

sommaire

MONTAGES PRATIQUES	36	Epouvantail électronique
	40	Filtre secteur antiparasites
	44	Loterie électronique
	50	Régie de lumière
MICROPROCESSEURS	71	Couplage d'une imprimante
IDEES	81	Presse technique internationale
TECHNOLOGIE	85	Emploi des cellules solaires
SACHONS MESURER	92	Utilisation du décibel
DIVERS	77	Caractéristiques et équivalences des transistors
	133	Répertoire des annonceurs

Notre couverture : Un montage générateur d'ultra-sons peut permettre d'éloigner certains animaux indésirables.
Cliché Max Fischer.

Ont participé à ce numéro :
F. de Dieuleveult, P. Gueulle, F. Juster, A. Lefumeux, G. Lelarge, J.-L. Plagnol, W. Sorokine.

Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200-33-05

Radio Plans décline toute responsabilité
quant aux opinions formulées dans les articles,
celles-ci n'engageant que leurs auteurs

Les manuscrits publiés ou non
ne sont pas retournés

Président-directeur général
Directeur de la publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Rédacteur en chef :
Christian DUCHEMIN

Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE

Courrier technique :
Odette Verron

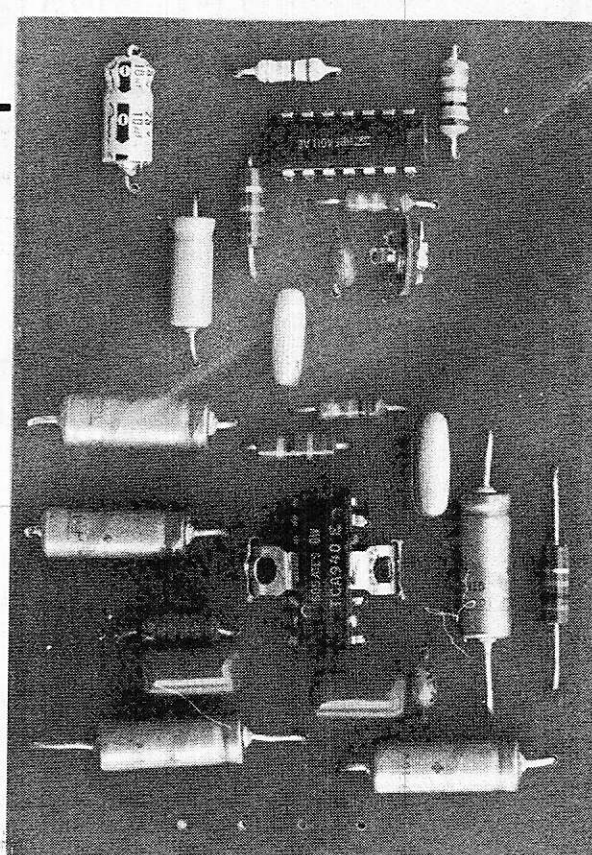
Tirage du précédent numéro
104 000 exemplaires
Copyright © 1979
Société Parisienne d'Edition



Publicité : Société Parisienne d'Edition
Département publicité - **Mlle A. DEVAUTOUR**
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19
Tél. : 200-33-05

Abonnements
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **55 F** - Etranger : 1 an **70 F**
Pour tout changement d'adresse, envoyer la
dernière bande accompagnée de 1 F en timbres
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro
de compte pour les paiements
par chèque postal

Chacon connaît les antimoustiques électroniques, petits gadgets fort simples et d'une utilité certaine en diverses périodes de l'année. Le principe de ces appareils consiste à émettre un son extrêmement désagréable pour le moustique mais fort heureusement inaudible pour l'homme. Le but de ces pages est de tenter d'étendre ce principe à d'autres animaux dont la présence est indésirable en un lieu donné. Initialement construit dans le cadre de la lutte contre les rongeurs, l'appareil possède de larges possibilités de réglage, ce qui permet d'expérimenter sur d'autres espèces animales, (oiseaux, chiens, chats, etc...).



Le module câblé, partie amplificateur et modulation.

EPOUVANTAIL électronique

PRINCIPES DE BASE :

Conformément à ce que nous venons d'annoncer, le problème se résume à émettre une onde sonore (dans le sens le plus général du terme) capable d'indisposer ou d'effrayer l'animal considéré sans toutefois occasionner de gêne notable à l'entourage habituel.

