D8 et les résistances R3 et R4.

Le résultat de l'adjonction de ces composants relativement abordables au circuit standard d'origine est intéressant: il n'est plus nécessaire de faire appel, ni à des composants onéreux, ni à un circuit imprimé de dimensions plus importantes (inutilisable dans ce cas précis). Conclusion: notre solution est la plus économique !

Le MV500, réalisé en technique CMOS, intègre un circuit de commande d'entrée en fonction qui, au repos, abaisse la consommation à une valeur extrêmement faible. À l'état actif (c'est-à-dire lors d'une action sur l'une des touches - le courant d'alimentation atteint une valeur de quelques mA, fourni par une pile de 9 V. Il faudra cependant noter que l'émetteur continue de fonctionner sans problème même lorsque la tension d'alimentation est tombée à une valeur inférieure à 4 V. La consommation relativement modeste indiquée plus haut est pourtant trompeuse: les courants traversant les diodes électroluminescentes (LED) IR sont de l'ordre de l'ampère ! Grâce à la technique de modulation de rapport cyclique - qui est le rapport impulsion/repos - ce courant important ne circule que durant les impulsions en aiguille de durée extrêmement brève (15 µs environ) ce qui limite sensiblement la consommation totale du circuit et augmente la durée de vie de la pile utilisée.

Figure 3. La transmission des données commence, après une attente de 2,2 ms ("temps mort") qui sert de pause anti-rebond pour les touches, par une attente de synchronisation de 27 ms, suivie du paquet de données de 5 bits.



Le fonctionnement du circuit relativement simple de l'émetteur est vite expliqué.

Au repos (standby), seul le circuit de commande d'entrée en fonction (voir figure 1) est relié à la tension d'alimentation. Ce sous-ensemble surveille en permanence le sélecteur de rangées et, dès l'action sur l'une des touches, applique la tension d'alimentation au reste du circuit.

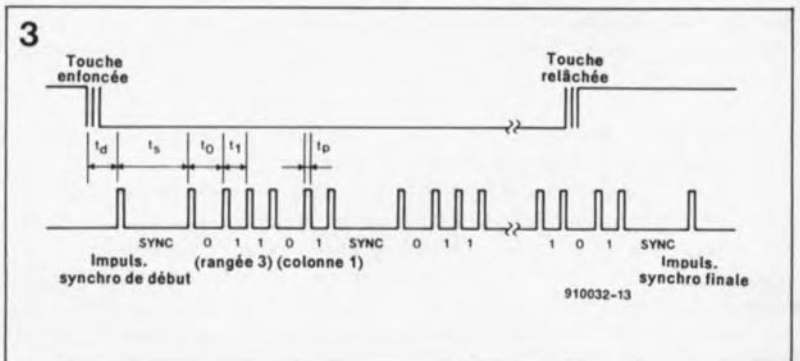
L'oscillateur, dont le résonateur céramique et les condensateurs C3 et C4 constituent les seuls composants externes, entre alors en fonction. Le signal du clavier est appliqué aux sélecteurs de rangées et de colonnes sous la forme d'une donnée de 5 bits. Avant d'apparaître à la sortie du circuit (la broche 1), ce signal subit une conversion en signal sériel suivie d'une modulation de rapport cyclique. Le signal est amplifié ensuite par l'intermédiaire du transistor T1 avant d'être émis vers le récepteur, sous la forme de lumière infrarouge, par les LED D1 et D2.

Intéressons-nous maintenant à la

modulation de rapport cyclique: il s'agit, comme relevé plus haut, d'un processus de modulation sérielle. Contrairement à la modulation de largeur d'impulsion, dans laquelle la longueur des impulsions est primordiale, l'information est, dans le cas d'une modulation de rapport cyclique, comprise dans les pauses relativement longues séparant les impulsions en aiguille. Ce processus se caractérise de ce fait par les avantages suivants, essentiels dans le cas de notre système de gradation par télécommande: une consommation très faible et une insensibilité remarquable aux parasites.

Le circuit dérive, de la fréquence de synchronisation de 455 kHz générée par l'oscillateur, des impulsions en aiguille très brèves d'une longueur de quelque 17 µs. La durée des intervalles (pauses) varie selon l'information véhiculée par le signal.

La transmission commence, comme le montre la **figure 3**, avec une période d'inactivité (temps "mort") de 2,2 ms environ, destiné à éviter que les rebonds éventuels de la touche n'influencent le fonctionnement des circuits; ce temps mort est



suivi d'une pause de synchronisation de 27 ms. Ce n'est que maintenant que suit le paquet des 5 bits de données. Le diviseur convertit un "1" logique en un intervalle de 9 ms de long, un "0" logique prenant lui une longueur de 13,5 ms. La longueur des intervalles est, comparée à celle des impulsions, relativement longue. Ce cycle - train d'impulsions + intervalles - se répète jusqu'à ce que la touche soit relâchée et que le circuit de commande d'entrée en fonction coupe la tension d'alimentation du reste du circuit.

Il nous reste à expliquer le fonctionnement de la commande du taux, un circuit permettant de modifier la vitesse de base de l'émission (son taux de transmission). Le choix de l'un des 3 taux possibles se fait par l'application d'un niveau haut, soit à la broche 15 (taux de transmission A) soit à la broche 14 (taux B). On obtient le troisième taux (taux A+B) par la mise simultanée au niveau haut des broches 14 et 15. Une modification de ce taux n'a pas d'influence sur le rapport cyclique. Les durées mentionnées plus haut (9 et 13,5 ms) sont celles de la vitesse de transmission A. Si l'on opte pour la vitesse B, tous les signaux seront transmis en deux fois moins de temps, deux fois plus vite donc.

Il va sans dire que les taux de transmission choisis pour le récepteur et l'émetteur doivent être identiques. Un récepteur fonctionnant à la vitesse A ne peut être commandé que par un émetteur fonctionnant à la même vitesse.

Revenons maintenant au circuit de

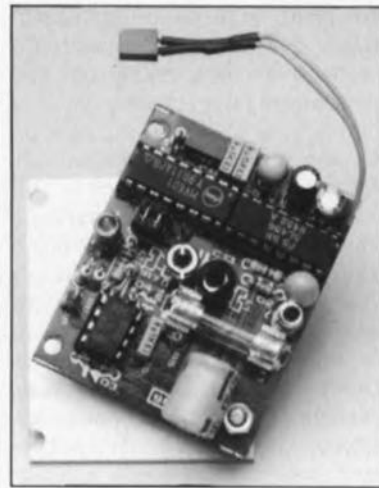
l'émetteur. Les 3 touches S1 à S3, de même que les touches S4 à S6, fournissent l'information de canal au sélecteur de rangées. Dans notre application nous n'utilisons pas le sélecteur de colonnes. Cette approche quelque peu particulière s'explique par le désir de ne pas avoir à décoder l'information de canal dans le récepteur. Puisqu'un nombre de 32 canaux semblait exagéré dans le cas de notre circuit de gradation par télécommande, il était préférable de ne pas traiter la donnée de 5 bits sous forme binaire, mais plutôt chaque bit sous une forme quasi-décimale. Cela implique pourtant que l'on ne dispose que de 5 canaux. Il est désirable, ne serait-ce que pour une symétrie de disposition des touches de l'émetteur, d'avoir un sixième canal.

Une simple astuce, faisant appel à quelques composants supplémentaires seulement, permet d'y arriver: au lieu de prendre en compte les cinq bits, on n'utilise que les **trois bits** du sélecteur de rangées (broches 5, 7 et 8), mais ceci **deux fois** ! Arithmétiquement cela permet de transférer des données pour six canaux distincts.

Comment faire, pourtant, pour évaluer deux fois les mêmes bits ?

Nous l'avons déjà dit: le MV500 (et le MV601) ont la possibilité d'utiliser plusieurs taux de transmission: A, B et A+B. C'est très précisément cette possibilité que nous allons exploiter. La transmission des données se limite en effet aux trois bits du sélecteur de rangées. Ils sont cependant transmis, soit à la vitesse B, soit à la vitesse A+B. La broche 14 est

connectée en permanence à la ligne de la tension d'alimentation positive. Le taux de transmission B est de ce fait toujours actif. Lorsqu'aucune des touches n'est enfoncée, la résistance R4 force la broche 15 au niveau bas. Si l'une des touches, S1 à S3, est actionnée, un niveau haut est appliqué à la broche 15 à travers la porte OU, constituée par les diodes D6 à D8. L'émetteur fonctionne alors à la vitesse A+B. Si par contre, l'une des touches S4 à S6 est enfoncée, la broche 15 reste au niveau bas et les transmissions se font à la vitesse B. Il est évident maintenant que, par l'adjonction de 6 diodes seulement, nous avons créé la possibilité de transmettre les données pour 6 canaux différents sans être obligé de faire appel à un décodage supplémentaire côté récepteur.

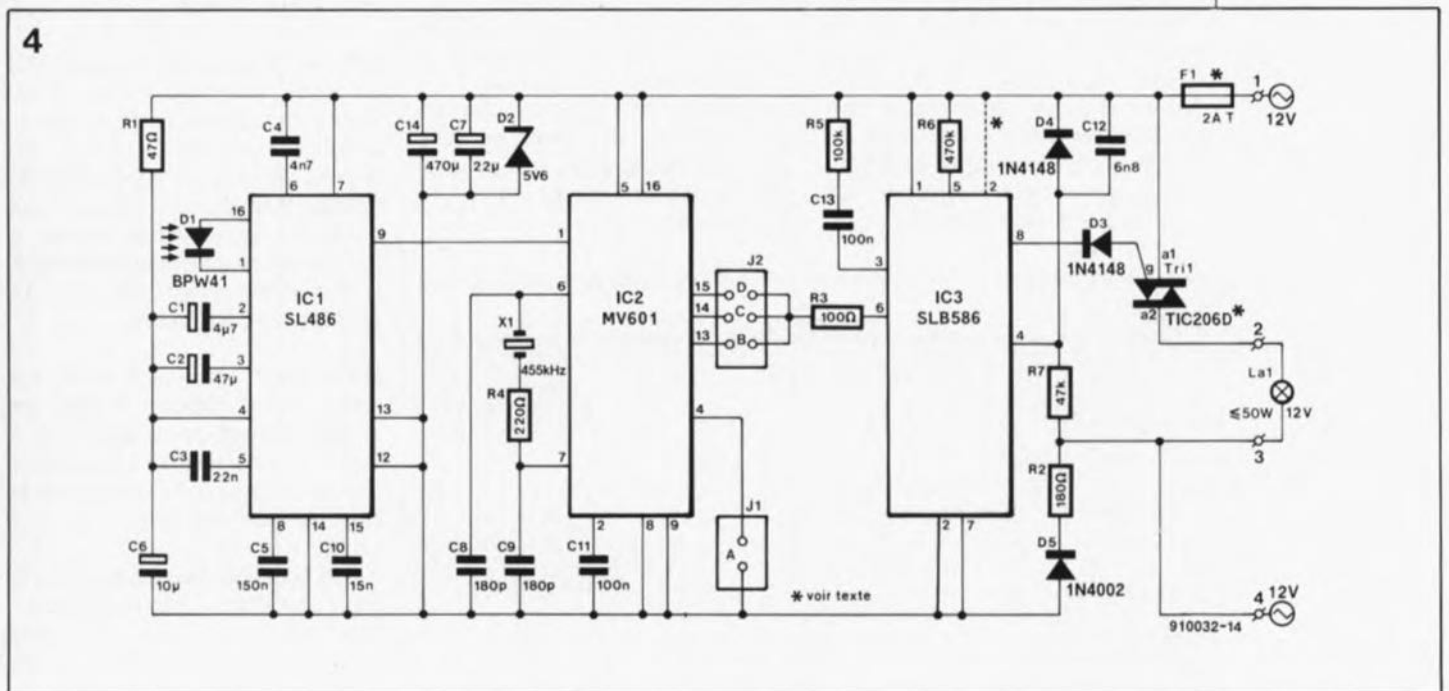


Le récepteur dans toute sa splendeur.

... au récepteur

À l'autre extrémité de la chaîne de transmission, on trouve le récepteur dont la figure 4 donne le circuit électronique. Bien que le circuit imprimé pour le récepteur soit sensiblement

Figure 4. L'électronique du récepteur. Le circuit intégré IC3 fait office de gradateur.



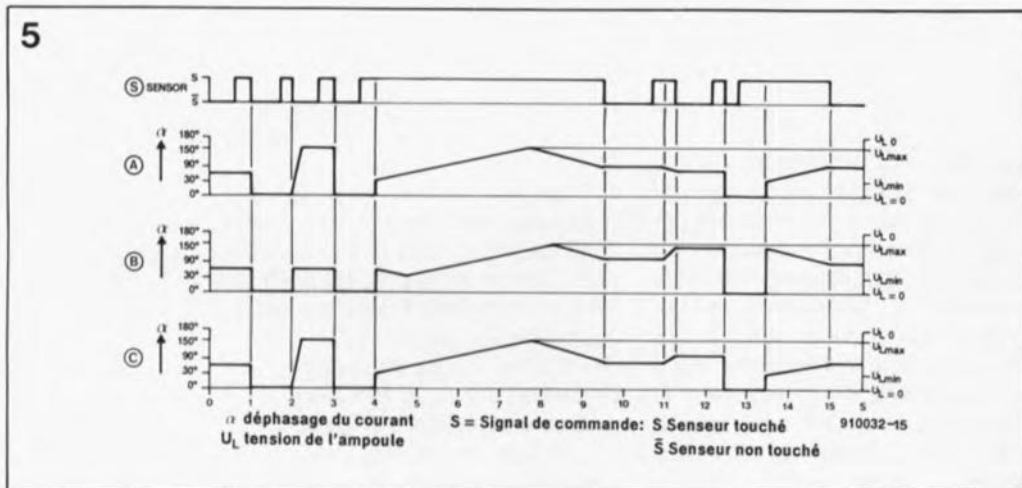


Figure 5. La broche 2 du SLB586 détermine le mode de gradation. Notre circuit de gradation permet de choisir entre 3 différents modes.

plus petit que celui de l'émetteur, il vous faudra y implanter un nombre plus important de composants.

Le circuit intégré IC1 se charge du traitement, voire même du peaufinage, des signaux reçus; IC2 s'occupe de leur décodage, IC3 fonctionnant lui en gradateur.

IC1 est un préamplificateur pour signaux infrarouges et, de ce fait, un composant relativement complexe. Il lui faut extraire des signaux reçus - qui sont inévitablement caractérisés par la présence de bruit et de crêtes, d'une éventuelle superposition de lumière "parasite" ou encore d'une fluctuation de niveau incessante - l'information utile bien définie. Une cascade d'amplificateurs au fonctionnement automatique sont en mesure de traiter des courants, fournis par la diode réceptrice, pouvant aller jusqu'à $1 \mu A$ et ceci dans les conditions les plus catastrophiques, telles que la présence d'un niveau de lumière "parasite" de 68 dB au pire.

Une technique de traitement aussi performante fait malheureusement appel à une circuiterie externe élaborée qui prend ici la forme de 8 condensateurs "consommant" une partie importante de la surface du circuit imprimé. Le signal en modulation de rapport cyclique est présent à la broche 9 de IC1.

Le circuit intégré IC2 décode

l'information sérielle, la convertit ensuite pour fournir la même donnée de 5 bits que celle qu'avait codé l'émetteur. Puisqu'il est essentiel que ce circuit fonctionne à la même vitesse (taux de transmission) que l'émetteur, nous y trouvons, connecté à l'oscillateur interne, un circuit externe identique à celui présent sur l'émetteur: le résonateur céramique X1 et les condensateurs C8 et C9. La résistance d'atténuation R4 sert uniquement à assurer la mise en oscillation du résonateur céramique X1 à sa fondamentale. La donnée décodée est alors disponible aux broches 13 (bit A), 14 (bit B) et 15 (bit C).

Il faudra faire en sorte maintenant que chacun des récepteurs ne réagisse que lorsque "sa" touche est activée côté émetteur. Ceci implique qu'il est nécessaire d'appliquer à IC3 un des signaux mentionnés ci-dessus seulement. Cette sélection s'effectue à l'aide du cavalier J2 pour la donnée et du cavalier J1 pour le taux de transmission; si ce dernier est absent, le circuit travaille à la vitesse B. Si par contre le cavalier J1 est implanté, le circuit fonctionne à la vitesse A+B. Le tableau 1 montre, pour chacune des touches, la correspondance entre celle-ci, la donnée, la position des cavaliers et le taux de transmission.

L'électronique centrée sur le circuit

Tableau 1. Correspondance des touches, données, cavaliers et taux de transmission.

Touche	Donnée	Cavaliers		Taux
		J1	J2	
1	A	X	A	A+B
2	B	X	B	A+B
3	C	X	C	A+B
4	A	O	A	B
5	B	O	B	B
6	C	O	C	B

X = cavalier implanté
O = connexion ouverte

intégré IC3 constitue un gradateur à 3 fonctions: mise en fonction, mise hors-fonction et gradation. Comme ce composant ne possède qu'une seule entrée, il est évident que l'information nécessaire se trouve dans la durée du signal appliqué à cette entrée, la broche 6.

Une impulsion d'une largeur comprise entre 50 et 400 ms entraîne la mise en, ou hors-fonction - en fonction de la situation précédente dans laquelle se trouvait le système - de la lampe connectée. Si le circuit reçoit une impulsion d'une durée plus importante, il fait varier continuellement l'angle de découpage de phase. Le résultat de ce processus est une gradation alternative continue - augmentation, diminution, augmentation de la lumière... - balayant toute la plage de gradation en 7,6 s et cela jusqu'à ce que le signal de commande disparaisse (relâchement de la touche). La plage de régulation inférieure est dimensionnée de façon à ce que la luminosité de la lampe ait un comportement physiologique pratiquement linéaire et que la gradation reste un court instant au point de luminosité minimale.

Le niveau appliqué à la broche 2 définit le mode de commande de IC3. Comme l'illustre la figure 5, il existe trois modes de commande possibles:

■ **Variante A:** (broche 2 au niveau bas). L'illumination de la lampe débute toujours à la luminosité maximale, la gradation s'effectuant dans le sens croissant à partir de la luminosité la plus faible. À la gradation suivante, ce processus se poursuit dans le même sens.

■ **Variante B:** (broche 2 en l'air, état de haute impédance). Lors d'une mise hors-fonction de la lampe, le circuit "mémorise" l'angle de découpage de phase: une nouvelle mise en fonction de la lampe se fait au niveau de luminosité existant à l'instant de sa mise hors-fonction. À la gradation suivante, le sens de gradation est, ici, inversé.

■ **Variante C:** (broche 2 au niveau haut). Cette variante donne les mêmes résultats que la variante A, à ceci près que lors de la gradation suivante, le sens de la variation de la luminosité est inversé.

Si l'on fait appel à la variante A ou B, la lampe s'allume "tout en douceur" (soft start): la luminosité de la lampe passe de zéro au maximum en quelque 380 ms.

Liste des composants de l'émetteur:

Résistances:

- R1 = 10 Ω
- R2 = 6Ω8
- R3 = 15 kΩ
- R4 = 100 kΩ

Condensateurs:

- C1, C2 = 100 μF/10 V
- C3, C4 = 100 pF

Semi-conducteurs:

- D1, D2 = LD271H (Siemens)
- D3 à D8 = 1N4148
- T1 = BD139
- IC1 = MV500 (Plessey)

Divers:

- X1 = filtre 455 kHz (tel que Murata CSB455E, Toko CRK455A)
- S1 à S6 = touche contact D6
- 2 réflecteurs chromés pour D1 et D2
- pile 9 V avec son connecteur
- éventuellement boîtier plastique
- 61 x 26 x 101 mm (avec compartiment pour pile 9 V)

Sur la platine du récepteur/gradateur, la broche 2 est reliée à la masse (broche 7); ceci signifie que nous avons opté pour la variante A. Ceux d'entre nos lecteurs qui préféreraient la variante B ou C devront, selon le cas, interrompre la piste cuivrée à proximité de la broche 2 (variante B) ou encore interrompre cette même piste et connecter la broche 2 à la broche 1 située tout à côté (variante C).

La résistance R7 et le condensateur C12 procèdent à un filtrage de la fréquence de la tension du secteur; ce signal est utilisé ensuite pour la synchronisation de la base de temps à régulation PLL (*Phase Locked Loop* ou boucle à verrouillage de phase) interne; la résistance R6 et le condensateur C15 constituent le chaînon d'intégration de la PLL. La diode D3 abaisse à un niveau acceptable la tension positive pouvant exister sur la grille de certains types de triacs. En faisant appel au triac mentionné dans la liste des composants, chaque récepteur/gradateur peut attaquer une ou plusieurs lampes, et ceci jusqu'à une puissance maximale de 50 W.

Le reste de l'électronique fait office d'alimentation qui, pour des raisons d'espace limité, est plutôt rustique. Elle se compose d'un redresseur mono-alternance, la diode D5, d'un circuit de régulation (R2 et D2) et d'un condensateur de lissage, C14. Le SLB586 (IC3) a besoin d'une tension négative ($-U_{cc}$ à la broche 7, masse à la broche 1), les deux autres circuits intégrés d'une tension positive.

L'alimentation commune des ces trois circuits à l'aide d'une seule tension ne pose pourtant pas de problème; le potentiel n'est en effet qu'une simple question de point de référence. Si l'on connecte la broche 7 au point de masse commun et la broche 1 à $+U_{cc}$, les rapports seront parfaits: référée à la broche 1, la broche 7 présente un potentiel négatif. Le niveau à l'entrée de commande est correct, lui aussi, et cela nous permet de nous passer de composants supplémentaires.