On peut au premier abord envisager l'emploi des ultrasons, et des infrasons. Cependant, ces derniers posent un problème au niveau de l'encombrement des transducteurs et, de plus, se traduisent par des effets secondaires néfastes sur les humains. Les ultrasons de fréquence comparables à des sons audibles pour pouvoir être traités comme tels (utilisation d'amplificateurs BF classiques, et de tweeters courants comme transducteurs). Parfaitement inoffensifs et inaudibles pour l'homme, ils sont cependant perçus par la majorité des animaux de petite taille. En effet, un système auditif de petites dimensions présente une « fréquence de coupure haute plus élevée. Situés dans l'extrême aigu (pour les animaux) ces « sons »

sont ressentis comme franchement désagréables et entraînant une réaction bien compréhensible : la fuite. Toutefois, une certaine accoutumance pouvant survenir à la longue, il apparaît souhaitable de moduler, dans une certaine mesure, l'amplitude et la fréquence du signal diffusé.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

La **figure 1** montre que l'appareil se compose principalement de deux parties : — un amplificateur BF capable de délivrer quelques watts, donc d'assurer la couverture de vastes locaux (caves, garages, extérieur...) au moyen d'un ou plusieurs tweeters. Son schéma de principe est celui préconisé par SGS/ATES, fabricant du TCA 940 E utilisé, à ceci près que les contre-réactions et compensations en fréquence ont été légèrement modifiées pour permettre un fonctionnement sans accrochages au dessus de 20 kHz. Pour la même raison, le conducteur de sortie n'est qu'un 100 μ F malgré une charge de 4 Ω (valeur normale 1000 Ω F au moins).

— Un générateur de signaux ultrasonores modulés, utilisant deux multivibrateurs : le premier délivre des créneaux TBF (0,5 Hz environ) qui sont « amollis » par un réseau RC 22 k Ω /2,2 μ F avant d'attaquer l'entrée d'autorisation d'un second relaxateur dont la fréquence nominale peut être réglée par un ajustable de 50 K Ω dans une très large plage autour de 20 kHz.

Le fait que l'entrée de commande reçoive un signal « amolli » en lieu et place des niveaux logiques habituels se traduit par le fait que la fréquence émise varie quelque peu aux alentours des points de commutation. Ceci allié au caractère intermittent de l'émission évite en grande partie l'accoutumance des animaux, au prix toutefois de l'audition d'un léger « clock » toutes les deux secondes environ. Dans les cas où ce « clock » s'avérerait gênant, il suffirait de supprimer purement et simplement le 2,2 μ F pour obtenir une réduction notable de ce bruit parasite.

La **figure 2** donne l'allure du signal généré par ce montage, n'utilisant qu'un simple boîtier CMOS de type 4011. En sortie du générateur, les signaux sont ap-

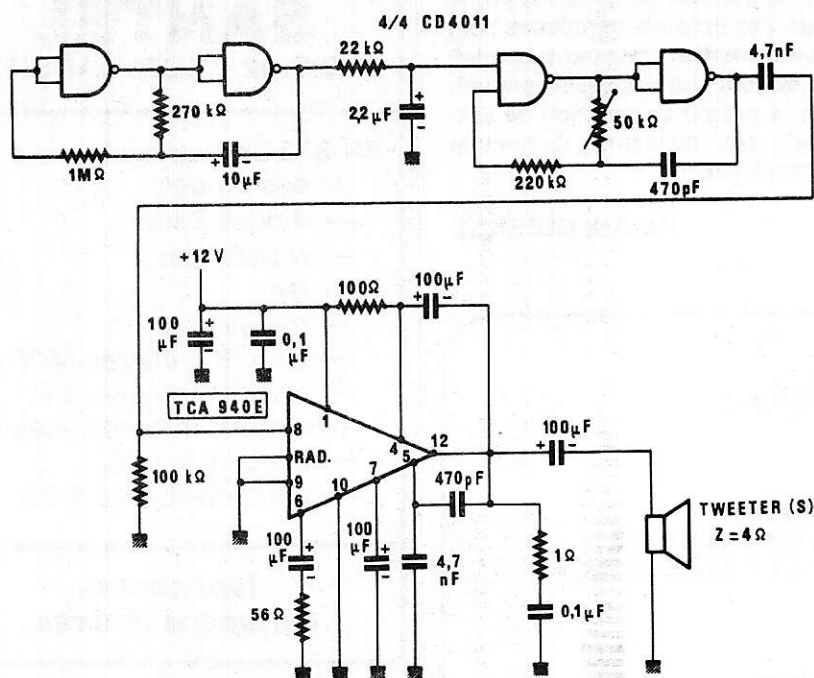


Figure 1 : Schéma de principe.