La réalisation

de l'émetteur, selon la sérigraphie de la **figure 6**, ne pose pas de problème (comme d'habitude chez Elektor, quoi). Le gabarit de perçage de la **figure 8a** facilite le travail de tôlerie, facette peu populaire auprès de nos lecteurs et pourtant indispensable pour réaliser le boîtier de l'émetteur. Il faudra percer 6 orifices dans le couvercle, pour les

touches, et 2 autres dans la face avant, pour les LED IR eux. Lors de la soudure des touches sur la platine on veillera à garder un espacement de 1 à 1,5 mm entre la platine et le dessous de la touche. La mise en place de trois entretoises d'épaisseur adéquate lors du montage de la platine dans la coquille inférieure du boîtier assure un dépassement suffisant des touches, le boîtier une fois fermé.

Après la soudure de tous les composants, il faudra vérifier, à l'aide d'un oscilloscope (de préférence), la présence effective d'impulsions en aiguille au collecteur du transistor T1, lors d'une action sur l'une des touches.

Attention: le MV500 est extrêmement sensible aux charges électrostatiques. Lorsque ce circuit intégré a été exposé à une telle charge, il est fort probable qu'il paraisse fonctionner correctement mais que son automatisme de mise hors fonction soit détruit. Dans ce cas-là, il circule continuellement (même en attente) un courant de 1 mA, qui diminue sensiblement la durée de vie de la pile utilisée.

Pour augmenter la portée de l'émetteur de quelque 40 à 50%, il suffit de doter chacune des LED IR d'un réflecteur chromé. Si cette portée ne vous suffit pas encore, il restera la solution de mettre un pont de câblage en parallèle sur la résistance R8. La portée plus grande encore (puisque le courant traversant les LED est plus important) obtenue alors se paie par un épuisement plus rapide de la pile.

La réalisation du récepteur/gradateur est plus compliquée. Par manque d'espace il nous a fallu "exiler" cinq condensateurs CMS (pour montage en surface) sur le côté pistes du circuit imprimé. Les **figures 7a** et **7b** donnent la sérigraphie des deux côtés de la platine du récepteur. Il faudra cependant, lors de la soudure de ces composants extrêmement miniaturisés, faire attention à ne pas produire de court-circuit avec l'une des pistes adjacentes (surtout celles qui passent en-dessous de C4 et C10).

L'insertion et la soudure de la plupart des autres composants se fait selon les règles classiques. Afin d'éviter un court-circuit lors de la connexion d'un conducteur quelconque au bornier situé à proximité immédiate de R3, il faudra doter cette résistance d'un morceau de gaine thermorétractable avant de la souder à sa place.

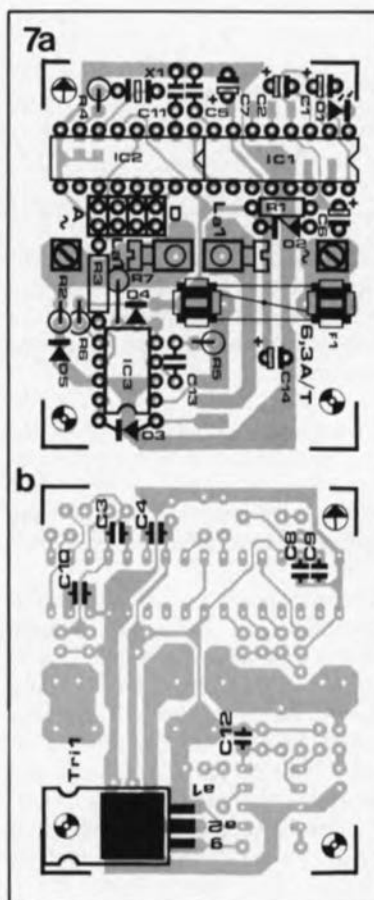
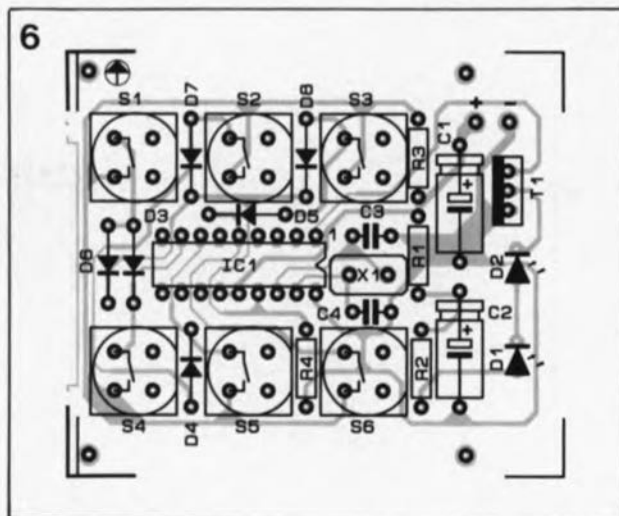


Figure 6. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit de l'émetteur à 6 canaux.

Figure 7. Le circuit imprimé du récepteur/gradateur n'est pas assez grand pour permettre l'implantation de tous les composants nécessaires sur une face (7a). Il est nécessaire de fixer quelques composants côté pistes de la platine (7b).

Le triac est implanté, à l'image des condensateurs C3, C4 et C8 à C10, du côté pistes de la platine. Attention: il est essentiel que le texte d'identification que comporte son boîtier soit tourné vers la platine! Cette technique de montage est nécessaire pour pouvoir, ultérieurement, positionner une plaquette d'aluminium de 2 mm d'épaisseur destinée à faire office de radiateur. Le croquis en coupe de la **figure 9** montre comment réaliser cet assemblage. La **figure 8b** fournit le gabarit coté de la plaquette de refroidissement utilisée dans le prototype réalisé par l'auteur avec la position des orifices à percer. Si vous utilisez, comme nous avons fait dans notre laboratoire, un boîtier de dimensions plus faibles que celui de la photo en

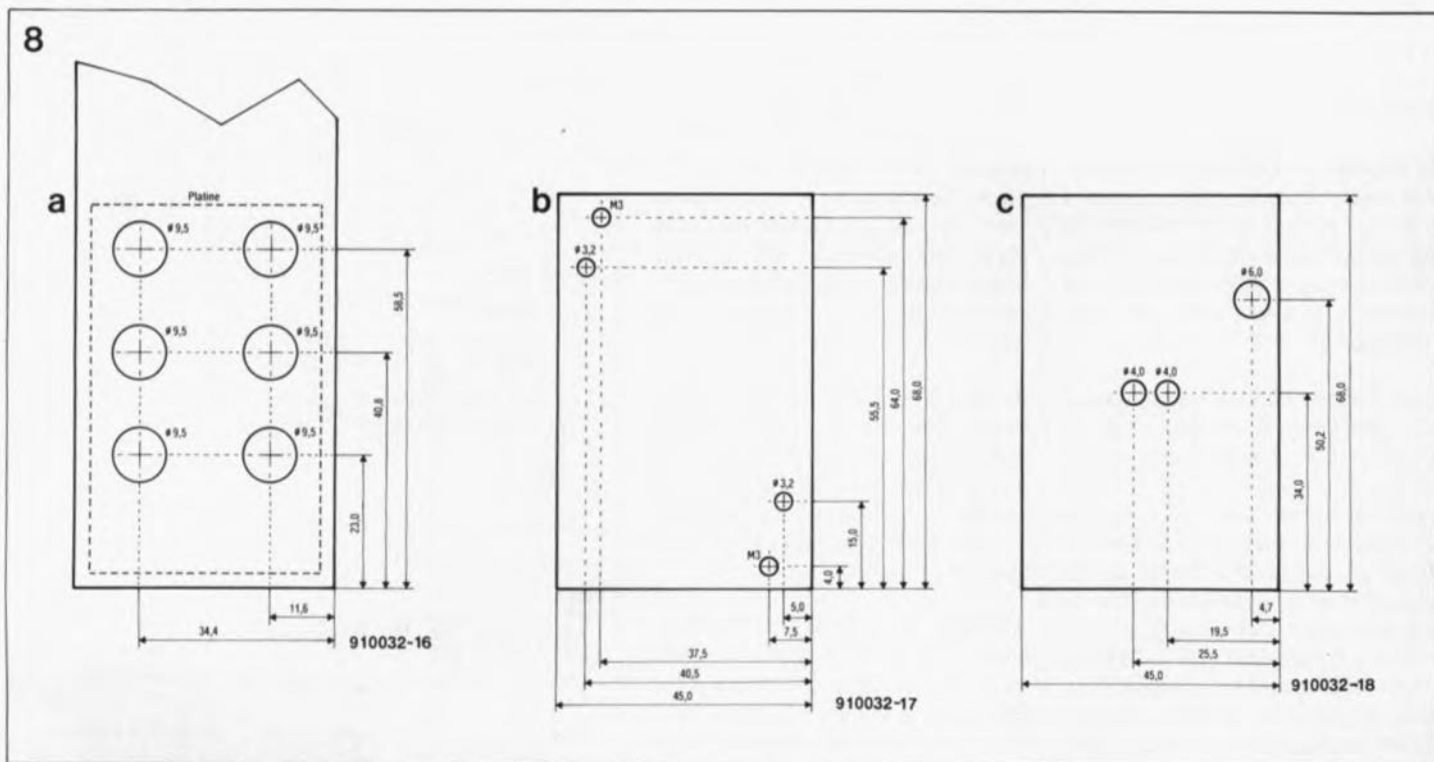


Figure 8. Trois gabarits de perçage qui facilitent les travaux "mécaniques" (peu appréciés par nombre d'électroniciens). Le dessin 8a est le gabarit de perçage pour le coffret de l'émetteur, 8b celui de la plaquette en tôle d'aluminium faisant office de radiateur et 8c celui du boîtier du récepteur/gradateur.

début de l'article, il faudra réduire légèrement la taille de la plaquette, tout en veillant à ce qu'elle garde les mêmes dimensions que le circuit imprimé.

Il est temps maintenant de procéder à un premier test de bon fonctionnement; on l'effectue sans avoir implanté les circuits intégrés et sans avoir connecté de lampe halogène.

Après l'application d'une tension alternative de 12 V aux borniers prévus à cet effet, on vérifie que la tension continue présente aux bornes du condensateur C14 a une valeur de 5,6 V. Si cela est vrai, et après avoir déchargé C14, on pourra implanter IC1 et vérifier, à l'aide d'un oscilloscope, qu'il présente un signal en modulation de rapport cyclique à sa broche 9 lors d'une action sur l'une des touches de l'émetteur.

Lorsque le circuit intégré IC2 est implanté il faudra vérifier que ses sorties de données, les broches 13 à 15, passent au niveau haut au moment de l'activation de la touche correspondante sur l'émetteur.

Si tous ces tests sont satisfaisants, on pourra, enfin, mettre le circuit intégré IC3 en place et connecter une lampe au circuit. Le dernier test ne nécessite pas d'instruments de mesure sophistiqués; rien de plus facile en effet que de contrôler visuellement le fonctionnement correct du montage.

Le montage avec isolation du triac contre la plaquette en aluminium

(voir figure 9) suffit largement pour maintenir ce composant à une température acceptable. Ceux d'entre nos lecteurs qui préfèrent donner à leur récepteur une allure "High-tech" peuvent utiliser un radiateur SK59 (37,5 x 75 x 12,5 mm) qui fera tout à la fois office de radiateur (bien évidemment) et de fond de boîtier.

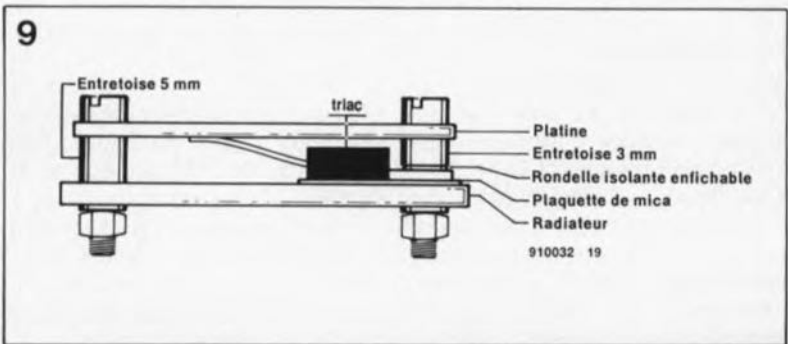
Il est recommandé de fixer la diode de réception à une certaine distance de la platine de façon à pouvoir l'orienter vers le bas ou vers le plafond: c'est en effet ainsi que l'on obtient les meilleurs résultats. Si les diodes émettrices sont dotées d'un réflecteur chromé, la portée de l'émetteur couvre largement une pièce standard. Si par contre il est nécessaire de couvrir des distances dépassant les 6 mètres, comme dans le cas d'une galerie d'art par exemple, il suffit de doter la diode réceptrice d'une bonnette en forme de lentille. Ceci fait passer la portée de l'émetteur à 2 fois 8 mètres environ en mode indirect (réflexion sur un mur ou le plafond) et à plus de 15 mètres en mode direct (il faut alors savoir viser juste !).

Des tubes... et des astuces

Il est plus que probable que la plupart de nos lecteurs auront du mal à se procurer des borniers avec picot de soudure tel ceux représentés sur la sérigraphie de la figure 7a. Nous n'avons nous-même pas pu découvrir ce modèle dans nos stocks, bien que nous sachions qu'il existe. Nous avons de ce fait substitué à chacun de ces borniers une douille banane d'alimentation de 2,6 mm. Rien n'interdit d'opter pour une autre solution de connexion à condition pourtant de veiller à ce que cette connexion n'enfreigne pas les règles de sécurité: les ampoules halogènes peuvent atteindre une température de près de 100°C !

Il existe de nombreuses façons pour intégrer le récepteur/gradateur dans un système à éclairage halogène. On peut, à l'image de la photo au début de l'article, le disposer entre les conducteurs. Si l'on préfère connecter une ampoule directement au récepteur il est recommandé de n'utiliser que des ampoules à 20 W. Le rayonnement (de chaleur) d'une

Figure 9. Il faudra fixer le triac côté pistes de la platine du récepteur, de façon à ce que son texte d'identification soit tourné vers le circuit imprimé. Cette illustration montre également comment faire pour assurer l'isolation parfaite de ce composant.



ampoule de 50 W pourrait fort bien endommager le récepteur.

Une réduction de la puissance (luminosité) d'une ampoule par l'intermédiaire d'un système de gradation peut entraîner une interruption du cycle fermé de la régulation halogène. Cette rupture de cycle augmente la durée de vie de l'ampoule concernée mais présente l'inconvénient de produire aussi, et malheureusement, le noircissement interne de l'ampoule. Un court fonctionnement de l'ampoule à la puissance maximale élimine cependant ce noircissement.

Lors d'un fonctionnement à luminosité réduite, les ampoules halogènes émettent de la lumière plus riche en composante infrarouge. Une mauvaise disposition de la diode de réception par rapport à l'une des ampoules peut se traduire par l'impossibilité pour le circuit automatique de commande de gain, intégré dans le SL486, de compenser ce rayonnement de fond. Dans de telles conditions, la portée effective de notre système s'écroule et tombe à quelques malheureux 3 à 4 mètres. Le seul remède à ce problème consiste à changer la position de la diode de réception.

Il va sans dire – et nous l'avons mentionné déjà – que le nombre de lampes à commander ne se limite pas à 6. Il existe deux possibilités pour commander un nombre plus important de lampes. Nous pouvons, d'une part, faire appel à un support pouvant recevoir deux ampoules (2 x 20 W) soit encore commander

deux récepteurs (voire plus) à l'aide d'une même touche.

Lors des différents travaux sur votre système d'éclairage halogène il est impératif de tenir compte de toutes les règles de la sécurité. Les composants du système doivent correspondre parfaitement l'un à l'autre: il est par exemple essentiel que la puissance efficace du transformateur et la section des conducteurs utilisés soient adaptées à la puissance totale des lampes connectées.

Remarques finales

Les caractéristiques du fusible F1 seront à adapter à la puissance de la lampe utilisée, sans dépasser 6,3 A cependant.

La puissance à dissiper par le triac augmente de 1 W environ par 10 W de puissance de lampe. C'est donc cette puissance qui détermine en fait la taille du radiateur. Pour des ampoules de 50 W, un radiateur SK59 (longueur 75 mm, 5K/W) suffit largement. Jusqu'à 40 W, un SK59 plus petit (50 mm, 6K/W) convient. Le radiateur sera monté sur le dos du boîtier. Le triac monté sur le radiateur est relié à la platine à l'aide de fil de câblage souple.

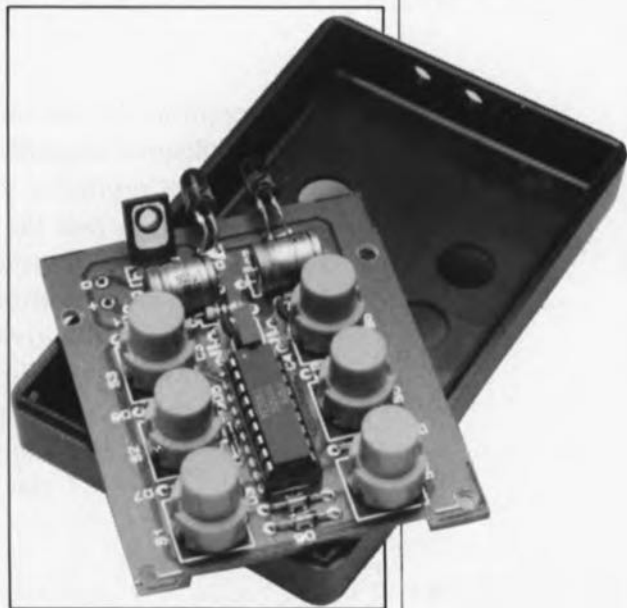
Si l'on se contente d'utiliser des ampoules de 20 W, on peut se satisfaire de la plaquette d'aluminium évoquée plus haut et monter le triac comme l'illustre le croquis de la figure 9.

Si vous tenez à tout prix à travailler avec des lampes de 50 W, vous pourrez remplacer le triac TIC206D (4 A max) par un TIC226D (8 A max). Bien que ce dernier nécessite un

courant de gâchette plus important, nous n'avons pas rencontré de problème sur notre prototype.

À l'image de ce que nous avons dit en ce qui concerne la commande de plusieurs récepteurs par une touche, il est également possible de commander un récepteur par l'intermédiaire de plusieurs émetteurs: un émetteur "mobile" ou "de poche", de dimensions réduites et un second émetteur "stationnaire" fixé au mur à côté de la porte d'entrée de la pièce par exemple.

Vue plongeante sur l'émetteur. Rien n'interdit d'en envisager l'utilisation pour une autre application.



En conclusion, les possibilités d'adaptation d'un système d'éclairage halogène aux besoins personnels les plus exigeants sont si nombreuses qu'il est impossible de les énumérer toutes ici. À vous de jouer maintenant ...

ELEKTURE

technologie des composants électroniques

R. Besson

Tome 1: Résistances, bobinages, condensateurs, normes, essais, Tome 2: Diodes, Transistors, Thyristors, Opto-électronique, circuits intégrés

À eux deux, ces ouvrages, qui en sont à leur 6^{ème} édition, c'est tout dire, comptent plus de 900 pages d'informations, de références aux textes définissant les normes, aux unités, techniques; en résumé trop de choses pour en faire un résumé succinct.

Vous êtes-vous jamais demandé pourquoi certains condensateurs comportaient des bossages? Ou encore quelle était la structure des



condensateurs à l'aluminium? Deux questions parmi des centaines; vous y trouverez une réponse dans ces deux ouvrages. Les nombreuses formules qui émailent ces deux ouvrages tomberont à point pour tous ceux qui ont besoin de connaître certaines valeurs ou de calculer les caractéristiques spécifiques de certains composants.

Deux ouvrages de référence auxquels ne manqueront pas de se référer tous ceux qui aiment savoir le fin mot de l'histoire et donc sans doute aussi les rédacteurs d'Elektor.

Editions Radio

350 SCHEMAS

H. Schreiber

HF de 10 kHz à 1 GHz

Voici encore un ouvrage que les amateurs de schémas ne manqueront pas de consulter avec grand intérêt. 350 schémas consacrés à la Haute Fréquence, ce n'est pas rien.

Cet ouvrage constitue un panorama presque complet de tout ce qui permet de transmettre, recevoir ou traiter toutes sortes de signaux entre 10 kHz et 1 GHz. Comment faire pour se retrouver dans un tel dédale? L'auteur a tout prévu. Pour faciliter vos recherches, l'ouvrage comporte des accès multiples:

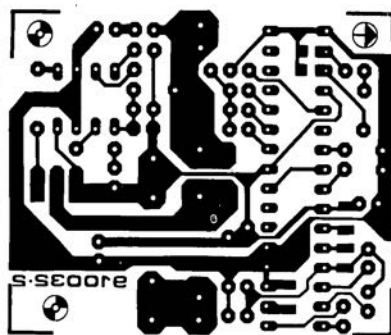
- Fonctions classées dans l'ordre alphabétique;
- Domaines de fréquences: classé par fréquences croissantes;
- Circuits d'émission: classés selon les trois critères alternés: fréquence, puissance et tension;
- Circuits intégrés: classés dans l'ordre alphanumérique.

Ce livre est à la fois un outil efficace de recherche d'idées de circuit et une bibliographie des schémas publiés. La bibliographie donne en supplément une vingtaine d'articles, de documents ou d'ouvrages que pourra consulter le lecteur intéressé par ce domaine à l'éventail d'applications si étendu qu'est la HF.

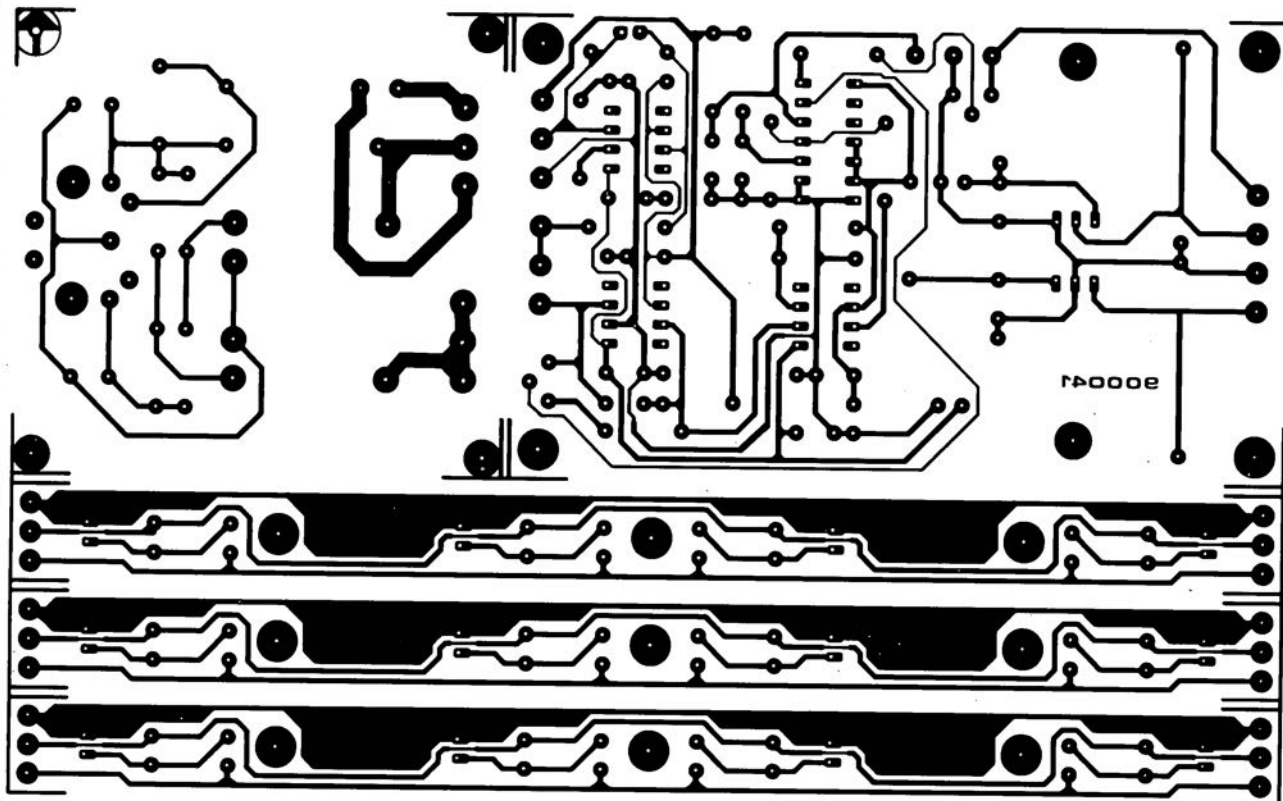
Editions Radio

189, rue St Jacques
75005 Paris
tél.: (1).43.29.63.70

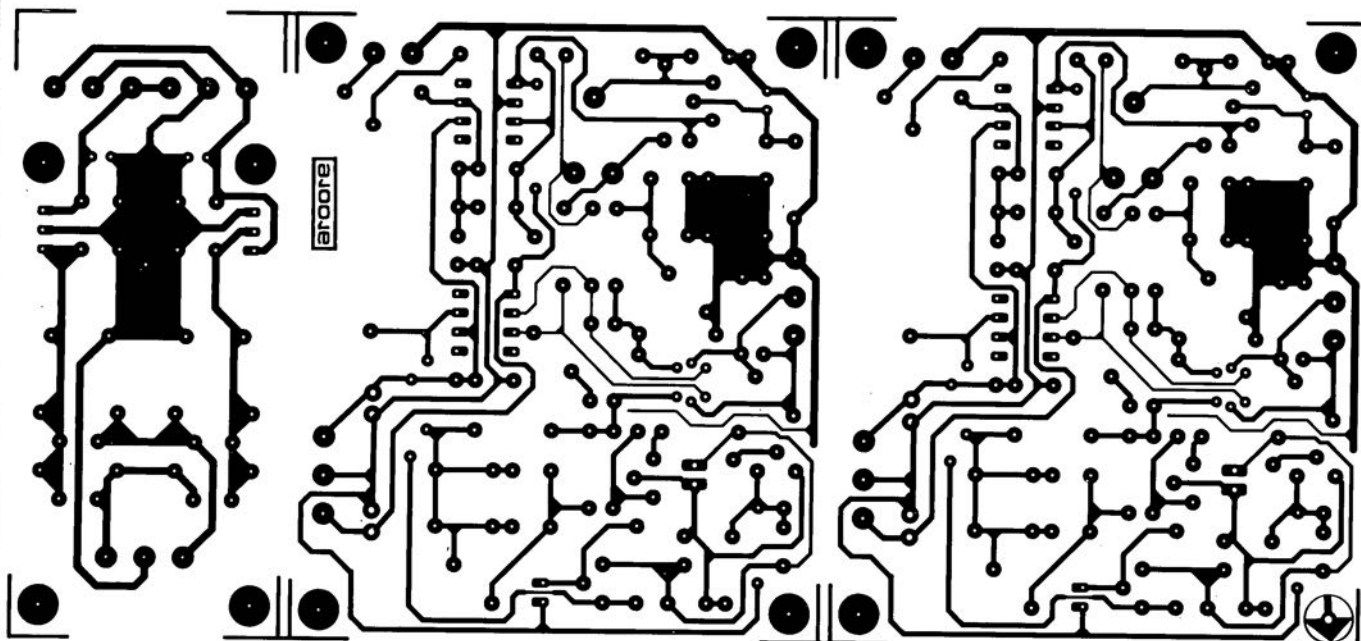
SERVICE



gradateur IR pour éclairage halogène: le récepteur

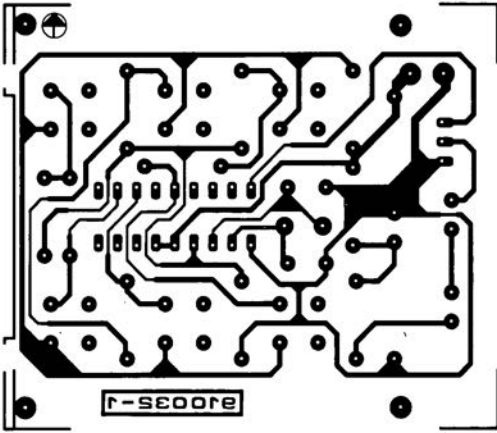


posemètre d'agrandissement multi-points

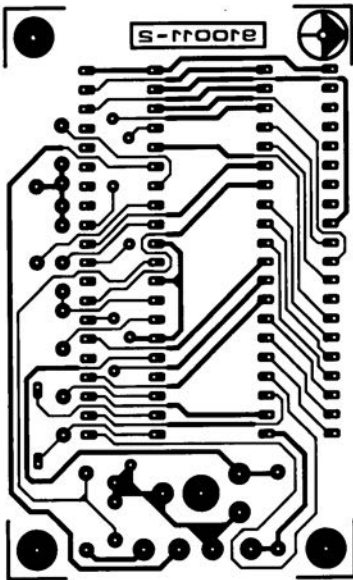


préamplificateur MC haut de gamme

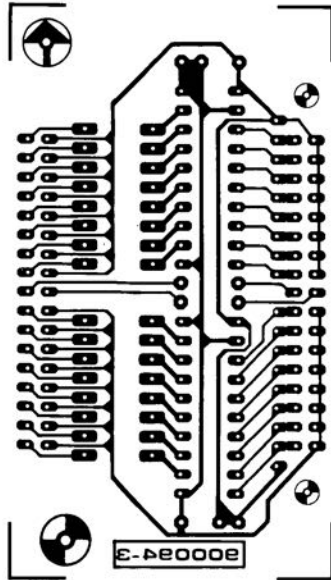
SERVICE



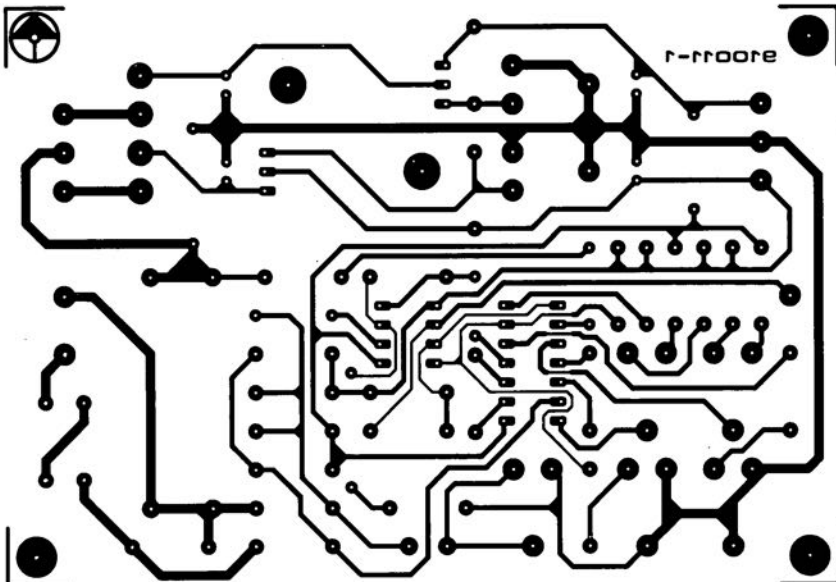
gradateur IR pour éclairage halogène: l'émetteur



wattmètre efficace: l'affichage



analyseur logique pour IBM et Atari-ST: la sonde



wattmètre efficace: le convertisseur

Elektor n°148, octobre 1990, page 38

centélédom à μP

Dans le paragraphe "Le logiciel" il est dit qu'il est possible d'interrompre le programme par action sur les touches Ctrl-C pour pouvoir procéder ensuite à sa lecture à l'aide de l'instruction LIST. Il nous aurait fallu rajouter que cela n'est possible que si la communication entre le central (SCALP) et le terminal de fait à la même vitesse de transmission que celle utilisée lors de la programmation de l'EPROM lors du développement de cette réalisation. Il faut donc pour visualiser le contenu de l'EPROM travailler à: 9 600 bauds, 8 bits de données, pas de parité et 1 bit d'arrêt.

Elektor n°155, mai 1991, page 47

interface de bus universelle

Le schéma de la figure 1 comporte 3/4 d'erreur. IC3a à IC3c sont, tout comme IC3d qui est exacte elle, des portes AND et non pas comme représentées, des portes NAND. Supprimez-moi cette petite boule que je ne saurai voir... aurait dit Tartuffe.

Elektor n°153, mars 1991, page 52

gradateur pour éclairage halogène

Le schéma dde l'émetteur comporte une petite erreur et un oubli. La broche 14 de IC1 n'est pas reliée au point nodal de R1/R2, mais à la

broche 13 de ce même circuit intégré. La résistance de 10 Ω s'appelle R1.

Elektor n°154, avril 1991, page 47...

changeur de programme MIDI

Le listing hexadécimal de l'EPROM donné en tableau 3 comporte l'une ou l'autre erreur dont le résultat est une mauvaise identification des états MIDI. Il faut procéder à la modification des données aux adresses suivantes:

adresse	donnée ancienne	modifiée
00BC	74	E5
00C7	02	80
00C8	00	CB
00C9	94	F5
00CA	F5	7B
00CB	7B	12
00CC	12	00
00CD	00	D2
00CE	D2	C2
00D0	00	80
00D1	94	C2

Vous pouvez renvoyer les EPROM programmées par le service Elekto Software Service de PUBLITRONIC à PUBLITRONIC en prévoyant dans votre envoi une enveloppe affranchie au tarif nécessaire pour le retour et une enveloppe dotée de votre adresse pour obtenir une correction gracieuse de celles-ci. Les EPROM programmées à compter du 1.09.1991, sont bien entendu dotées des données mises à jour.

diviseurs de tension décadiques

G. Peltz

une application: source de tension de référence

La conception de diviseurs de tension décadiques, on pourrait également utiliser l'adjectif de décimaux, est loin d'être aussi simple qu'il n'y paraît à première vue. Si imaginer la structure d'une décade unique ne présente pas de grosse difficulté, il n'en va pas de même lorsque l'on veut effectuer une sélection d'un certain nombre de décades à l'aide d'un commutateur rotatif pour chacune d'entre elles. Cette affirmation est-elle juste? C'est ce que vous apprendra cet article qui repose sur un modèle de circuit de division classique remis au goût du jour; il serait bien dommage qu'un tel "monument" ne disparaisse à tout jamais, en cette époque de potentiomètres numériques commandés par microprocesseur.

Une résistance de trop

La figure 1 vous propose le circuit de principe d'un diviseur de tension à 3 décades. Les commutateurs rotatifs S1 et S2 sont du type 2 circuits/10 positions. Pour ce qui est de S3, il s'agit d'un rotacteur 1 circuit/11 positions.

S1 et S2 sélectionnent à chaque fois une paire de résistances dans le cadre d'une chaîne de division. La valeur résultant de la mise en parallèle de ces deux résistances et de celles de la chaîne suivante est égale à celle d'une résistance unique. Cette exigence est satisfaite lorsque, par exemple, la chaîne 1 comporte des résistances de valeur R, la chaîne 2 des résistances de valeur R/5 et que la chaîne 3 est composée de résistances de valeur R/25. On notera que les commutateurs S1 et S2 sont toujours décalés de 2 positions l'un par rapport à l'autre.

Comme la valeur résultant de la mise en parallèle des deux résistances prises entre les

pôles de S1 avec la seconde chaîne est égale à celle d'une seule résistance de la première chaîne, la chute de tension aux bornes de chaque résistance est égale au potentiel entre les deux pôles de S1, c'est-à-dire la tension d'entrée, U_e , divisée par 10. De même, le potentiel régnant aux bornes de chaque résistance de la seconde chaîne est égal à $U_e/100$ et que celui aux bornes de chacune des résistances de la troisième chaîne est de $U_e/1000$. Ceci signifie que l'on peut choisir la tension de sortie (la masse étant prise comme référence) par pas d'un millième de U_e , ceci dépendant bien entendu de la tolérance des résistances qui, dans ce cas précis, doivent avoir une tolérance de 0,1%.

La figure 2 montre une application pratique du schéma de principe dont nous venons de parler: la combinaison de deux chaînes de résistances et d'un potentiomètre nous donne une source de tension variable fournissant une tension très précise. On pourrait remplacer le potentiomètre

P3 par une troisième chaîne constituée de résistances de 47 Ω .

Une diode zener compensée en température fournit, à partir de la tension d'alimentation U_b , une tension de référence très stable, U_r , de 6,8 V puisqu'il s'agit là de sa tension zener.

Les ajustables P1 et P2 permettent de jouer sur la valeur des deux chaînes de résistances de manière à donner à la seconde chaîne une résistance totale de 2 k Ω très exactement, et à "la troisième", c'est-à-dire à P3, une valeur précise, de 4 k Ω cette fois. Si l'on utilise, pour les diviseurs, des résistances (du même lot) de 2% de tolérance, on peut atteindre une précision d'ensemble de 0,5%. Il est bien entendu possible d'envisager un niveau de précision meilleur encore si l'on utilise des résistances (d'un même lot) de 1, voire 0,5%.

La plage des potentiels que peut atteindre le curseur du potentiomètre P3 s'étend de 0 à 6,8 V.

Il faudra éviter d'appliquer à

ce potentiel une charge trop importante si l'on ne veut pas être confronté à des erreurs inacceptables. Ceci est la raison pour laquelle le potentiel est appliqué à un amplificateur opérationnel à entrées à FET (*Field Effect Transistor* = transistor à effet de champ) qui fournit alors une tension de sortie pouvant varier entre 0 et 10 V, plage définie à l'aide de l'ajustable P5.

L'alimentation de l'amplificateur opérationnel est asymétrique; la tension positive, $+U_b$, peut être comprise entre 12 et 18 V, la tension négative, $-U_b$, devant se trouver dans une plage comprise entre 5 et 10 V. La résistance R_v prise en série dans la ligne d'alimentation positive aura une valeur comprise entre 1 k Ω et 2k Ω , fonction du niveau de la tension d'alimentation; il y circule un courant de quelque 5 mA.

Exception faite de R_v , toutes les autres résistances seront du type à film métallique et devront présenter un coefficient de température T_c infé-

description d'un kit ELV

traceur de signal multi-fonction à μP

Traceur de signal, générateur de signal, indicateur de coupure de signal, millivoltmètre et voltmètre à mesure de la valeur efficace, et tout ceci en un seul appareil, voilà la gageure que tient le TS 7000, instrument de mesure piloté, comment pourrait-il en être autrement, par un microprocesseur. En dépit de sa relative complexité, cet appareil peut être construit par n'importe lequel d'entre nos lecteurs pour peu qu'il y mette le soin nécessaire. Ce premier article est en fait une présentation du montage; nous allons vous en décrire les possibilités et aborderons également son synoptique.

TS 7000 1^e partie

Vous avez sans doute déjà entendu prononcer, ou lu, le terme de traceur de signal. Ce que nous vous proposons ici, est le nec plus ultra de cette famille puisqu'il s'agit en fait d'une combinaison de traceur de signal et d'injecteur de signal.

Examinons d'un peu plus près les possibilités de cet instrument.

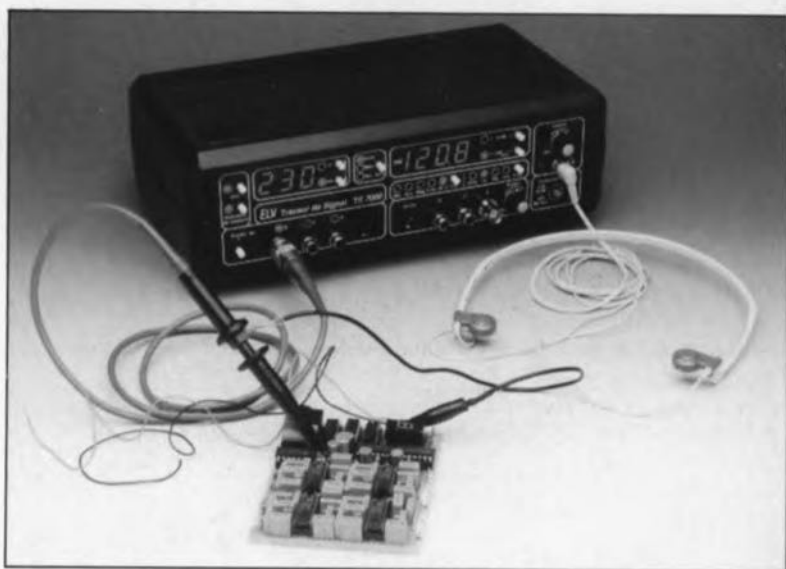
Il fournit plusieurs fréquences de test sinusoïdales dont la précision est définie par un quartz. Ces signaux, disponibles à des impédances de sortie normées, pourront être appliquées à l'appareil à tester. Après avoir terminé son trajet sur l'appareil à tester, le signal peut, au choix de l'utilisateur, être reproduit, soit par le haut-parleur intégré dans le traceur de signal lui-même, soit par un haut-parleur externe, soit encore par un casque d'écoute miniature. Le niveau du signal est réglé automatiquement de sorte qu'il est optimal même en cas de variations de niveau extrêmes.

Un dispositif de signalisation de coupure du signal intégré permet une détection certaine de pertes de niveau dues, par exemple, à un mauvais contact fugitif.

L'appareil comporte deux afficheurs numériques distincts permettant une mesure précise du niveau BF. L'utilisateur peut ainsi faire afficher tant le niveau absolu que le facteur d'amplification (gain, indiqué en dB), mesuré par rapport à un niveau de référence qu'il aura lui-même choisi.

Le microprocesseur placé au coeur du système adapte automatiquement le calibre aux circonstances, et ce en quelques fractions de seconde.

Il est également possible d'utiliser cet appareil comme (milli)voltmètre BF à bande très large et ce sur une



plage dont l'étendue dépasse 7 décades !.

Le calibre le plus élevé monte jusqu'à 256 V, ce qui signifie qu'il est également possible de mesurer une tension alternative de 230 V; le calibre le plus faible connaît un "débattement à pleine échelle" de 2,56 mV, avec une résolution de 0,01 mV.

Cet instrument dispose d'une autre fonction que l'on ne trouve que très rarement sur un traceur de signal ordinaire puisqu'elle n'est pas une caractéristique typique de ce genre d'instrument, et pourtant extrêmement intéressante et utile, lorsque l'on travaille dans le domaine des fréquences audio: une fonction de pseudo-wattmètre. Lorsqu'il se trouve dans ce mode, le TS 7000 indique, sur l'afficheur gauche, la valeur de crête et, sur l'afficheur droit, la valeur instantanée de la puissance appliquée à ce moment précis au haut-parleur, puissance ramenée à une résistance interne définie auparavant.