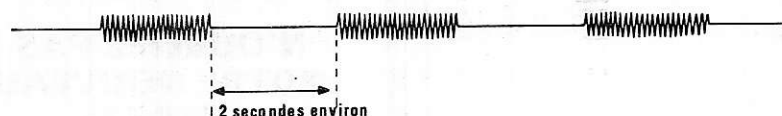


Figure 2 : Aspect du signal généré par le montage.

proximativement rectangulaires. Par le jeu de différents circuits RC et surtout de la bande passante limitée de l'ampli de puissance, on retrouve un signal triangulaire aux bornes du tweeter, comme représenté en figure 2. Ceci est plus favorable à un fonctionnement continu, qui ne pose par ailleurs aucun problème étant donné le large dimensionnement de l'amplificateur.

REALISATION PRATIQUE

Le montage complet peut se loger sur un seul circuit imprimé dont la figure 3 donne le tracé. Ses dimensions de 105 x 75 mm environ permettent de recourir à un artifice évitant l'emploi d'un dissipateur pour le TCA 940 E : en effet, deux larges surfaces de cuivre sont ménagées de part et d'autre du boîtier, ce qui permet d'y souder, à travers deux petites fenêtres, les deux ailettes du circuit intégré. C'est donc de la sorte le circuit imprimé lui-même qui joue le rôle de refroidisseur. Les fentes seront obtenues par juxtaposition de trous de $\varnothing 1$ mm dont on abattra les séparations au moyen du même foret que celui suivant au perçage (voir figure 5). Le reste du montage ne pose aucun problème : il suffit de suivre le plan de câblage de la figure 4.

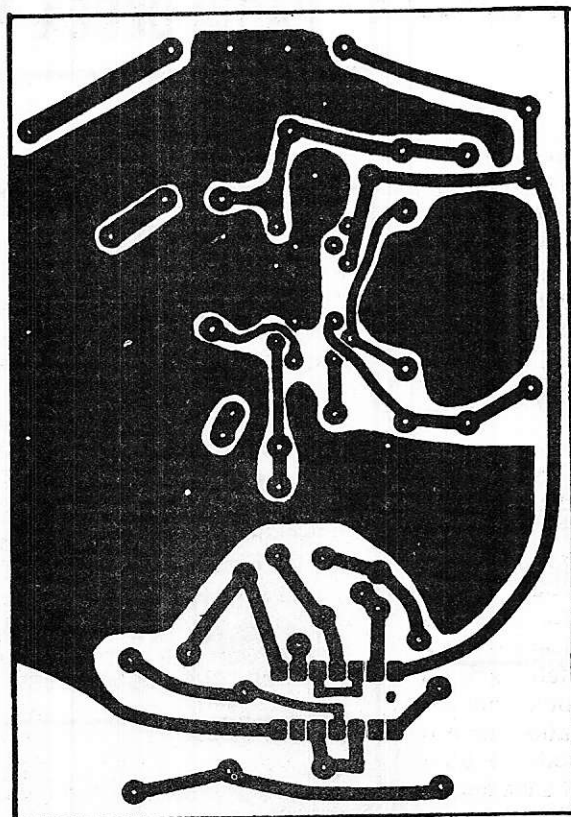


Figure 3 : Circuit imprimé.