À y regarder de près, le TS 7000 constitue un instrument de mesure audio multi-fonction dont un éventuel utilisateur ne pourra plus se passer après s'en être servi une seule fois. Vous ne pourrez pas dire que vous n'avez pas été averti.

Un auxiliaire indispensable pour tous ceux d'entre vous qui ont à travailler en BF ou en Audio.

Avant de nous intéresser à l'aspect théorique de cette réalisation, nous allons en passer en revue les différentes possibilités en nous aidant du mode d'emploi de l'appareil. Nous jetterons ensuite un rapide coup d'oeil au synoptique de cet appareil dont la réalisation est à la portée de n'importe lequel d'entre nos lecteurs habitué à travailler avec soin.

Mode d'emploi

L'alimentation du traceur de signal TS 7000 se fait par le secteur dont la tension de 230 V est abaissée, par le transformateur-secteur intégré, à une valeur convenable.

L'appareil est mis en fonction par action sur la touche "Marche" intégrée dans la partie inférieure droite de la face avant.

La description qui suit s'intéresse successivement aux 5 blocs fonctionnels que comporte le TS 7000, à savoir:

1. Le générateur/injecteur de signal,
2. Le traceur de signal acoustique,
3. L'indicateur de coupure de signal,
4. La mesure de niveau BF,
5. La fonction wattmètre.

Générateur/injecteur de signal

Le générateur BF intégré dans l'appareil met à la disposition de l'utilisateur 4 fréquences sinusoïdales typiques pilotées par quartz et présentant une distorsion très faible. Ces signaux seront injectés à un endroit adéquat de l'appareil à tester. La touche "Fréq" offre le choix entre 20 Hz, 1, 20 et 20 kHz.

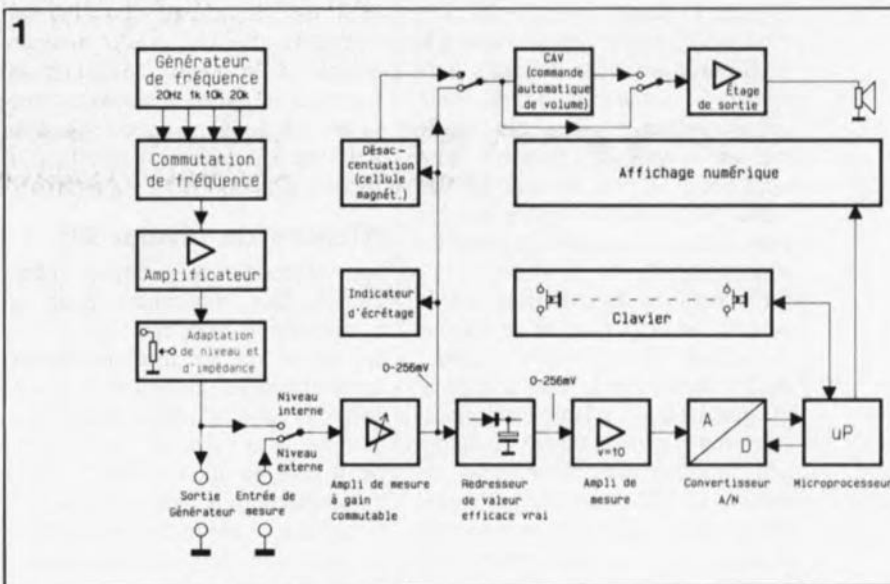
La touche placée immédiatement à sa gauche, "Imp", sert à prédéfinir la résistance interne et le niveau maximal du signal de sortie. L'utilisateur a le choix entre 5 sorties: "Mic" (Microphone), "Aux" (Auxiliaire, universel), "Mag" (cellule Magnétique), "Crist" (cellule Cristal = piézo) et 50 Ω . Chaque action sur la touche "Imp" provoque l'illumination de la LED adjacente. En-dessous des sélections de fréquence et d'impédance on trouve les embases de sortie et la commande niveau.

À gauche on trouve une embase DIN stéréo à 5 broches dont le câblage respecte la norme correspondante. À sa droite on voit les deux embases Cinch destinées respectivement aux canaux de sortie gauche et droit. À la droite de la seconde embase Cinch on trouve, pour finir, une embase BNC.

La commande de niveau placée à droite du total permet un réglage continu du niveau maximal du signal de sortie, et cela entre zéro et la valeur maximale. Le niveau de sortie maximal est optimisé automatiquement par le microprocesseur, en fonction de l'impédance choisie et de l'application en cours.

On dispose des signaux classiques du domaine audio suivants:

1. Niveau **micro** avec maximum de 10 mV dans 600 Ω ,
2. **Aux** avec maximum de 1,4 V dans 47 k Ω ,
3. **Cellule magnétique** avec maximum de 100 mV dans 47 k Ω ,
4. **Cellule cristal** avec maximum de 1,4 V dans 100 k Ω ,
5. Sortie à **faible impédance** avec maximum de 1,4 V dans 50 Ω .



On peut ensuite lire sur les deux afficheurs numériques le niveau de sortie choisi une fois que le calibre correspondant a été sélectionné à l'aide de la commande adéquate présente entre les deux afficheurs ("Niv. Sort.").

L'afficheur de gauche indique la valeur mesurée en mV, l'affichage droit la rendant en dB. Nous y reviendrons dans la suite de cet article.

Traceur de signal acoustique

La fonction première d'un traceur de signal, est, comme l'indique son nom, de permettre le suivi de signaux tout au long de leur trajet dans un appareil audio. Les signaux appliqués à l'appareil à tester peuvent être de provenances diverses: une source de signal externe (signaux musicaux par exemple) soit encore une source de signal constant. Lorsque l'on est à la recherche d'une panne, cette dernière approche est la meilleure, raison pour laquelle le TS 7000 intègre un générateur de signal à niveaux de sortie adaptés à l'application.

Dans la partie gauche de la face avant nous trouvons les embases d'entrée destinées à recevoir le signal que l'on veut appliquer à l'appareil. On dispose ainsi, de gauche à droite, d'une embase BNC, à laquelle on pourra, à l'image d'un oscilloscope, connecter une sonde du type de celle utilisée sur l'instrument en question, de 2 embases Cinch pour les canaux gauche et droit, ainsi qu'une embase DIN stéréophonique à 5 broches connectée en parallèle sur les embases précédentes.

Le bouton-poussoir "Entrée" situé à la gauche de ces différentes embases permet de passer de l'entrée sonde, au canal stéréo gauche ou droit (embases Cinch et

DIN). Il est possible ainsi d'effectuer des mesures comparatives, sur un amplificateur stéréophonique par exemple, sans qu'il ne soit nécessaire de procéder à un changement des lignes de mesure d'entrée concernées. Le mode de mesure en vigueur est visualisé par l'illumination de la LED correspondante.

La reproduction du signal se fait, soit par l'intermédiaire du haut-parleur intégré dans le traceur de signal, soit à l'aide d'un haut-parleur externe à connecter à la prise prévue à cet effet sur l'arrière de l'appareil, prise qui, lorsqu'elle est utilisée, met automatiquement hors-fonction le haut-parleur interne, soit encore par l'intermédiaire d'un casque d'écoute. Ce dernier est connecté au traceur de signal à travers l'embase jack de 3,5 mm présente sur la droite de la face avant, à la verticale de l'interrupteur de mise en marche.

Le casque d'écoute possède la priorité la plus haute, ce qui signifie que lorsque la fiche du casque est enfoncée dans le jack, le haut-parleur interne et/ou un éventuel haut-parleur externe, est (sont) désactivé(s).

La commande de volume placée au-dessus du jack du casque d'écoute permet de jouer sur le niveau du signal pour l'adapter aux circonstances, sachant que la puissance de sortie maximale est limitée à quelque 2 W.

Dès que le sélecteur de la sortie du générateur est placé sur "Mag", un égalisateur pour cellule magnétique est automatiquement mis en circuit. On réalise de cette façon une linéarisation de la courbe caractéristique de reproduction d'un système à cellule magnétique.

Figure 1. Ce synoptique du traceur de signal TS 7000 montre les différents sous-ensembles constituant cet appareil dont les performances n'ont d'égal que le confort d'utilisation.

Lorsque l'on veut effectuer le suivi d'un signal acoustique, on donne la préférence, en règle générale, à un niveau de signal (volume) de sortie aussi constant que possible, quelle que soit la taille du signal de mesure appliqué à l'entrée, sachant que des variations de niveau sonore rendent plus délicat le jugement qualitatif d'un signal BF.

Ceci explique la présence, sur la gauche de la face avant du traceur de signal, d'une touche ("**CAV**", **ALC = Automatic Loudness Control** en anglais) grâce à laquelle l'utilisateur peut mettre en circuit un dispositif de commande automatique de volume. La LED située à la gauche de cette touche indique si ce dispositif se trouve ou non en fonction. Une nouvelle action sur la touche en question fait passer la commande automatique de volume à l'état (en ou hors-circuit) inverse; les variations de niveau sonore à l'intérieur d'un calibre deviennent audibles.

Si l'on ne veut pas d'une commutation automatique de calibre, il faudra appuyer autant de fois que nécessaire sur la touche située à droite de "**Man**" jusqu'à obtenir l'illumination de la LED située immédiatement à sa gauche. En règle générale, on laissera l'automatisme de commutation de calibre et le dispositif de maintien à niveau constant du signal de sortie libres de déterminer automatiquement le meilleur choix.

Quoiqu'il en soit, l'utilisateur a cependant toute liberté quant à l'utilisation des différentes possibilités offertes par le TS 7000.

Nous reviendrons ultérieurement à cet aspect de la commutation de calibre.

Indicateur de coupure de signal

Autre fonction très utile dans le monde du dépannage audio: la détection automatique de problèmes d'interruptions inopinées et brèves de la transmission du signal sur l'appareil à tester. Pour ces essais, on applique à l'entrée du cobaye un signal constant (de 1 kHz fourni par le TS 7000 par exemple), la sortie de l'appareil étant, quant à elle reliée à l'entrée de mesure du traceur de signal. On choisit ensuite le calibre adéquat, ou encore on laisse ce choix au dispositif de commutation automatique de calibre, avant d'activer le détecteur d'interruption de signal en appuyant sur la touche correspondante ("**Indicateur de coupure**"). La LED de visualisation s'éteint.

Dès qu'a lieu la détection d'une interruption aussi brève soit-elle du signal, voire sa disparition totale, la

LED de l'indicateur de coupure s'allume. La LED reste allumée même si le signal redevient et reprend un niveau constant. Une action sur la touche concernée suffit à éteindre la LED et à réactiver le dispositif.

Mesure de niveau BF

Le traceur de signal offre 3 possibilités différentes pour la mesure de niveaux BF:

Le signal de mesure est affiché directement en millivolt [mV] ou en volts [V] sur l'affichage numérique gauche. Si le sélecteur de fonction se trouve en mode "**Auto**", on a commutation automatique entre les 6 calibres, l'électronique choisissant le calibre le plus "intéressant". Si le sélecteur se trouve en mode "**Man**", les touches ↓ et ↑ permettent une sélection manuelle du calibre requis.

Les 2 touches en question se trouvent directement à la droite de l'affichage gauche. Sur l'affichage numérique droit on voit apparaître la valeur correspondante du niveau BF, exprimé en dB, de la valeur de mesure dont l'affichage gauche indique la tension, et cela simultanément bien entendu.

L'utilisateur a, pour l'affichage gauche, le choix entre une visualisation du résultat exprimé en dBm, c'est-à-dire relatif au niveau normé de 775 mV (ce qu'il obtient par action sur la touche correspondante placée à droite de la LED de contrôle), et un autre niveau quelconque dont la définition est laissée au choix de l'utilisateur.

Cette fonction est très intéressante sachant que l'on peut, par exemple, fixer à 0 dB le niveau appliqué à l'entrée de l'amplificateur et voir s'afficher directement en dB le gain subi par le signal en n'importe quel point de l'appareil en cours de test, sans qu'il soit nécessaire de procéder à la moindre conversion. Voyons comment les choses se passent lorsque l'on se trouve dans ce mode:

On injecte à l'appareil à tester un signal constant et l'on connecte l'entrée de mesure du TS 7000 au point de test dont le niveau doit servir de point de référence (0 dB). Une action sur la touche "**0 dB**" fait passer l'affichage à "**0.0**". Si l'on touche maintenant un point quelconque de l'appareil à l'aide de la pointe de la sonde, on verra apparaître sur l'affichage dB la valeur du gain, référencée au point zéro défini précédemment. Les gains inférieurs à 1 sont caractérisés par la présence du signe moins (-).

Indépendamment du processus que nous venons de décrire dans le détail, l'affichage de gauche continue de visualiser le niveau de tension absolu, sous la forme cependant d'une sorte de voltmètre dont on aurait adapté la plage de fréquence au domaine BF. Pour ce faire on choisit, à l'aide de la touche de fonction, la plage "**Niv. Sort.**" et l'on voit apparaître sur l'afficheur gauche la tension de sortie exprimée en mV.

Une action sur la touche "**0 dB**" transforme alors le niveau de sortie instantané, disponible à ce moment précis, en point 0 dB pour le générateur intégré.

Fonction wattmètre

C'est bien souvent en association avec le test d'un amplificateur que l'on souhaite connaître la puissance disponible en sortie. Une mesure exacte nécessite la présence d'un ampèremètre et d'un voltmètre attaquant tous deux un multiplicateur à 4 quadrants. Le résultat de cette opération donne alors la vraie puissance de l'amplificateur concerné. Cependant, si l'on connaît la résistance de charge (la résistance interne de l'enceinte connectée au système par exemple), il suffit de mesurer la tension pour calculer, approximativement, la puissance en utilisant la formule $P = U^2/R$. (On ne tient donc pas compte des déphasages relativement faibles naissant, dans le cas d'une enceinte, entre le courant et la tension). Comme le montre cette formule, la valeur de la résistance (l'impédance du haut-parleur) entre en jeu.

Si cet élément est connu et relativement constant, on peut calculer une puissance à l'aide d'une simple mesure de tension.

Sachant que le TS 7000 ne procède pas à une mesure de la résistance mais que cet élément est entré manuellement, nous allons parler ici d'une fonction de pseudo-wattmètre.

Voici comme effectuer une mesure de puissance:

on commence par actionner simultanément les deux touches fléchées placées à la droite de l'affichage numérique gauche. On voit alors apparaître à l'affichage la valeur de l'impédance nominale, "**4.0**". Par action sur la touche ↓ on fait passer cette valeur à "**2.0**", une nouvelle action la faisant descendre à "**1.6**". Si, au lieu d'actionner la touche, on appuie sur la touche ↑ on verra s'afficher successivement les valeurs suivantes: 4.0, 5.0, 8.0 et 16 Ω.

4 secondes après la dernière pression, l'afficheur gauche visualise la

puissance de crête exprimée en watts, et ce avec une résolution de 1 W, l'affichage de droite indiquant pour sa part la puissance instantanée moyenne exprimée elle aussi en watts, mais avec une résolution de 0,1 W cette fois.

S'il faut modifier la valeur de l'impédance du haut-parleur, soit encore effectuer une nouvelle mesure, on appuiera à nouveau sur les touches de sélection évoquées plus haut, en notant cependant que la première pression sert uniquement à la sélection du circuit, la modification de valeur proprement dite s'obtenant par une nouvelle action. Si l'on veut quitter le mode wattmètre, il faut à nouveau actionner simultanément les deux touches fléchées.

En fonction wattmètre aussi, la transmission du signal de mesure se fait par l'intermédiaire de l'une des embases d'entrée, choisie à l'aide de la touche "Entrée".

Commutation de calibre

En guise de conclusion de la description du mode d'emploi du traceur de signal, procédons à un rapide examen de la commutation de calibre. On dispose au total de 6 calibres de tension dont les valeurs de "débattement à pleine échelle" sont les suivantes:

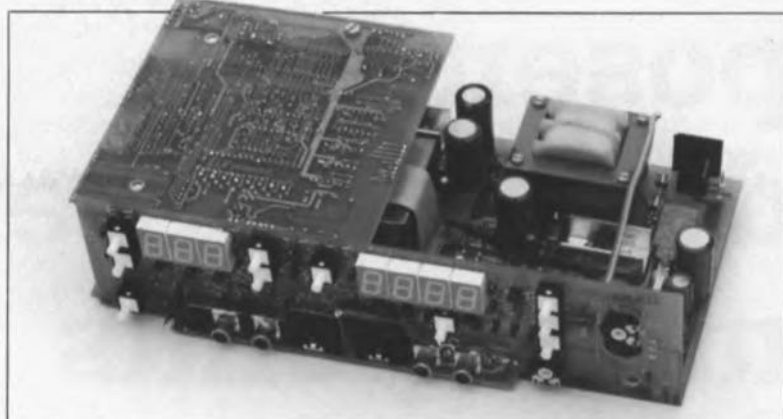
2,56 mV, 25,6 mV, 256 mV, 2,56 V, 25,6 V, 256 V.

Le calibre le plus faible présente une résolution de 0,01 mV, c'est-à-dire 10 μ V(!), le calibre le plus élevé permet même la mesure de la tension alternative du secteur, 230 V. À chaque fois, la valeur visualisée à l'affichage est la valeur efficace vraie de la tension sur l'ensemble du domaine des fréquences audio concerné.

La touche présente entre les deux afficheurs numériques permet de choisir entre un mode de commutation de calibre automatique, très rapide et un mode manuel (à l'aide des deux touches situées à la gauche de ce champ). Une nouvelle pression sur la touche de fonction produit l'illumination de la troisième LED "Niv. Sort." et fait apparaître à l'affichage le niveau de sortie instantané du générateur.

Sur l'afficheur droit apparaît, en dB, la valeur correspondant à la tension visualisée par l'autre afficheur, la référence pour cet élément étant, soit le niveau normé de 775 mV, soit encore toute autre tension de référence définie par l'utilisateur.

Pour pouvoir couvrir une plage aussi gigantesque, allant de 10 μ V à plus de 200 V, il nous a fallu associer des



préamplificateurs d'excellente qualité à un circuit de commutation de calibre piloté par microprocesseur; le résultat est une dynamique réelle de quelque 150 dB(!). Pour le suivi (traçage) du signal proprement dit, le circuit de commande automatique de volume travaille en fait sur une plage de quelque 20 dB seulement, de façon à ce que le niveau de sortie du signal sonore reste pratiquement constant.

Pour les tests au cours desquels il faut pouvoir reconnaître des différences de niveau lors du suivi du signal, il faudra désactiver le dispositif de CAV et passer le sélecteur de calibre en mode manuel.

Après avoir examiné le mode d'emploi dans le détail, il est temps de nous intéresser aux différents sous-ensembles intégrés dans le traceur de signal, ce pourquoi nous allons faire appel à un synoptique.

Le synoptique

dont on retrouve le détail en **figure 1** donne le détail des sous-ensembles présents dans le TS 7000.

En haut à gauche, nous découvrons le générateur de signal qui fournit les fréquences sinusoïdales de 20 Hz, 1, 10 et 20 kHz, à la précision pilotée par un quartz. Ce générateur attaque le commutateur de fréquence commandé par le microprocesseur; en aval de cet ensemble nous trouvons un amplificateur.

Dans la ligne de sortie on découvre un circuit d'adaptation de niveau et d'impédance, lui aussi commandé par μ P, chargé de faire en sorte que les impédances présentes à la sortie du générateur correspondent aux niveaux définis par l'utilisateur.

Via un inverseur, les tensions de mesure en provenance de l'appareil en cours de test arrivent à l'entrée de l'amplificateur de mesure, qui peut également procéder à une interrogation du niveau du générateur intégré. Ici à nouveau, le microprocesseur adapte le gain en fonction des besoins.

À la sortie de l'amplificateur de

mesure, on dispose de la tension de mesure, normée pour un débattement à pleine échelle de 256 mV_{eff}. À partir de là, le signal est envoyé vers différents points du traceur de signal. La tension ainsi traitée commence par attaquer un redresseur de valeur efficace vraie, suivi lui par un amplificateur de mesure à gain de 10. Le signal est ensuite numérisé à l'aide d'un convertisseur analogique/numérique avant d'arriver au microprocesseur. Un programme complexe commande alors l'affichage numérique de manière à ce que la valeur de mesure correspondante soit affichée directement. Le microprocesseur se charge également de l'interrogation des différentes touches constituant une sorte de clavier pour déterminer quelle sont la fonction et le calibre demandés par l'utilisateur.

Simultanément, la tension de sortie de l'amplificateur de mesure est envoyée à l'indicateur de coupure qui permet, nous l'avons déjà dit, de détecter une interruption du signal sur son trajet.

La tension de mesure est ensuite, via une paire de commutateurs électroniques, appliqué à l'entrée de l'étage de puissance BF et de là au haut-parleur intégré.

Grâce aux commutateurs électroniques évoqués tout juste, il est également possible de mettre en circuit un égaliseur (réseau de correction) pour cellule magnétique ou encore le dispositif de commande automatique de volume.

Le fonctionnement général et le déroulement du traitement sont suivis par le microprocesseur qui se charge bien entendu aussi de toutes les conversions et mises aux normes nécessaires.

Dans le prochain article nous nous intéresserons à l'électronique que, pour plus de simplicité, nous subdiviserons en plusieurs blocs fonctionnels. Dans le troisième article, nous verrons ce montage sous ses aspects réalisation et mise en oeuvre. ■

Comme on le constate, la réalisation d'un tel appareil nécessite un nombre non négligeable de composants.

posemètre d'agrandissement multi-points

A. Ladwig

dépôt de brevet en cours!