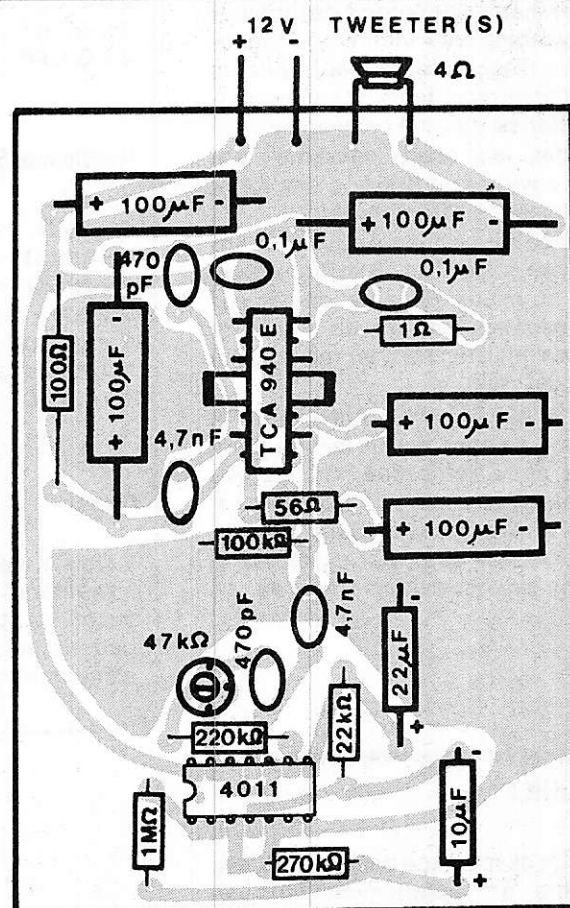
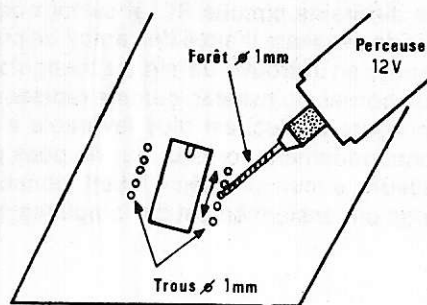


Figure 4 : Plan de câblage.



les animaux domestiques) et sans risque pour l'environnement, ce qui n'est pas le cas lorsque des produits chimiques sont mis en œuvre (mort aux rats par exemple). Il est bien évident que des essais préliminaires sont à prévoir en fonction de l'espèce animale visée, de façon à obtenir une efficacité maximale.

Patrick GUEULLE

Nomenclature :

Semiconducteurs :

1 x TCA 940 E SGS/ATES
1 x HBF 4011 BE/AE SGS/ATES

Condensateurs :

chimiques 16 v
1 x 2,2 μ F
1 x 10 μ F
5 x 100 μ F

céramique on mylar

63 à 400 V
2 x 470 pF
2 x 4,7 nF
2 x 0,1 μ F

Résistances 5 % 1/4 w :

1 x 1 Ω
1 x 56 Ω
1 x 100 Ω
1 x 22 k Ω
1 x 100 k Ω
1 x 220 k Ω
1 x 270 k Ω
1 x 1 M Ω

Divers :

1 résistance ajustable 50 k Ω
1 tweeter 4 Ω 20 kHz minimum.
1 circuit imprimé.
batterie ou pile 12 V (éventuellement alimentation secteur).

Figure 5 : Exécution des fentes pour montage du TCA 940 E sans dissipateur.

MISE EN SERVICE-REGLAGE :

Le montage est prévu pour commander un ou plusieurs tweeters, que l'on aura choisi de fréquence supérieure aussi élevée que possible (plus de 20 kHz). L'impédance résultante doit être voisine de 4 Ω . Une valeur supérieure ne permettrait pas d'obtenir, sous 12 V, une puissance notable, alors qu'une valeur inférieure mettrait en danger le circuit intégré. Une bonne solution consiste à utiliser deux tweeters de 8 Ω très ordinaires en parallèle, espacés de quelques mètres, de façon à désorienter encore davantage les « victimes ». Signalons dès à présent que les haut-parleurs miniatures pour récepteurs, magnétophones, interphones, etc... ne conviennent absolument pas, leur bande passante étant limitée aux environs de 10 kHz. L'emploi de véritables tweeters est impératif.

Le montage sera alimenté sous une tension comprise entre 12 et 16 volts (batterie de voiture ou mieux alimentation secteur car la consommation est de plusieurs centaines de milliampères, en raison de la puissance délivrée).

Le seul réglage est celui de la fréquence ultrasonore. La bonne valeur résulte d'un compromis entre l'efficacité sur une espèce animale déterminée et la réduction de la gêne à l'environnement. Dans un lieu désert comme une cave, par exemple, le problème ne se pose évidemment pas.