La photographie est, et reste, l'un des passe-temps favoris de nombreux français. Quel plaisir de pouvoir passer quelques heures dans sa chambre noire. Avec le posemètre d'agrandissement multi-points objet de cet article, le tirage de photographies, peu importe qu'elles soient en couleur ou en noir et blanc, devient un processus bien plus simple, sachant que c'est l'électronique qui se charge de définir l'exposition.

Cette approche diminue le nombre de feuilles de papier gâchées lors des essais et réduit la quantité de produits chimiques nécessaire, ce qui ne peut qu'être bénéfique, tant pour votre porte-monnaie que pour le milieu.

Ce montage fait appel à un procédé unique pour déterminer la durée exacte de l'exposition. Ce n'est pas sans raison, que l'auteur nous ayant proposé ce montage, un allemand, a fait à son sujet une demande de brevet auprès de l'office des brevets de son pays, le Deutsches Patentamt (nr. G 89 08 446.2).

Le posemètre d'agrandissement multi-points de Mr Ladwig allège très sensiblement la tâche de l'amateur photographe garantissant presque à coup sûr un résultat parfait,

une fois l'appareil réglé correctement bien entendu.

Déterminer la durée d'exposition optimale d'une photo est, dans une chambre noire ne comportant pas la moindre électronique, un processus long et auréolé d'incertitude. En règle générale on fait dans ce cas-là plusieurs épreuves d'essais, chacune d'entre elles ayant bénéficié d'un temps d'exposition différent. Il reste ensuite au photographe amateur, une fois le développement effectué, à décider quelle a été la

durée d'exposition ayant fourni le résultat le meilleur.

Il ne reste plus ensuite qu'à procéder à l'exposition définitive, en grandeur nature cette fois. En dépit du gaspillage important en matériau, papier, produits chimiques et en temps qu'il représente, ce processus est et reste très utilisé.

L'électronique, objet de cet article, se charge de déterminer la durée d'exposition optimale sans qu'il ne soit nécessaire de faire la moindre épreuve d'essais. Il faut noter en outre que le choix du diaphragme de l'objectif de l'agrandisseur n'a pas le moindre effet sur le posemètre.

La technique de travail devient d'une simplicité enfantine: placer le négatif ou la diapositive dans l'agrandisseur, déterminer la partie à agrandir et régler la netteté de l'agrandisseur.

On positionne ensuite le papier à l'endroit prévu avant de placer la plaque de verre par-dessus. Il ne reste plus qu'à appuyer sur le bouton de déclenchement du posemètre. L'électronique se charge d'une exposition parfaite.

Les principes

Dans le monde de la photographie amateur on connaît deux principes pour déterminer la durée d'exposition optimale. La **mesure ponctuelle** sert à déterminer la durée d'exposition d'une partie donnée de la



photographie. Cette technique de mesure est très intéressante lorsque l'on a affaire à des photos présentant un contraste important, une personne se trouvant à l'ombre alors que l'arrière-plan est fortement éclairé.

Lors de la mesure on dirige le posemètre sur l'objet que l'on veut faire ressortir; l'angle de mesure est très fermé, quelque 1° en règle générale. Il n'y a pas d'inconvénient à sur- ou sous-exposer l'environnement de l'objet, sachant que cela ne le fait que mieux ressortir par rapport au fond.

La seconde technique de mesure est la **mesure intégrale**. Avec ce type de mesure, la durée d'exposition est déterminée en tenant compte de la totalité de la photographie. Toutes les parties de la photo ont alors une importance égale. Pour obtenir cet effet on peut faire appel à une lumière diffuse créée par exemple à l'aide d'une plaque de verre dépoli, l'intensité lumineuse étant ensuite déterminée à l'aide d'un posemètre. Rien n'interdit d'utiliser un posemètre ponctuel pour cette dernière mesure sachant que la lumière diffuse présente une structure relativement homogène.

Outre ces deux techniques de mesure aux principes diamétralement opposés, il en existe une troisième située à mi-chemin: la **mesure intégrale centrée**. L'accent est mis, dans ce cas-là, plus sur le centre de la photographie que sur son pourtour.

La technique utilisée par le posemètre d'agrandissement multi-points que nous vous proposons ici est en fait un croisement entre une mesure ponctuelle et une mesure intégrale; au cours de la mesure on s'intéresse plus particulièrement au centre de la photo. Pour cela, on fait appel à 12 points de mesure distincts répartis de façon régulière sur l'ensemble de la photo. Lors de cette mesure, la fonction de diffusion est remplie par le papier photographique sur lequel doit se faire l'impression du positif, c'est-à-dire le tirage.

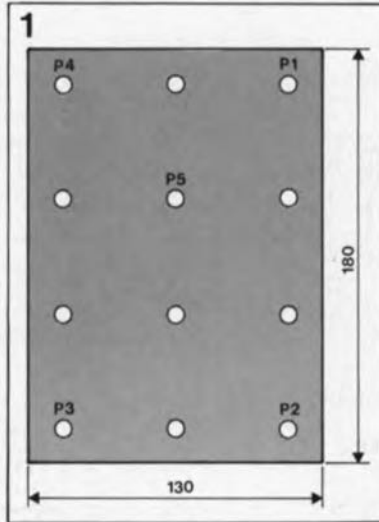
Ce principe de mesure est rendu possible par le fait que les capteurs photo-sensibles ne se trouvent pas, comme à l'accoutumée, au-dessus du papier, mais en-dessous cette fois. La seule condition pour pouvoir utiliser ce procédé est que le papier soit légèrement translucide, ce qui ne devrait pas, en règle générale poser de problème.

Le concept

Comme nous le disions, ce posemètre utilise 12 capteurs distribués

sur la totalité de la surface d'un support pour papier photographique en plastique, le plateau de mesure.

Le croquis de la **figure 1** montre la distribution des capteurs. Chacun d'entre eux est en fait un photo-transistor du type BPW40.



Ces 12 photo-transistors sont montés dans une épaisse plaque de plexiglas (perspex) ou pertinax. On perce, aux emplacements prévus, les orifices de taille convenable destinés à recevoir les photo-transistors. Le haut de ces composants ne doit en aucun cas dépasser le plan de la surface de travail; sinon le papier n'est plus, en effet, plus parfaitement horizontal, ce qui risque de se traduire par une déformation de l'image. Si l'on donne aux orifices une forme légèrement évasée, plus larges dans le haut que dans le bas, on garantit une bonne illumination des photo-transistors.

L'expérience nous ayant appris que de nombreuses photos sont faites en 18x13, nous avons donné ces dimensions au plateau de mesure du prototype de notre posemètre d'agrandissement multi-points. Rien n'interdit bien entendu d'opter pour des dimensions différentes à condition d'adapter celles de l'ensemble de mesure.

Chaque cellule de mesure comporte un BPW40 doté d'une résistance d'émetteur de 1 M Ω . Nous avons procédé à une petite expérience sur notre prototype pour vérifier que le principe adopté fonction-

nait en effet comme prévu. Nous avons mesuré la tension de sortie de 5 des 12 photo-transistors (à l'aide d'un multimètre de résistance interne de 10 M Ω) obtenue, d'abord avec la mise en place dans l'agrandisseur d'un négatif non exposé, puis avec celle d'un négatif exposé au maximum ensuite. Lors de cette mesure le diaphragme était refermé de 2 positions.

	Négatif vierge	Négatif noir
P1	490 mV	17 mV
P2	495 mV	18 mV
P3	491 mV	16 mV
P4	488 mV	17 mV
P5	750 mV	26 mV
Durée d'exposition:		
P5	1 s	32 s

L'examen de ce tableau nous apprend que le capteur central, P5, reçoit une quantité de lumière plus importante que les capteurs placés sur le pourtour, P1 à P4. On constate en outre que la tolérance des caractéristiques des transistors est si faible que ce principe de mesure ne pose pas de problème.

À partir de ces informations, il n'est pas sorcier d'imaginer le synoptique d'un circuit de mesure efficace. Le schéma de principe de la **figure 2** montre le traitement subi par les tensions de sortie fournies par les capteurs, S(1) à S(12). Ces différentes tensions sont additionnées dans un circuit sommateur pour constituer une tension totale, U_S. En aval de l'additionneur, nous trouvons un intégrateur chargé, on s'en serait douté, d'intégrer le signal de mesure dans le temps. Le niveau du signal de sortie de l'intégrateur est une fonction en relation directe avec la quantité de lumière ayant frappé le papier.

À l'aide d'un comparateur, on procède à une comparaison de ce signal avec une tension de référence. Lorsque la tension de sortie de l'intégrateur atteint le niveau de la tension de référence, l'exposition de la photo est bonne. Comme il existe des différences de sensibilité entre les papiers (ce qui est également vrai en ce qui concerne leur

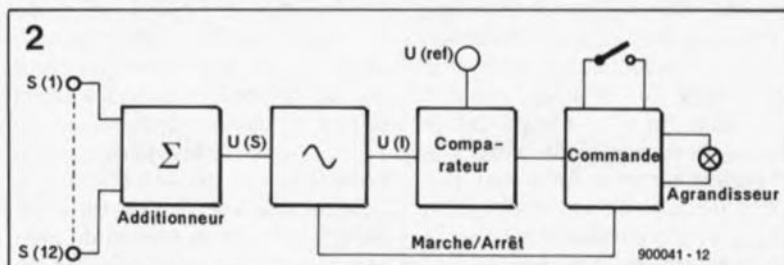


Figure 1. Croquis coté de la plaque de plastique dans laquelle sont intégrés les capteurs. Les points référencés indiquent les capteurs utilisés lors des essais dont le tableau 1 donne les résultats.

Tableau 1. Tensions relevées en différents points de la plaque de mesure.

Figure 2. Synoptique du posemètre d'agrandissement multi-points.

3

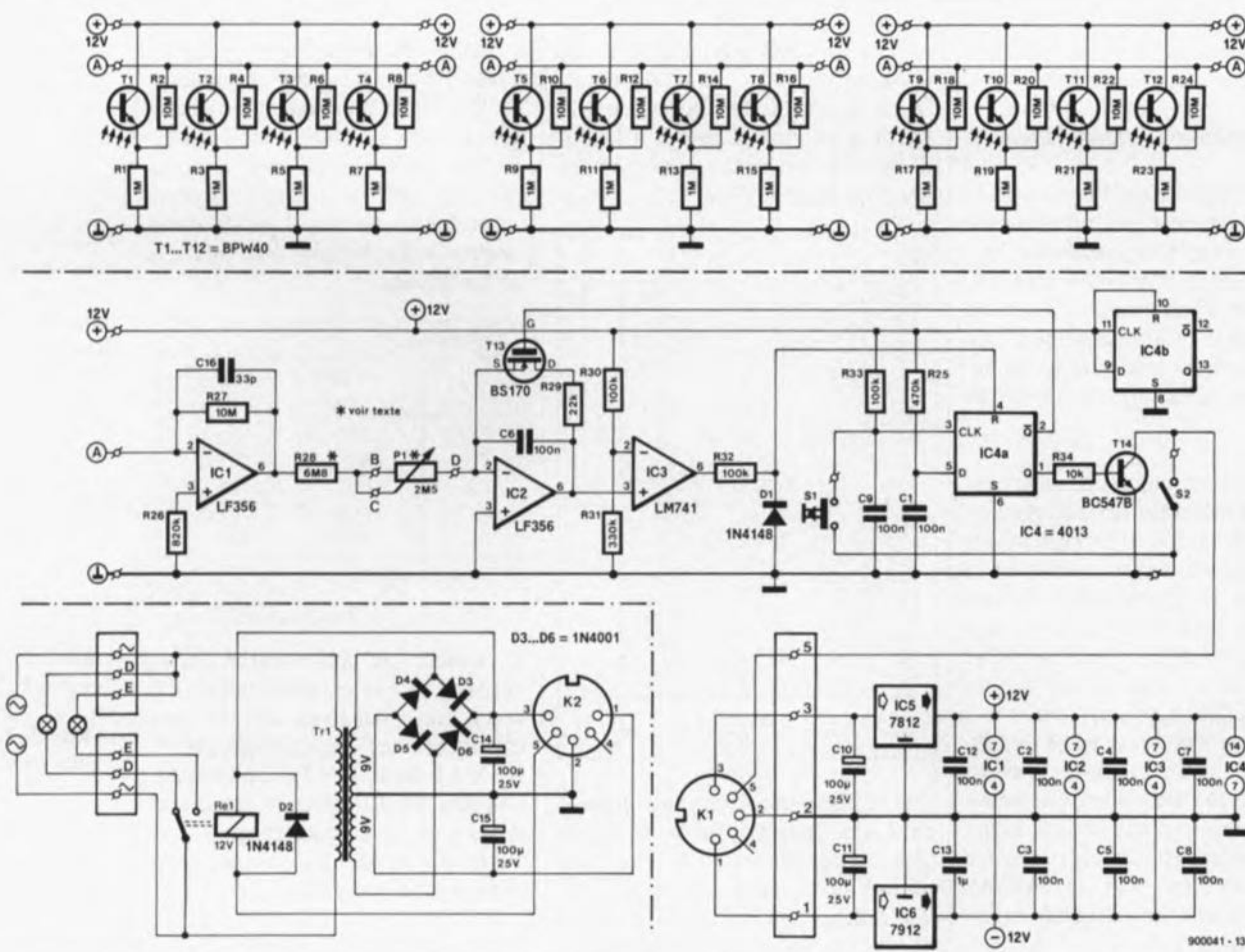


Figure 3. L'électronique du montage est simple. Les 12 capteurs donnent une bonne image de la répartition de la lumière sur l'ensemble du plateau de mesure.

Liste des composants

- Résistances:
 R1,R3,R5,R7,R9,R11,
 R13,R15,R17,R19,
 R21,R23 = 1 MΩ
 R2,R4,R6,R8,R10,
 R12,R14,R16,R18,
 R20,R22,R24,R27 =
 10 MΩ
 R25 = 470 kΩ
 R26 = 820 kΩ
 R28 = 6MΩ
 R29 = 22 kΩ
 R30,R32,R33 =
 100 kΩ
 R31 = 330 kΩ
 R34 = 10 kΩ
 P1 = 2MΩ 5 lin.

- Condensateurs:
 C1 à C9, C12 =
 100 nF
 C10, C11 =
 100 μF/25 V
 C13 = 1 μF MKT
 C14, C15 =
 100 μF/25 V radial

translucidité), nous avons prévu une possibilité de réglage de l'intégrateur.

Ce réglage permet de jouer sur la constante d'intégration, de sorte que le niveau de la tension de référence est atteint plus ou moins rapidement. Il est possible ainsi de calibrer l'électronique en fonction du papier photo utilisé. Dès que le niveau de la tension de sortie correspond à celui de la tension de référence, on éteint l'ampoule de l'agrandisseur et la photo est prête à subir les traitements chimiques classiques. Autre aspect intéressant, dès l'extinction de l'agrandisseur, l'éclairage de la chambre noire est remis en marche. (Dans le cas de tirages couleur il est judicieux de prévoir une commande manuelle de l'éclairage de la chambre noire sachant que le papier photo utilisé dans ce cas-là ne peut être traité que dans le noir le plus complet).

Pendant l'exposition, il faut que l'éclairage de la chambre noire soit coupé si l'on veut éviter des erreurs de mesure. Un éclairage parasite peut avoir un effet néfaste sur la qualité de la mesure de luminosité (et partant sur celle du tirage). Des tests effectués en cours d'exposition de papier photo nous ont appris que les capteurs peuvent fournir une

tension maximale comprise entre 480 et 750 mV. À de telles tensions, la durée d'exposition correspondante est de 1 s. La tension minimale observée est comprise entre 16 et 26 mV, tension à laquelle correspond une durée d'exposition de 32 s. Il est facile alors de calculer la tension de sortie de l'intégrateur à laquelle on a une exposition optimale de la photo: elle répond à la formule suivante:

$$U_{\text{sor}}(t) = -\frac{1}{RC} \cdot t_0 \int U_E \cdot dt$$

formule dans laquelle $t_1 - t_0 = t_{\text{exp}}$.

On en tire:

$$U_{\text{sor}}(t) = -\frac{1}{RC} \cdot (U_E \cdot t_1 - U_E \cdot t_0) = -\frac{1}{RC} \cdot U_E \cdot t_{\text{exp}}$$

À la durée d'exposition la plus longue, la tension de sortie moyenne des capteurs est de 19 mV. La tension de sortie de l'intégrateur est alors de $32 \times 12 \times 19 \text{ mV} = 7,3 \text{ V}$. À la durée d'exposition la plus courte que nous ayons utilisée lors de nos essais, la tension de sortie moyenne a atteint 620 mV. Après 1 seconde -durée la plus courte que permette le posemètre- on trouve à la sortie de l'intégrateur une tension de 7,4 V. On constate que la tension de référence de cet automate doit être de

l'ordre de 7,4 V. Nous avons, pour notre part, opté pour une tension de référence de 9 V, de manière à permettre une calibration.

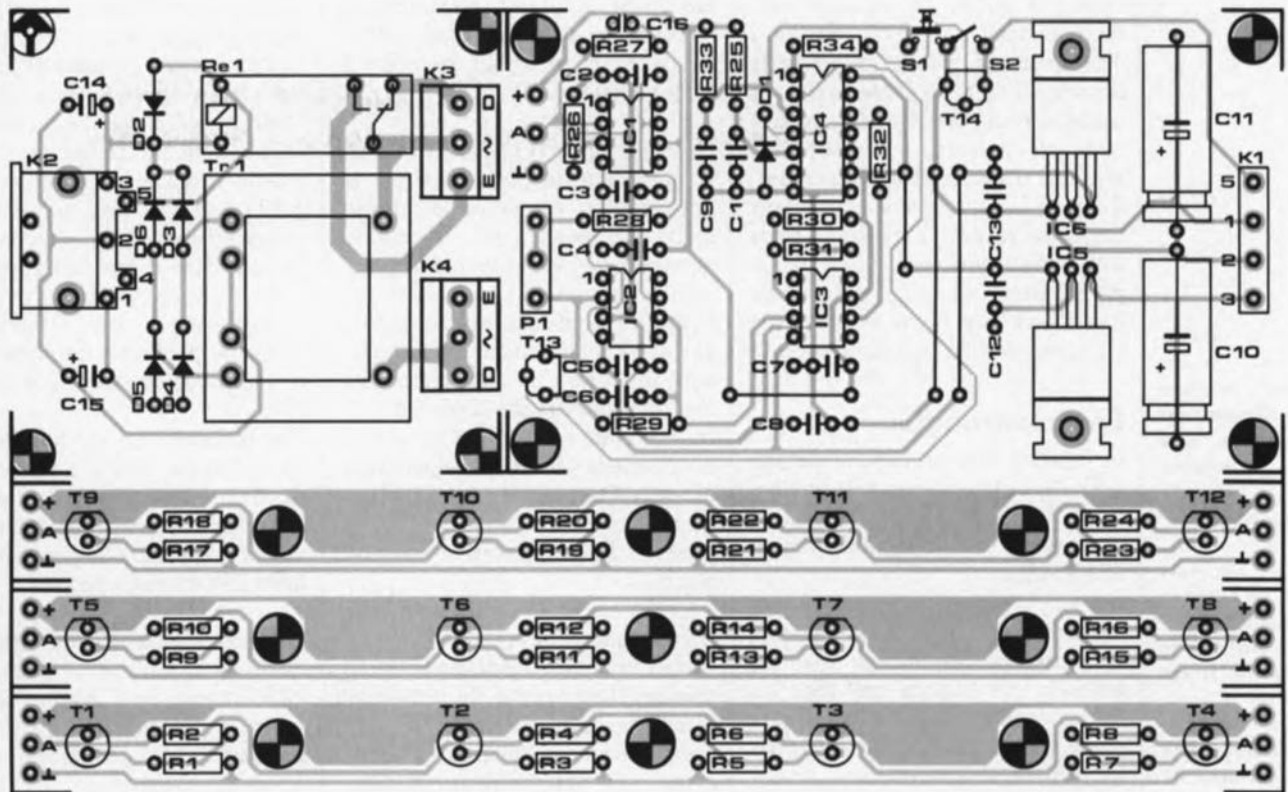
Et l'électronique dans tout cela

Après cet examen théorique de la structure du posemètre, il est temps de voir le côté pratique des choses. La figure 3 donne le schéma de notre posemètre d'agrandissement multi-points.

Les 12 photo-transistors sont montés en émetteur-suiveur et, via une résistance de 10 MΩ, reliés à l'additionneur. Sur le schéma, nous avons représenté les photo-transistors par groupes de 4. Cette représentation reproduit assez fidèlement la disposition adoptée dans la réalité: des groupes de 4 photo-transistors par languette de circuit imprimé. L'utilisateur peut ainsi se familiariser avec le côté mécanique des choses.

L'amplificateur opérationnel IC1 additionne les signaux de mesure des 12 photo-transistors avant de procéder à une inversion du signal. Cette opération est indispensable sachant que l'intégrateur centré sur l'amplificateur opérationnel IC2 effectue lui aussi une inversion du signal. La constante d'intégration RC de l'intégrateur prend l'aspect

4



physique de la résistance R28 associée au potentiomètre P1 et au condensateur C6.

Le dit potentiomètre permet le réglage de l'intégrateur et donc de calibrer le circuit en fonction des différents papiers utilisés. Si la plage de réglage de P1 ne devait pas suffire pour étalonner le circuit avec le papier choisi, on pourra envisager de jouer sur la valeur du condensateur C6. Dans le cas d'une durée d'exposition trop longue, la division par 2 de C6 correspond à une position de moins du diaphragme de l'agrandisseur. Si au contraire cette durée est trop courte, un doublement de la valeur de C6 fait passer à la position immédiatement supérieure de l'agrandisseur.