CONCLUSION :

L'intérêt de ce montage peu coûteux est de permettre un éloignement efficace d'animaux indésirables sans dommages pour eux (d'où une possibilité d'action sur

SANTEL

B.P. 32 - 77370 NANGIS

EN STOCK aux meilleurs prix :

- des diodes,
- diodes Zener,
- résistances,
- led,
- transistors,
- circuits intégrés MOS,
- circuits intégrés TTL,
- circuits intégrés linéaires,
- fusibles 5 x 20,
- porte-fusibles 5 x 20.

*tarif contre
enveloppe timbrée.*

**N'OUBLIEZ PAS
NOTRE NOUVEAU
CEDEX**

**75940
PARIS CEDEX 19**

SYSMIC

72, rue de Nancy,
44300 NANTES

**composants pour
micro-amateurs**

microprocesseurs - mémoires
afficheurs - claviers - touches
circuits intégrés, etc.

— LES PRIX LES PLUS BAS —
REMPLEZ ET ENVOYEZ-NOUS CE
BON POUR UNE LISTE COMPLETE
DE TOUTS NOS ARTICLES

NOM

ADRESSE

.....

LE 935 NOUVEAU MULTIMÈTRE DIGITAL 2000 Pts

QUALITÉ ET PRÉCISION
PROFESSIONNELLES

UN PRIX GRAND PUBLIC

945 F

- 2000 Pts • 3 1/2 Digits
- Précision 1.10^{-3} un an
- Résol $100 \mu\text{V}$ - $100 \text{ m}\Omega$ - $1 \mu\text{A}$
- 6 Fonctions - 29 Gammes
- Protection 1000 volts
- Affichage LCD de 13 mm très contrasté
- Autonomie 200 heures

ET EN OPTION :

SONDES TEMPÉRATURE - THT - RF 700 MHz etc... pour le 935

EUROTRON
INSTRUMENTATION ET SYSTEMES

34, Avenue Léon-Jouhaux, ZI 92167 ANTONY Cedex, Tél. 668 10-59 (5 lignes)



- LE PLUS PRÉCIS
DES 2000 Pts
DU MARCHÉ
- LE PLUS LISIBLE
- LE PLUS PRATIQUE
- LE MIEUX PROTÉGÉ
- LE MOINS CHER

DATA PRECISION

LE 938 CAPACIMÈTRE DE PRÉCISION...

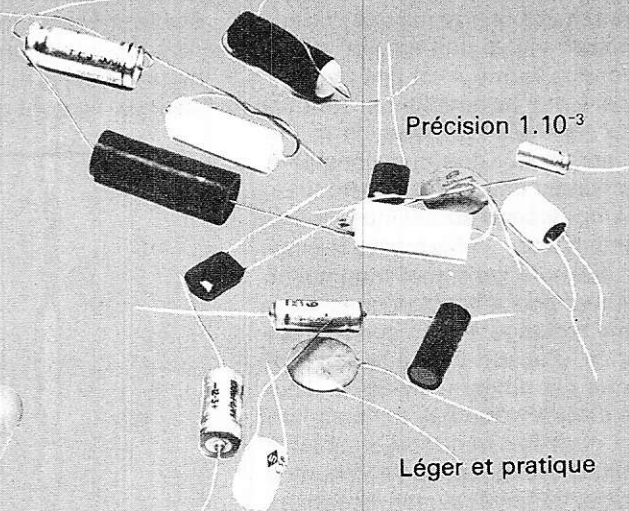
PLAGE : 0.1 pf à $2000 \mu\text{F}$

AFFICHAGE LCD 13 mm très contrasté

Technique
Brevetée
par mesure
 $\frac{\Delta Q}{\Delta V}$

Autonomie 200 heures

EUROTRON
INSTRUMENTATION ET SYSTEMES



Précision 1.10^{-3}

Léger et pratique

...EST ÉCONOMIQUE **975 F HT**

34, Avenue Léon-Jouhaux, ZI 92167 ANTONY Cedex, Tél. 668 10-59 (5 lignes)

Les problèmes de parasites constituent l'une des « bêtes noires » des électroniciens travaillant aussi bien en milieu industriel que domestique. C'est presque toujours le réseau de distribution électrique qui sert de chemin privilégié aux parasites voire même d'antenne leur permettant de perturber des appareils à alimentation autonome.