À la sortie de l'intégrateur se trouve le comparateur (IC3) chargé d'effectuer la comparaison de la tension de sortie de l'intégrateur avec la tension de référence. Cette dernière est fournie par le diviseur de tension R30/R31. Dès que la tension de l'intégrateur dépasse la tension de référence, la sortie de l'amplificateur opérationnel IC3 devient haute entraînant la remise à zéro de la bascule IC4a. Par cette remise à zéro, la sortie Q passe au niveau haut et le transistor T13 devient conducteur. Le condensateur de l'intégrateur, C6, se décharge complètement et le circuit de définition de durée est prêt à remplir sa fonction.

Dans le même temps, la sortie Q de IC4a est passée au niveau bas, entraînant le blocage du transistor T14, situation qui se traduit à son tour par de décollage du relais Rel. L'agrandisseur est mis hors-fonction et l'éclairage de la chambre noire rallumé. La présence de l'interrupteur S2 s'explique par la nécessité de pouvoir mettre l'agrandisseur en fonction en permanence lors du réglage de netteté et du choix de la partie du négatif à tirer.

Grâce à cet interrupteur, il est possible de mettre l'agrandisseur en route et de couper l'éclairage de la chambre noire sans avoir à se soucier de l'électronique. Une action sur le bouton-poussoir S1 produit l'envoi d'une impulsion d'horloge à la bascule IC4a, ce qui a pour effet de lancer le cycle de mesure. Comme l'entrée-D se trouve, via la résistance R25, reliée en permanence à la ligne d'alimentation positive, la sortie Q passe au niveau logique haut lors d'une action sur S1.

L'intégrateur entre en fonction et l'agrandisseur est mis en route. Lors de la mise sous tension du posemètre, le réseau RC R33/C9 entraîne l'application d'une impulsion d'horloge à la bascule alors que l'entrée-D se trouve encore au niveau bas (la constante de temps RC de l'entrée-D, R25/C1, est notablement plus longue que celle introduite par la combinaison R33/C9).

On initialise ainsi le circuit après l'application de la tension d'alimentation, la situation de repos se traduisant par un allumage de l'éclairage de la chambre noire et une extinction de l'agrandisseur.

Comme l'illustre clairement le schéma de la figure 3, le posemètre comporte deux sous-ensembles reliés l'un à l'autre par l'intermédiaire d'un morceau de câble à 4 conducteurs doté de deux connecteurs DIN à 5 broches enfichés dans les embases correspondantes présentes sur les platines. Cette approche permet de placer les composants de poids relativement important tels que le transformateur, le relais et l'entrée secteur de l'agrandisseur, à distance respectueuse de celui-ci, sur un coin de la table où ils ne constitueront pas une gêne. Il suffit alors de trouver, sur la table encombrée de boîtes de papier, de bains de développement et autres produits à la destination plus ou moins inconnue, quelques décimètres carrés de surface libre pour y placer le coffret de commande du temporisateur. Avantage additionnel de cette solution: les parties du montage qui véhiculent la tension du secteur ne se trouvent pas à proximité des produits chimiques, ce qui ne peut que réduire les risques d'accident.

L'alimentation du montage est tout ce qu'il y a de plus classique. Après redressement double alternance,

Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour cet automate. À gauche les 3 platines des capteurs, à droite l'alimentation et la platine principale.

Semi-conducteurs:

IC1, IC2 = LF356
IC3 = LM741
IC4 = 4013
IC5 = 7812
IC6 = 7912
T1 à T12 = BPW40
T13 = BS170
T14 = BC547B
D1, D2 = 1N4148
D3 à D6 = 1N4001

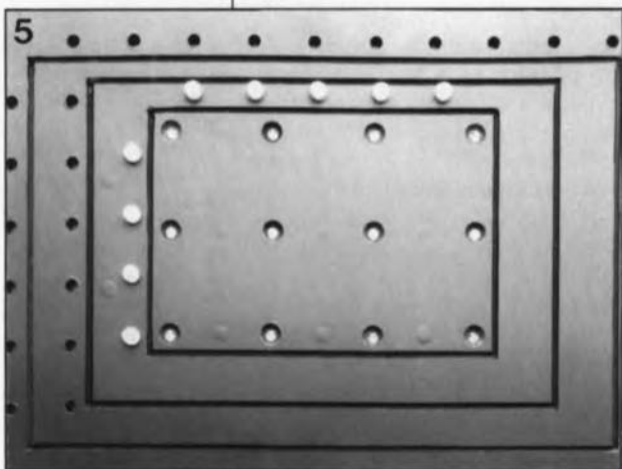
Divers:

K1 = fiche DIN à 5 broches mâle 180°
K2 = embase DIN femelle à 5 broches 180°
S1 = bouton-poussoir à contact travail
S2 = inverseur miniature
Re1 = relais, tension de service 12 V (tel que Siemens V23127-B2-A101 par exemple)
Tr1 = transfo secteur, 2x9 V/2A8 au secondaire tel que Hahn EI 305 04 16 (T40/E)

diodes D3 à D6 et filtrage, condensateurs C14 et C15, les tensions positives et négatives vont, via le câble à 4 conducteurs, à deux régulateurs tripodes IC5 et IC6 présents dans le coffret du temporisateur. Ces régulateurs de tension fournissent les tensions d'alimentation nécessaires, à savoir + et -12 V. Les deux borniers triples reçoivent, outre l'alimentation-secteur du montage, les lignes l'éclairage de la chambre noire et celles de l'alimentation de l'agrandisseur.

Figure 5. Cette photo de notre prototype montre bien la disposition des capteurs. Les plots blancs servent à caler la feuille de papier.

Figure 6. On voit bien sur ce croquis la disposition relative des différents composants. Il est important qu'aucun d'entre eux ne dépasse le plan du plateau de mesure.



La construction

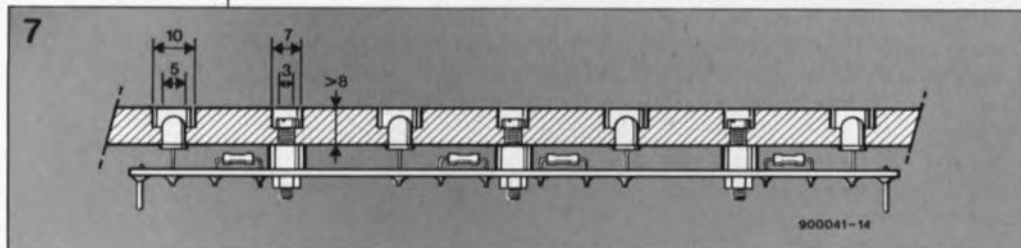
La figure 4 vous propose la sérigraphie de l'implantation des composants des 5 platines constituant le posemètre d'agrandissement multi-points.

Sachant que les 5 circuits imprimés vous sont présentés, que vous les achetez tout faits ou que vous les gravez vous-même, en une seule pièce, il vous faudra commencer par les séparer à l'aide d'une scie à découper fine.

Figure 7. Un posemètre d'agrandissement multi-points prêt à l'emploi. De par ses faibles dimensions, il ne prend que fort peu de place tout en garantissant un excellent niveau de sécurité.

Les trois platines dotées chacune de ses 4 photo-transistors seront montées sous une plaque de plexiglas. La photo de la figure 5 montre à quoi ressemblerait notre prototype. Les photo-transistors disparaissent complètement dans le support. Grâce à l'évasement des orifices, on est certain, qu'après avoir traversé le papier, une quantité de lumière suffisante frappe les capteurs.

On trouve, en figure 6, un croquis en coupe de la disposition mécanique des divers composants du système.



Après avoir procédé à l'interconnexion des différentes sous-platines, on relie l'ensemble à la platine principale via un morceau de câble à 3 conducteurs.

La réalisation de la platine principale commencera de préférence par la mise en place des ponts de câblage grâce auxquels il a été possible de dessiner une platine simple face. On placera ensuite le reste des composants. Les régulateurs ne demandent pas de refroidissement forcé (radiateur) de sorte que l'on pourra les fixer directement sur la platine.

La face avant du boîtier dans lequel est placée la platine principale sera dotée des organes de commande, à savoir le potentiomètre P1, le bouton-poussoir S1 et l'inverseur-interrupteur S2.

On peut aussi envisager de placer la platine principale sous la plaque de mesure. Dans le côté du boîtier on disposera deux embases DIN (de caractéristiques différentes pour éviter les interversions malheureuses) destinée l'une à la liaison avec la platine de l'alimentation et l'autre à la communication avec le boîtier des organes de commande, P1, S1 et S2, comme mentionné précédemment.

La platine de l'alimentation n'appelle pas de remarque particulière. On choisira de préférence un transformateur et un relais de caractéristiques correspondant à celles données dans la liste des compo-

sants. Il est judicieux de placer l'alimentation dans un boîtier en plastique doté d'une fiche secteur incorporée. Ce boîtier intègre aussi une fiche secteur dans laquelle viendra s'enficher la prise de l'agrandisseur. L'éclairage de la chambre noire est relié au posemètre automatique via, soit une embase femelle euro, soit un câble secteur doté d'une bride anti-arrachement. Quelques essais et un rien d'ingéniosité en mécanique devraient permettre de mettre cette embase dans le boîtier elle aussi.

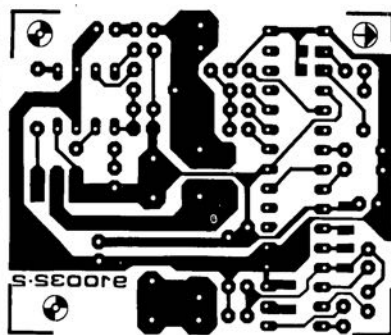
Une remarque en ce qui concerne cette embase DIN: il s'agit, dans le cas de l'alimentation, d'une embase encartable. Le boîtier sera doté d'un orifice permettant le passage de la fiche DIN correspondante.

Une fois terminée la réalisation des différentes platines et après leur avoir trouvé une place dans le coffret, il ne reste plus qu'à ajuster la position du potentiomètre P1 -servant, répétons-le, à la calibration du posemètre. On procédera à un certain nombre d'expositions de test jusqu'à trouver la position optimale de P1. Une fois que l'on aura trouvé la position fournissant les meilleurs résultats pour un papier donné, on pourra la repérer de manière à la retrouver facilement. Ce réglage ne sera plus modifié, jusqu'au jour où vous déciderez de changer de papier, auquel cas il vous faudra rechercher expérimentalement la nouvelle position de P1.

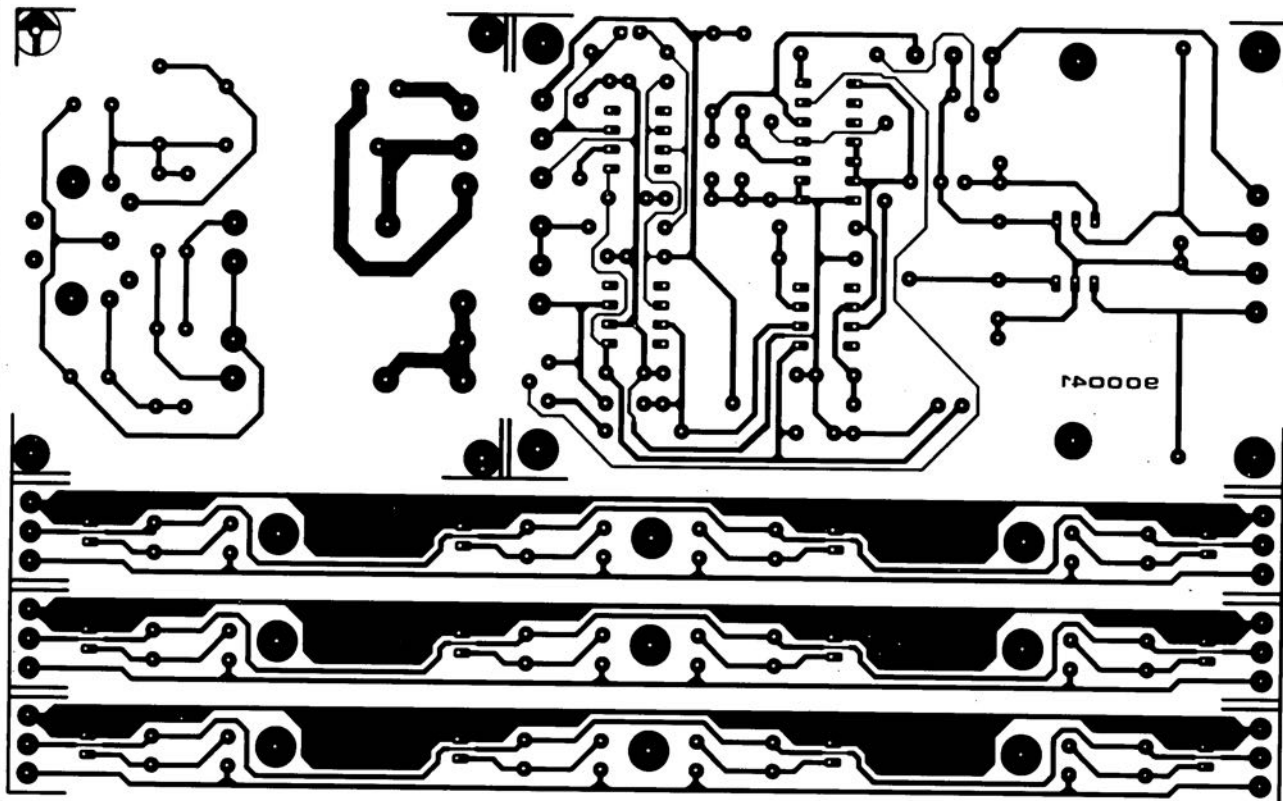


Vous voici possesseur d'un posemètre au rapport performances/prix très intéressant. Bonne chance pour vos prochains développements. ■

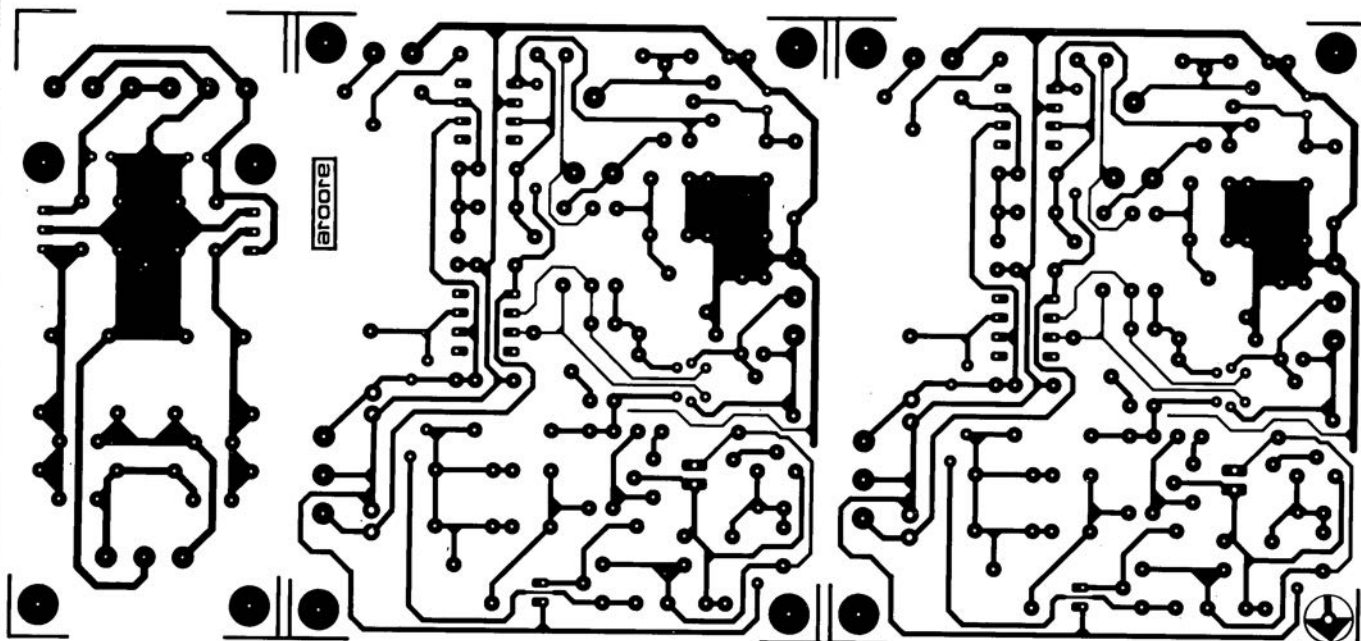
SERVICE



gradateur IR pour éclairage halogène: le récepteur

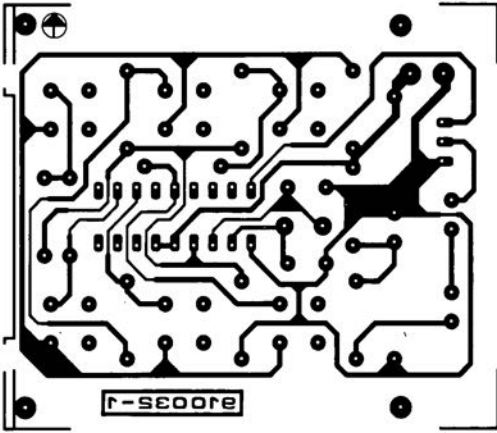


posemètre d'agrandissement multi-points

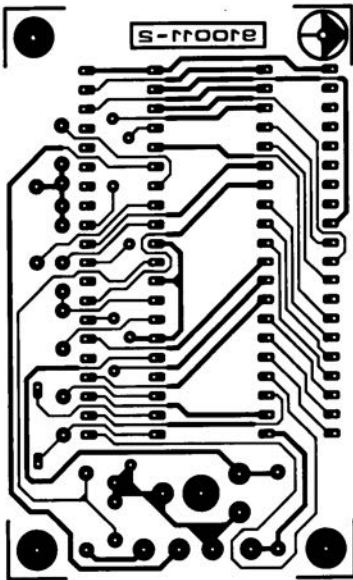


préamplificateur MC haut de gamme

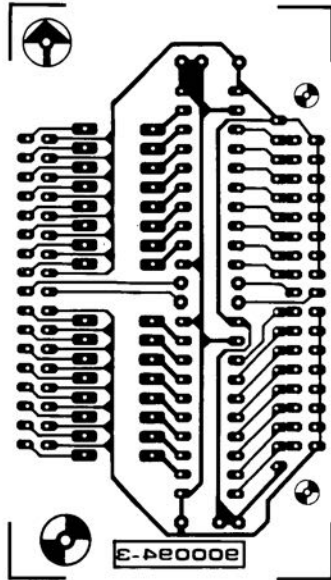
SERVICE



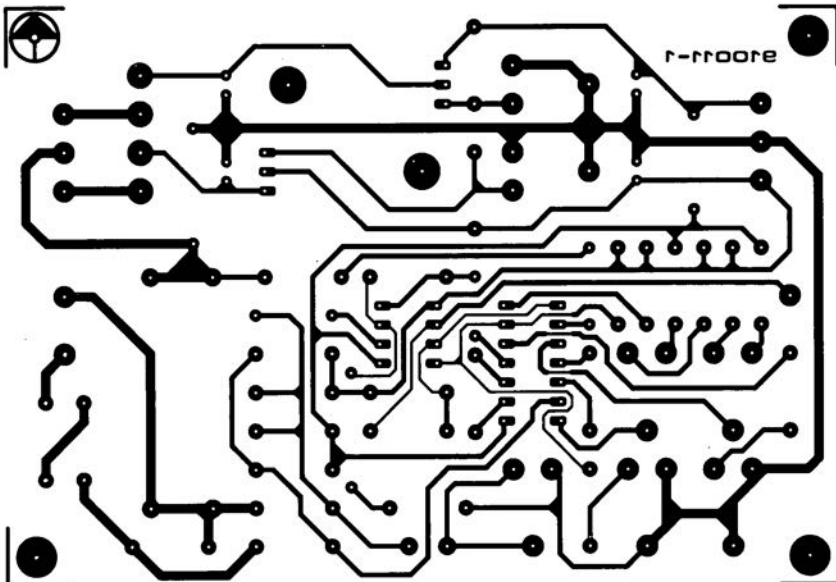
gradateur IR pour éclairage halogène: l'émetteur



wattmètre efficace: l'affichage



analyseur logique pour IBM et Atari-ST: la sonde



wattmètre efficace: le convertisseur

LE TORT

décodeur R.D.S. autonome
Elektor n°152, février 1991, page 65...

L'article incriminé n'indique pas très explicitement comment faire pour connecter l'afficheur à cristaux liquides à la carte du microprocesseur. Un coup d'oeil à la photo de la page 69 aura apporté une réponse partielle à cette question.

Les types d'afficheurs mentionnés dans la liste des composants possèdent 14 broches de connexion en une rangée de 14 ou 2 rangées de 7 broches. La solution la plus simple consiste à connecter l'extrémité libre du câble plat directement aux différentes broches de l'afficheur LCD. On pourrait, dans le cas d'une embase de 2 x 7 broches faire appel à un morceau de câble plat à 14 brins doté

d'un connecteur 2 x 7 points, mais cette approche se traduirait par des problèmes de mise en place de l'afficheur, ce connecteur se trouvant sur l'avant. Il n'est pas question de mettre le connecteur sur le dos de l'afficheur puisque cela se traduirait par une inversion "en miroir" du connecteur. Le point 1 du connecteur est normalement parfaitement identifié. Attention, dans le cas d'un connecteur 2 x 7, la numérotation se fait en quinconce. Il est possible ainsi de connecter directement le câble plat sans avoir à faire d'acrobaties.

L'autre extrémité du câble plat est dotée d'un connecteur 2 x 7 broches femelle de dimensions convenables. Les broches 1 de l'embase et du connecteur sont souvent identifiées par un petit triangle. L'embase comporte une

encoche de détrompage, le connecteur étant lui doté de l'ergot correspondant de sorte que l'on ne devrait pas pouvoir se tromper.

posemètre d'agrandissement multi-points

Elektor n°153, mars 1991, page 66

Il manque un condensateur à l'appel dans la liste des composants: C16, qui se trouve bien dans le schéma, est un 33 pF.

SIMCAD

Elektor n°154, avril 1991, page 21

IC1 à IC3 et IC8 à IC12 doivent être du type HCT en cas d'utilisation d'un 8031 ou d'un 8052-AH-BASIC.

wattmètre efficace

mesure de la puissance réelle



Il n'est pas évident de déterminer la "consommation" réelle d'un appareil électrique, quel qu'il soit. L'application de la loi d'Ohm classique $U \cdot I$ ne nous avance guère. Dès que l'appareil, dont on veut déterminer la consommation, présente un caractère en partie inductif ou capacitif – ce qui signifie qu'il existe un déphasage entre le courant et la tension – cette multiplication si simple perd tout intérêt. Dans ces conditions, on n'a rien sans peine n'est-ce pas, il faudra faire appel à une technique de mesure différente, adaptée à ce type de mesure. Rassurez-vous, le processus mis en oeuvre dans ce montage se contente de fort peu d'électronique: 4 circuits intégrés, il ne nous en faut pas plus.

C'est très précisément le déphasage entre le courant et la tension, introduit inévitablement par une charge complexe, quelle que soit sa structure, qui nous interdit de procéder à une mesure simple de la puissance en faisant appel à des instruments classiques, tels que voltmètre et ampèremètre. Il existe cependant une façon pour déterminer, mathématiquement, la puissance d'un appareil. Pour ce faire il faudra absolument connaître, ou mesurer, l'angle du déphasage pour le prendre en compte dans les calculs à effectuer.

Un autre problème surgit lorsqu'il s'agit d'une tension alternative non-sinusoidale. Chaque circuit qui fait appel à un découpage de phase (tel qu'un gradateur par exemple) fournit à la charge connectée une tension qui est loin d'être sinusoidale. Dans un tel cas, il reste possible de calculer la puissance, à condition pourtant de disposer d'une photo de l'écran d'un oscillo-

scope sur laquelle sont visibles les courbes essentielles. Vous l'aurez compris, ces deux exemples illustrent clairement qu'il existe de nombreux cas dans lesquels il est très imprécis, voire impossible pratiquement, de calculer simplement une puissance ou une consommation.

Il serait beaucoup plus facile de faire appel à un multiplicateur à quatre quadrants et à un petit ordinateur analogique qui détermine continuellement, et la tension aux bornes de l'appareil consommateur et le courant qui le traverse. Il faudra ensuite qu'il multiplie ces deux valeurs – en temps réel bien sûr – pour afficher finalement le résultat. Heureusement ces ordinateurs analogiques miniatures existent sous la forme de circuits intégrés bien pratiques.

Nous n'avons vraiment pas besoin de beaucoup plus que du multiplicateur. Pour réaliser un wattmètre effi-

Caractéristiques techniques:

- affichage de la puissance efficace réelle;
- affichage à cristaux liquides à 3 chiffres $\frac{1}{2}$;
- connexion aisée de tout appareil fonctionnant sous 230 V;
- présence de 2 calibres de mesure, avec résolution de 1 et 10 W respectivement;
- puissance maximale affichable: 3 500 W.

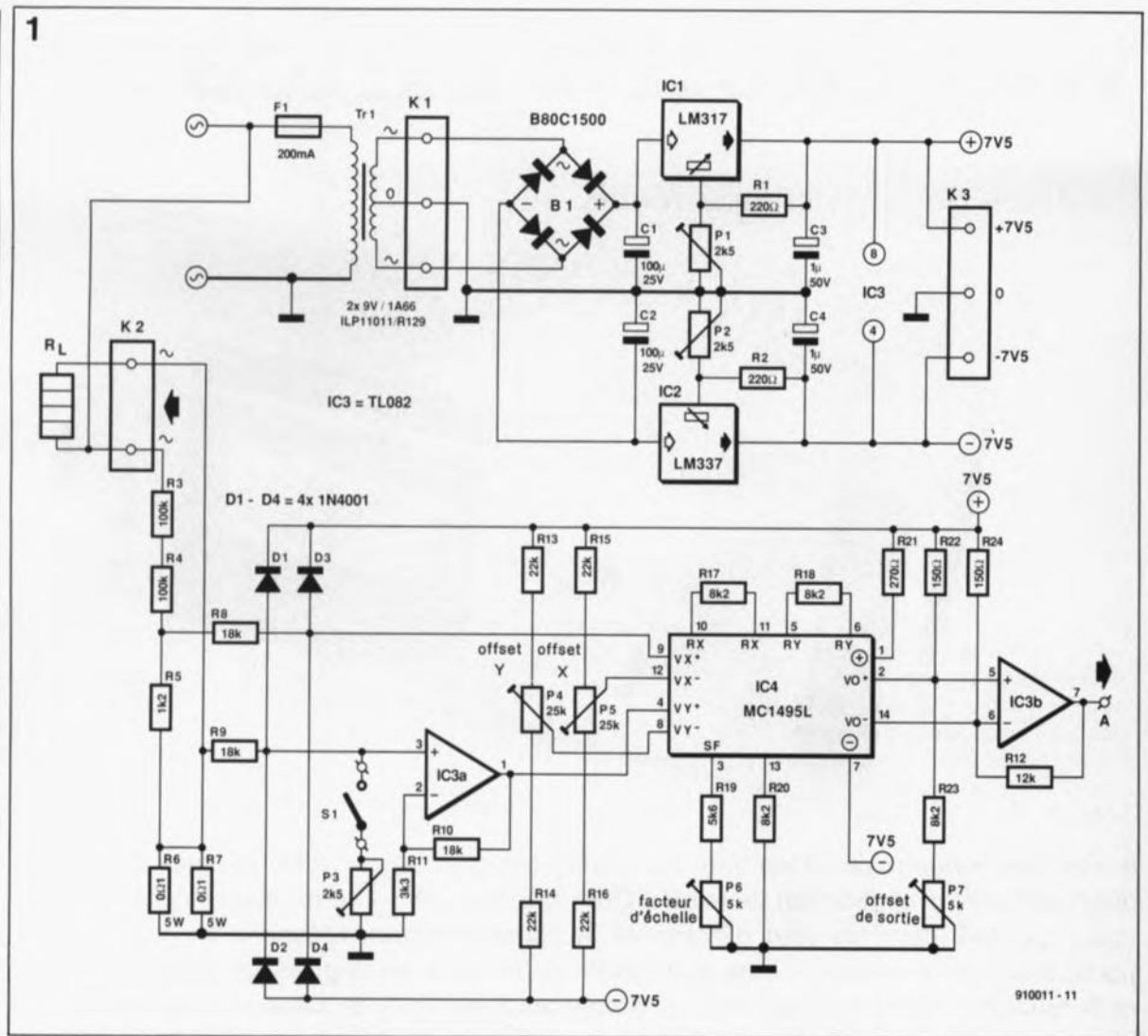
cace capable d'attaquer des charges jusqu'à 3 500 W, il suffit de lui adjoindre un diviseur de tension, deux amplificateurs opérationnels pour traiter le signal et quelques potentiomètres pour l'étalonnage.

L'électronique

de cet instrument de mesure tout neuf est de ce fait relativement simple et claire. La **figure 1** montre le circuit du convertisseur puissance/tension (P/U) et la **figure 2** celui de l'affichage à cristaux liquides.

Dans la partie gauche de la figure 1, la résistance R_1 , connectée au bornier K2, constitue une résistance

Figure 1. L'électronique du circuit de conversion puissance/tension réalisée à l'aide du circuit intégré multiplicateur MC1495L de Motorola.



de charge, représentant l'appareil consommateur connecté, un moteur électrique, une lampe, ou autre télévision. Prises en série avec cette charge on trouve les deux résistances shunt R6 et R7, qui sont, elles, montées en parallèle l'une avec l'autre. La chute de tension, proportionnelle au courant drainé par la charge, qui se produit aux bornes de cette résistance de 0Ω05/10 W, est amplifiée 6 fois, gain introduit par l'amplificateur opérationnel IC3a. Ce signal amplifié est appliqué ensuite à l'entrée VY+ du multiplicateur à 4 quadrants, IC4. L'interrupteur S1 placé en amont de l'amplificateur opérationnel sert à

choisir le facteur de multiplication permettant l'affichage de la valeur correcte.

En parallèle sur la charge cette fois, on trouve un diviseur de tension réalisé à l'aide des résistances R3 à R5. La tension divisée est dérivée du point nodal des résistances R4 et R5 pour être appliquée, à travers la résistance R8 de 18 kΩ, à l'entrée VX+ du multiplicateur. Ce n'est pas sans raison bien spécifique que la résistance supérieure du diviseur se compose de deux résistances distinctes de 100 kΩ chacune. Puisque la tension maximale admissible pour une seule résistance de

1/8 W est de 200 V nous avons opté, pour des raisons de sécurité, pour une mise en série de deux résistances.

Les diodes D1 à D4 ont une fonction de protection: elles se chargent de limiter le niveau de la tension appliquée aux entrées de IC3 et IC4 à une valeur inférieure ou égale à celle de la tension d'alimentation.

La figure 2 donne le circuit interne du multiplicateur. À l'aide des différences de tension existant entre les entrées VX d'une part et VY de l'autre, ce circuit produit la tension de sortie VO, répondant à la formule:

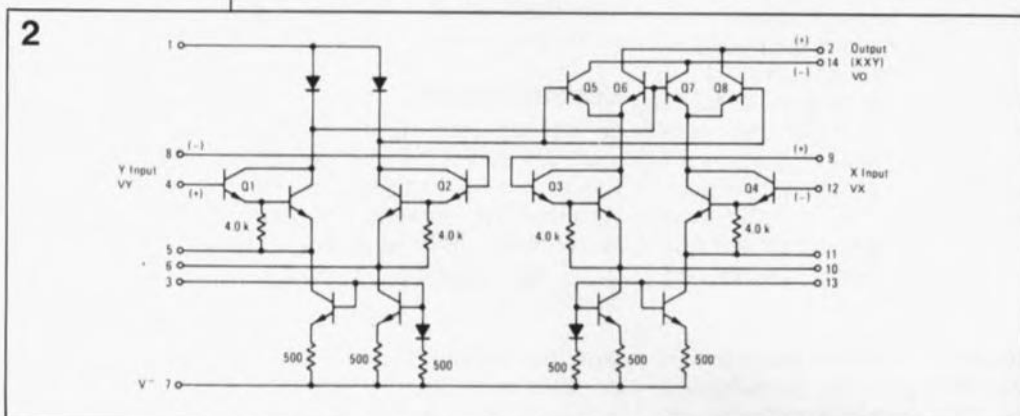
$$VO = k \cdot VX \cdot VY \quad [1].$$

La constante k est définie par l'intermédiaire des composants externes pris aux broches prévues à cet effet:

$$k = 2 \cdot R_L / RX \cdot RY \cdot I_3 \quad [2].$$

Dans notre circuit, la résistance R_L se compose des deux résistances de 150 Ω, R22 et R24, connectées à la sortie du circuit intégré IC4. RX et RY sont les résistances prises entre les broches 10/11 et 5/6 de ce même composant. Le courant I_3 de la

Figure 2. Structure interne du multiplicateur à 4 quadrants MC1495L (Source Motorola).



formule [2] est en fait le courant qui, de la broche 3 de IC4, s'écoule vers la masse. L'ajustable P6, "facteur d'échelle", permet de régler la taille de ce courant. Les ajustables P4 et P5 permettent d'appliquer aux entrées VX⁻ et VY⁻ une tension de décalage (offset) d'une valeur donnée, exerçant ainsi une certaine influence sur la différence de tension entre les paires d'entrées.

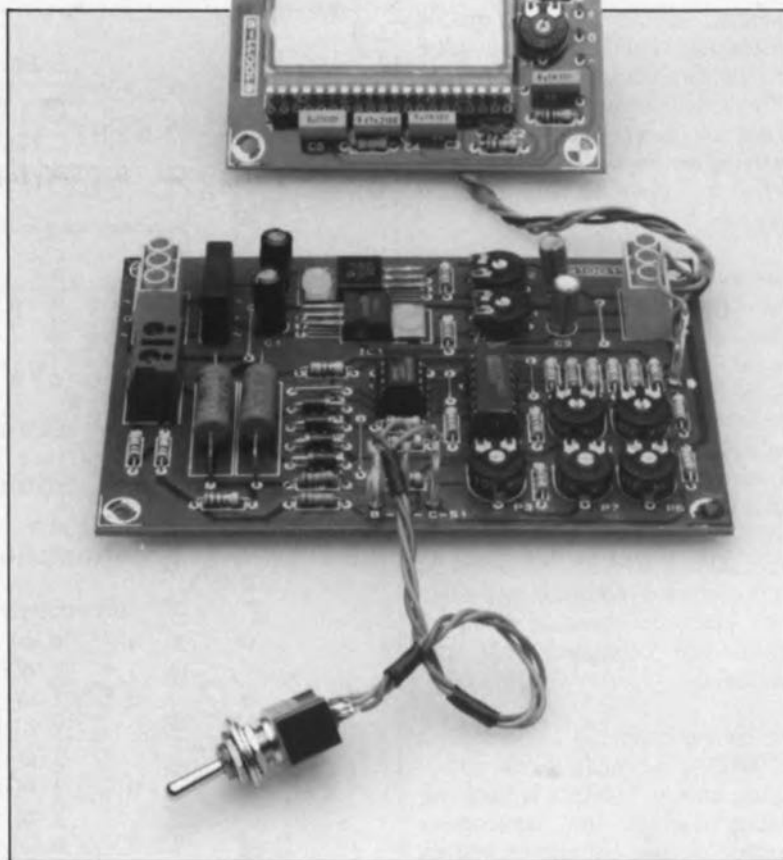
Le second amplificateur opérationnel, IC3b, sert à stocker et à amplifier le signal de sortie du multiplicateur avant que le signal n'attaque le circuit d'affichage de la figure 2. L'ajustable P7 sert à compenser la tension de décalage de la sortie.

IC1, un ICL7106, est à la fois un convertisseur analogique/numérique et un circuit de commande; il est chargé de la commande de l'afficheur à cristaux liquides, LCD1. Cette application standard ne nécessite, en plus du filtre passe-bas que constitue le réseau R/C R1/C1, que l'ajustable P1, le condensateur de référence C3 et deux réseaux R/C additionnels: le premier, R2/C2 est relié à l'oscillateur interne de IC1 et un second, R3/C4, est associé au circuit de la remise à zéro automatique.

Pour la réalisation du circuit de l'alimentation-secteur (figure 1) nous faisons appel à deux régulateurs de tension réglables, un LM317 et un LM337. Comparés aux régulateurs standard, ces deux types de régulateurs garantissent une meilleure stabilisation de la tension; l'utilisation de régulateurs ajustables est ici indispensable sachant qu'il faut fournir une tension d'alimentation parfaitement symétrique au circuit de conversion. C'est très précisément pour cette raison que les broches de réglage de la tension de ces deux composants sont reliées à la masse à travers deux résistances ajustables de 2kΩ5.

La sécurité avant tout

Lors de la réalisation et de la mise en coffret d'un circuit électronique relié directement au secteur, il est impératif, toujours, de prendre certaines précautions pour éviter tout risque d'entrée en contact de l'utilisateur avec la tension du secteur. Dans le cas de notre wattmètre, ce n'est pas tant des points de vue de l'implantation et de la soudure des composants sur les deux platines (figures 4 et 5) que l'on doit attendre des problèmes, les risques se trouvent plutôt du côté du câblage.



On dotera le câble du secteur, entrant par la face arrière du boîtier, d'un passe-câble et d'une bride anti-arrachement. Il est mieux encore d'utiliser une embase secteur mâle à encaster devant être prévue pour une puissance de, attention, 16 A !

Le câblage de la prise 220 V dans la face avant se fait à l'aide de fil de

câblage rigide isolé de 2,5 mm² de section. Il faudra ensuite, avant d'effectuer la soudure d'une connexion reliée au secteur, doter la liaison concernée d'un morceau de gaine thermo-rétractable que l'on glissera en place la soudure faite, ou encore, faute de mieux, d'un morceau de ruban adhésif isolant (de la bricole quoi...). Afin de

Exemplaire terminé de l'électronique du wattmètre. Il ne reste plus qu'à l'implanter dans le coffret et à le doter ensuite des connexions au secteur.

Figure 3. L'électronique du circuit de l'affichage est une application standard du fameux 7106 d'Intersil utilisée dans de nombreux instruments de mesure décrits dans Elektor.

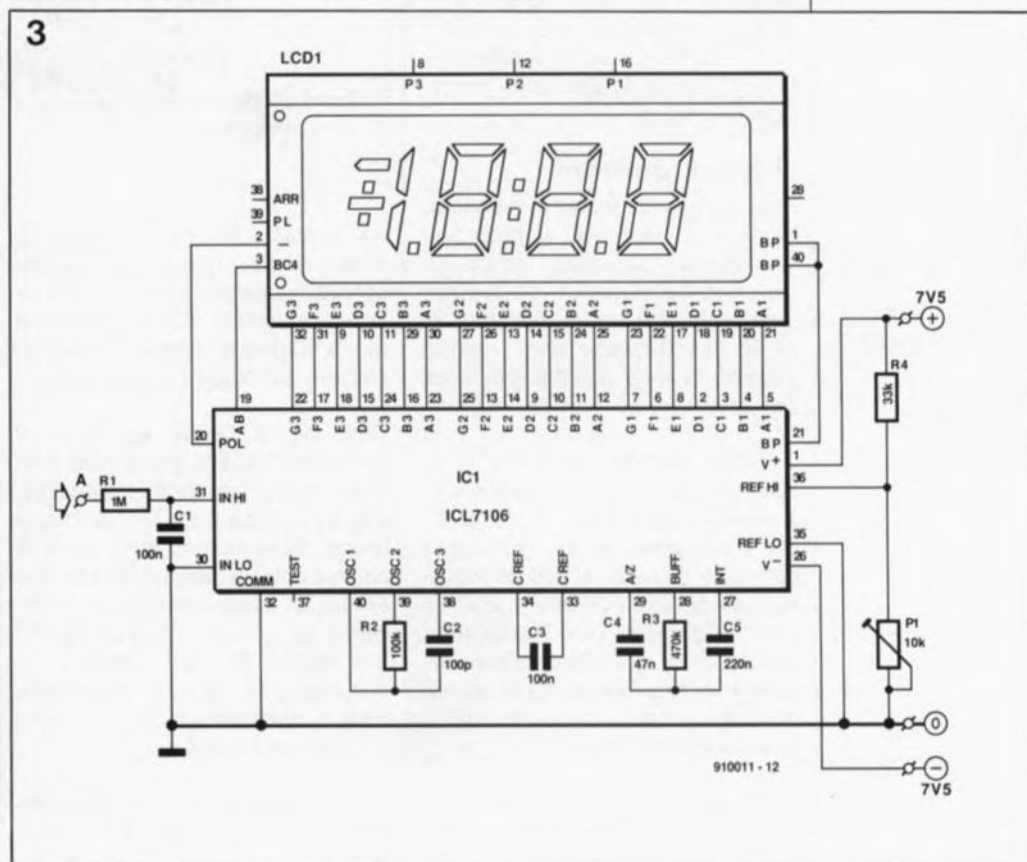


Figure 4. La représentation de la sériographie de l'implantation des composants du circuit de conversion montre nettement les six ajustables nécessaires à l'étalonnage de précision.

Figure 5. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants du circuit d'affichage à cristaux liquides à 3 chiffres 1/2.

Liste des composants du convertisseur

Résistances:

- R1, R2 = 220 Ω
- R3, R4 = 100 kΩ
- R5 = 1kΩ
- R6, R7 = 0Ω1/5 W
- R8 à R10 = 18 kΩ
- R11 = 3kΩ
- R12 = 12 kΩ
- R13 à R16 = 22 kΩ
- R17, R18, R20, R23 = 8kΩ
- R19 = 5kΩ
- R21 = 270 Ω
- R22, R24 = 150 Ω
- P1 à P3 = 2kΩ5 ajustable
- P4, P5 = 25 kΩ ajustable
- P6, P7 = 5 kΩ ajustable

Condensateurs:

- C1, C2 = 100 μF/25 V radial
- C3, C4 = 1 μF/63 V radial

Semi-conducteurs:

- D1 à D4 = 1N4001
- IC1 = LM317
- IC2 = LM337
- IC3 = TL082
- IC4 = MC1495L (Motorola)
- B1 = pont de redressement B80C1500

Divers:

- Tr1 = transformateur 2 x 9 V/1,66 A (tel que ILP 11011 par exemple)
- K1 à K3 = bornier encartable 3 contacts
- S1 = interrupteur simple
- F1 = fusible 200 mA à action temporisée

garantir, au cas où ... , que le disjoncteur automatique de votre installation électrique puisse remplir la fonction pour laquelle il est prévu, il est vital de relier toutes les parties métalliques du wattmètre à la ligne reliée à la prise de terre du câble secteur.

Les travaux mécaniques à effectuer sur le boîtier consistent, pour la face avant, à percer les orifices nécessaires à l'implantation de la prise 220 V, de l'afficheur à cristaux liquides, du sélecteur de facteur de multiplication. Si l'on veut disposer d'une visualisation de la présence de la tension d'alimentation, il faudra percer un orifice supplémentaire pour la LED "POWER" qui, dotée de sa résistance de limitation sera reliée à un endroit convenable du circuit (sortie du régulateur IC1 par exemple).

En ce qui concerne l'interrupteur "POWER", on utilisera de préférence, comme l'illustre la photo en début d'article, un interrupteur secteur double plat pris en aval du fusible F1.

La figure 6 montre le dessin de la face avant conçue pour ce montage; elle est disponible auprès des adresses habituelles.

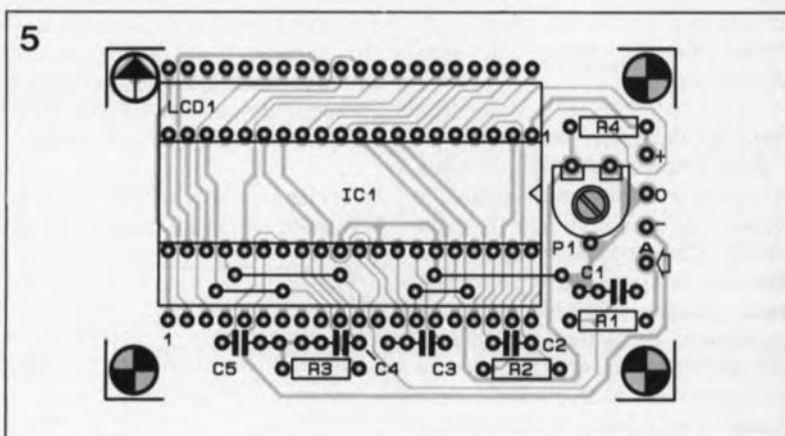
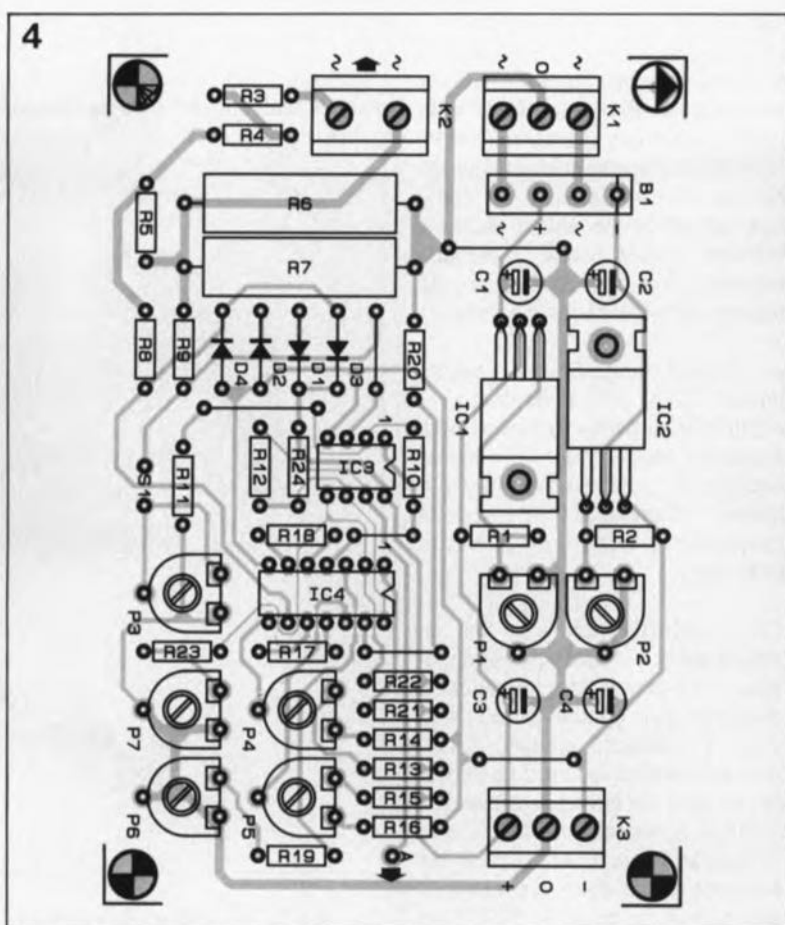
Il est important, pour finir, de disposer une plaquette de plastique de 3 mm d'épaisseur au minimum entre la face avant métallique du boîtier et l'afficheur à LCD. Il faudra de plus que cette plaquette de plastique soit au moins 3 mm plus grande en largeur et en hauteur que l'afficheur; cette plaquette fait à la fois office de fenêtre et de protection électrique.

Travaux délicats

Avant de pouvoir mettre le wattmètre efficace à l'épreuve, il nous faut procéder à l'étalonnage du circuit. La première étape de ce réglage consiste à jouer sur les ajustables P1 et P2 afin d'obtenir une symétrie parfaite de la tension d'alimentation qui devra être de + et de -7,5 V.

Il faudra ensuite connecter à la broche 3 de IC3a un générateur sinusoïdal fournissant un signal de 3 V d'amplitude à une fréquence comprise entre 50 et 200 Hz (décalage en tension continue = 0 V). Si vous ne disposez pas d'un générateur de signal sinusoïdal, un transformateur secteur fournissant au secondaire une tension alternative de 3 V fera également l'affaire.

Après avoir ponté la résistance R10 du couplage réactif de IC3, mis à la masse la broche 9 de IC4 et ouvert



les contacts de l'interrupteur S1, nous allons régler la tension continue présente à la sortie A à sa valeur minimale. (Il est important que la mesure de toutes les tensions se fasse par rapport à la masse !).

Ceci fait, il faudra appliquer la tension sinusoïdale à la broche 9 de IC4 et relier l'entrée de l'amplificateur opérationnel (la broche 3) à la masse. En se servant de la sortie A comme point de mesure, on effectue ensuite la compensation du décalage-Y par action sur l'ajustable P5. L'ajustable P7 sert alors à la compensation d'une éventuelle tension continue qui pourrait être présente au point A.

Pour continuer l'étalonnage du wattmètre, on connectera, à la prise prévue à cet effet, une charge

ohmique, telle qu'une ampoule 220 V/100 W par exemple. Il s'agit maintenant de calculer (pour la dernière fois rassurez-vous...) la puissance "consommée" par cette charge. Pour ce faire il faudra mesurer la tension aux bornes de cette charge et le courant qui la traverse à l'aide d'un multimètre (doté de préférence d'une fonction "true RMS", Root Mean Square = racine carrée moyenne, on dit aussi efficace vrai).

Tous ceux d'entre nos lecteurs qui voudraient en savoir plus en ce qui concerne la mesure de courants et de puissances pourront (re)lire le troisième article de notre série l'a b c de la mesure, publié dans le magazine du mois dernier.

Revenons au sujet de cet article, le

wattmètre efficace. À condition d'y avoir connecté une charge ohmique de 100 W, la tension continue au point A doit être de l'ordre de 100 mV (1 mV/W). Si cela n'est pas le cas, il suffit de jouer sur l'ajustable P6 pour régler le niveau de cette tension à la bonne valeur. L'ajustable P1 sur la platine de l'affichage sert ensuite à ajuster le circuit intégré 7106 de façon à ce que la valeur affichée corresponde exactement à la valeur calculée.

Il ne plus reste enfin qu'à effectuer l'étalonnage de la seconde page de mesure, on pourrait presque dire du second calibre, du wattmètre. Pour


ce faire, il faudra fermer les contacts de l'interrupteur S1 et jouer sur l'ajustable P3 afin d'obtenir au point A une tension dont la valeur soit le dixième de la valeur calculée au préalable.

Ça y est, vous voici à nouveau en possession d'un nouvel instrument de mesure et de test de la série bleue d'"Elektor" !

Une dernière vérification du fonctionnement correct de cet instrument de mesure tout neuf consiste à le brancher en série entre le secteur et un appareil dont on connaît la consommation exacte. Rien de plus facile que de vérifier que la valeur

affichée par le wattmètre efficace correspond bien à celle de la consommation "connue", n'est-ce pas.

Remarque importante: Attention: il nous faut insister encore sur le fait que la **puissance maximale mesurable par ce wattmètre est de 3 500 W !**

L'erreur de la valeur affichée reste toujours, même dans une situation défavorable (c'est le moins que l'on puisse dire), que constitue le branchement d'une charge fortement inductive ou capacitive par exemple, inférieure à 5%. 

Liste des composants de l'affichage

Résistances:

R1 = 1 MΩ

R2 = 100 kΩ

R3 = 470 kΩ

R4 = 33 kΩ

P1 = 10 kΩ ajustable

Condensateurs:

C1, C3 = 100 nF

C2 = 100 pF

C4 = 47 nF

C5 = 220 nF

Semi-conducteurs:

IC1 = 7106 (Intersil)

Divers:

LCD1 = affichage

numérique LCD à

3 chiffres ½

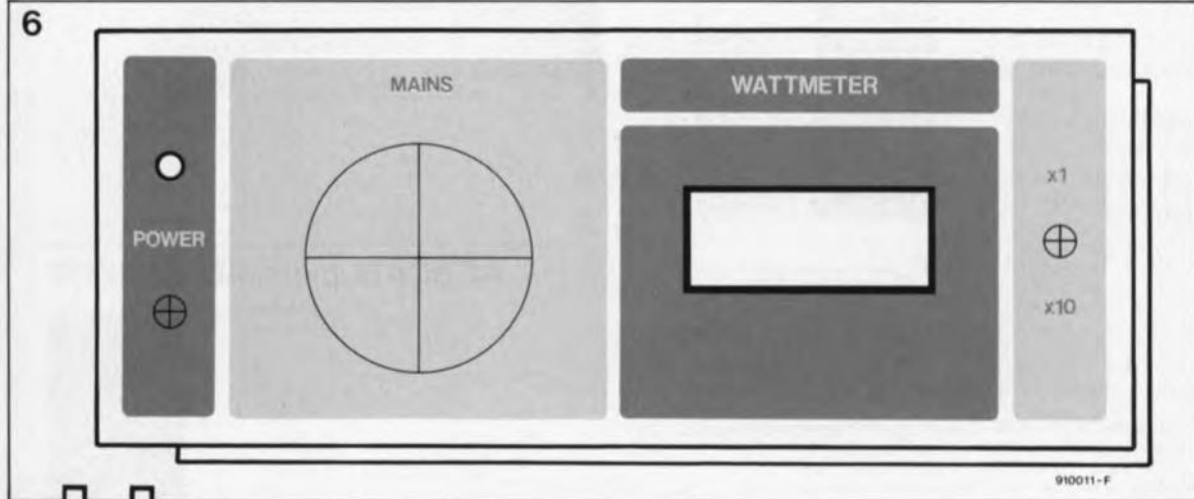
éventuellement boîtier

200 x 180 x 80 mm

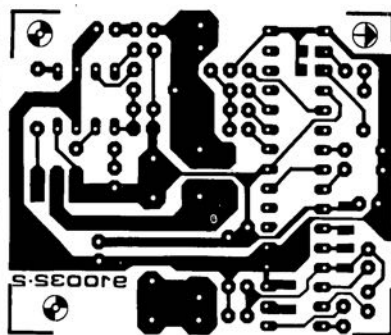
(tel que Telet

LC-850)

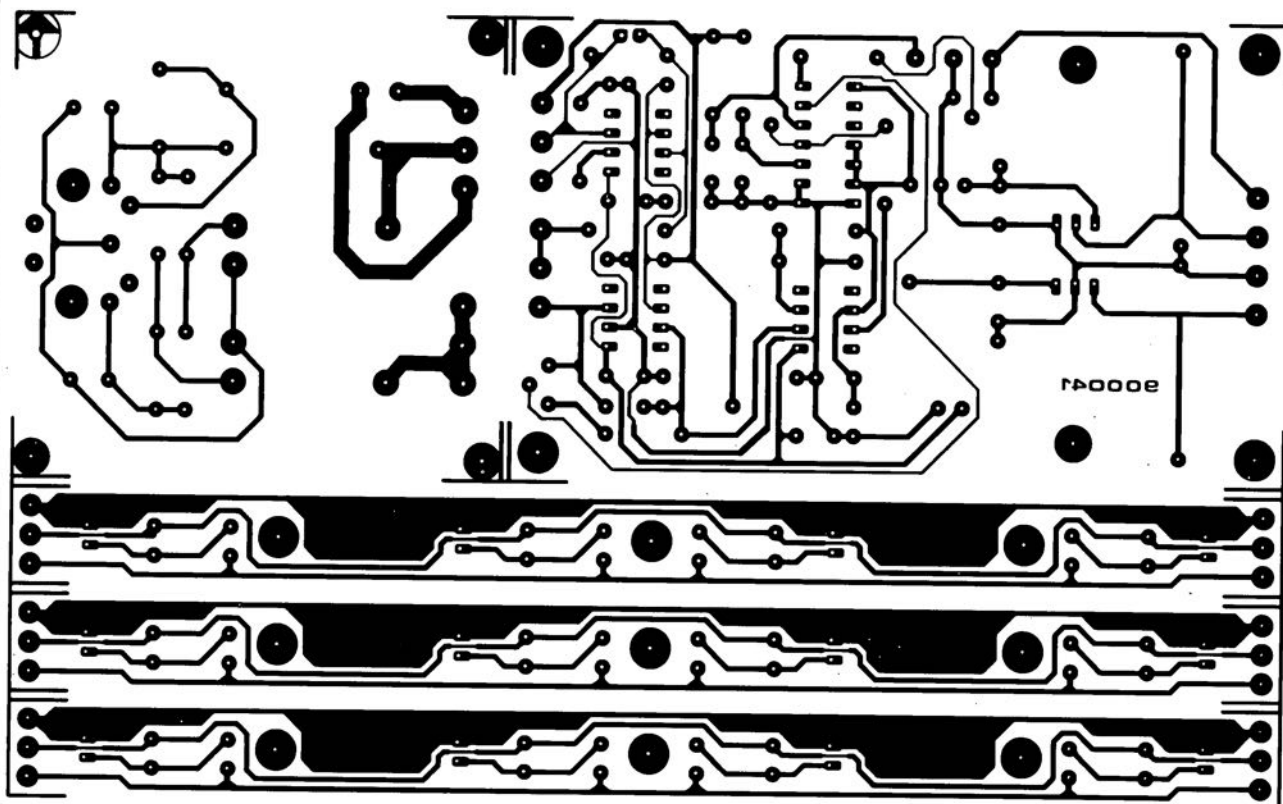
Figure 6. Représentation (à 70% de sa taille réelle) de la face avant auto-collante qui donnera à votre wattmètre efficace une finition professionnelle, digne de la série "bleue" des instruments de test et de mesure d'Elektor.



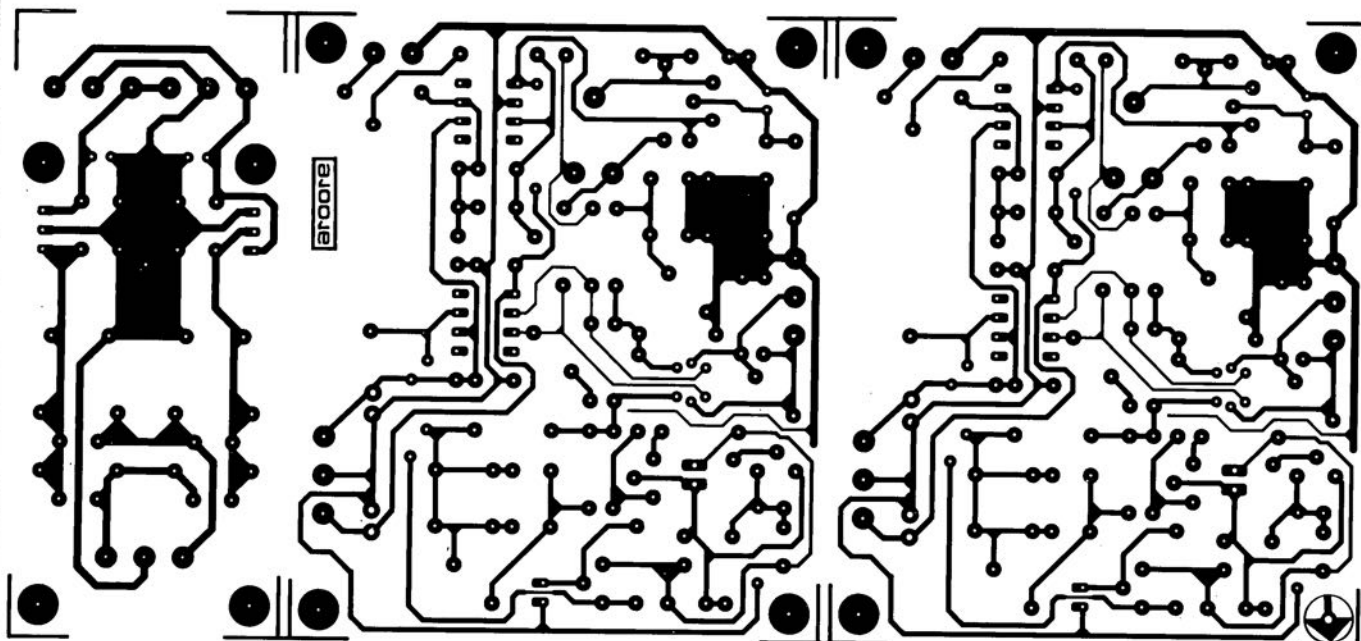
SERVICE



gradateur IR pour éclairage halogène: le récepteur

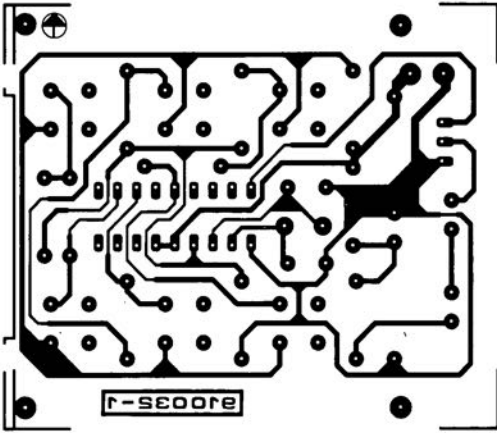


posemètre d'agrandissement multi-points

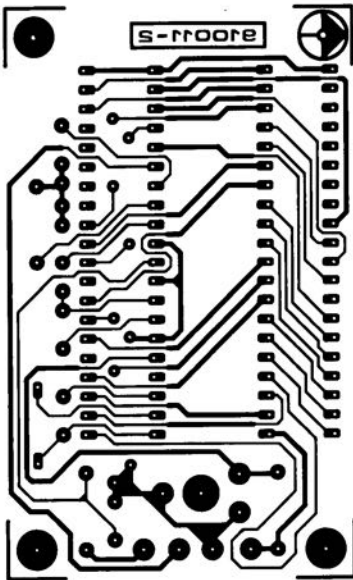


préamplificateur MC haut de gamme

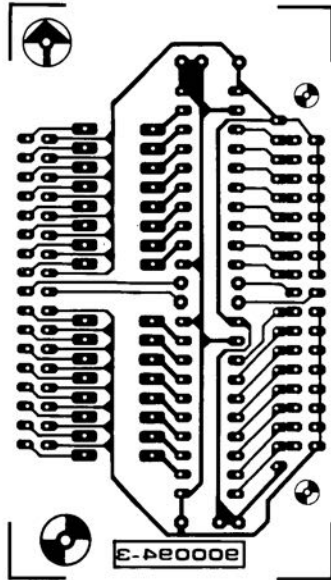
SERVICE



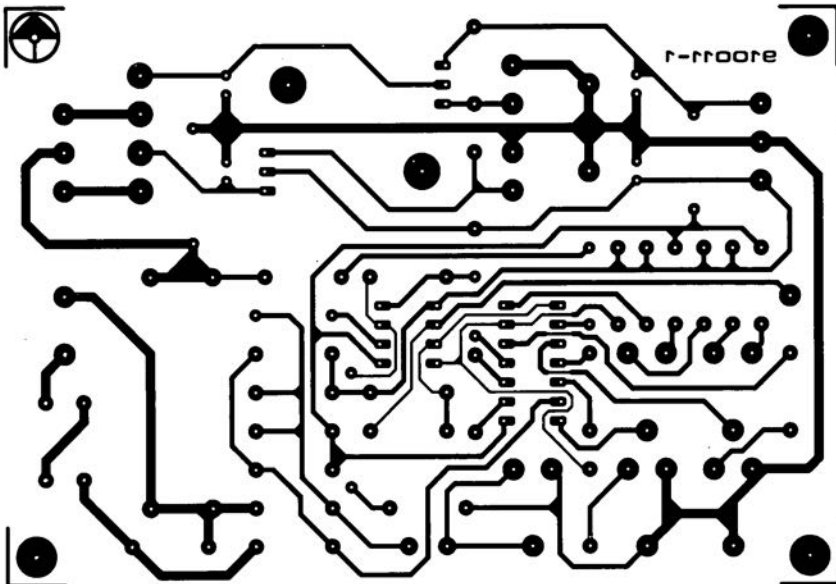
gradateur IR pour éclairage halogène: l'émetteur



wattmètre efficace: l'affichage



analyseur logique pour IBM et Atari-ST: la sonde



wattmètre efficace: le convertisseur