Dans le premier cas, un « nettoyage efficace de la tension secteur donne souvent de bons résultats, mais dans le second, c'est à la source même qu'il convient de disposer un système de filtrage. Le dispositif que nous allons décrire peut être employé dans ces deux cas de figure.

Filtre secteur antiparasites

I) POSITION DU PROBLEME :

L'origine la plus courante des parasites se situe au niveau des commutations rapides de courants tant soit peu importants ou même franchement faibles lorsque la charge est réactive. Les commutations de courant secteur ne sont pas les seules à générer des parasites : il faut également mettre en cause tous les éléments de commutation faisant partie d'un équipement donné. Contacts d'interrupteurs ou de relais, ronfleurs, sonneries mais aussi transistors, thyristors, triacs, et même diodes. Bien des tubes à gaz et notamment les éclairages fluorescents présentent des non-linéarités suffisantes pour créer des parasites notables. En effet, le fond du problème se situe à ce niveau : dès lors que dans un circuit existe une tension ou un courant donc la forme n'est pas sinusoïdale, il existe des **harmoniques** dont les fréquences sont des multiples de la fréquence fondamentale du signal considéré. Ces harmoniques atteignent des fréquences et des amplitudes d'autant plus élevées que la forme d'onde s'éloigne de la sinusoïde. Par exemple, un signal triangulaire contient assez peu d'harmoniques alors qu'un signal rectangulaire en contient davantage et ce, d'autant plus que son rapport cyclique est différent de 50 %. Tout front raide s'avère donc très riche en harmoniques, dont les fréquences peuvent dépasser plusieurs centaines de MHz, d'où les parasitages observés sur les récepteurs TV par exemple. En effet, si un harmonique de fréquence 100 Hz ne peut se propager bien loin, en revanche, dès que le domaine de la HF est atteint, on constate des phénomènes de couplage capacitif et de rayonnement qui permettent au parasite de se propager parfois à très grande dis-

tance, en se jouant des obstacles tels qu'un transformateur ou qu'un espace de quelques millimètres entre deux fils. Des parasitages violents peuvent par exemple passer par effet capacitif des fils du secteur à une ligne de haut-parleur, traverser amplis de puissance et alimentation pour attaquer « favorablement » l'entrée d'un préampli BF ou d'un récepteur radio.

Les parasites de forte puissance tels que ceux générés par un variateur de puissance à triac peuvent trouver une excellente antenne, dans les fils du secteur et rayonner, à des distances souvent étonnantes, dans de simples récepteurs de poche pourtant alimentés sur pile.

Tout ceci montre bien l'intérêt majeur que présente l'antiparasitage à la source de tout perturbateur potentiel électrique, électromécanique ou électronique. Hélas, un antiparasitage soigné coûte cher en fabrication et les normes officielles, déjà peu sévères, ne sont que rarement respectées

de façon satisfaisante. De plus, comme la recherche de la source d'un parasitage est presque toujours vouée à l'échec en raison des multiples chemins de propagation envisageables, il est souvent nécessaire de prendre des mesures « d'assainissement » au niveau de l'appareil perturbé, faute de pouvoir agir sur le perturbateur.

L'action la plus efficace et la plus simple consiste à disposer un filtre spécial sur la ligne d'alimentation de l'appareil. Nous allons donc traiter maintenant de la réalisation d'un tel filtre.

II) LE SCHEMA DE PRINCIPE :

La **figure 1** montre que le schéma électrique est fort simple. En effet, les seules difficultés de conception s'attachent aux dimensions précises des éléments du montage.

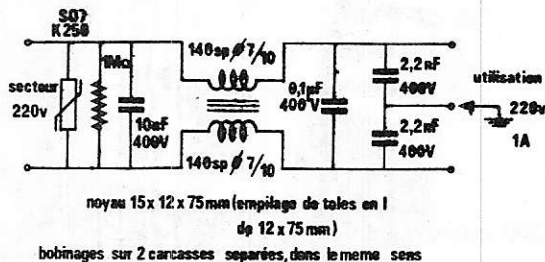


Figure 1 : Schéma de principe (noyau 15 x 12 x 75 mm, empilage de tôles en I de 12 x 75 mm, bobinage sur 2 carcasses séparées (dans le même sens).

Le filtrage s'effectue en plusieurs étapes :

- Un varistor de tension nominale 250 V sert à éliminer les surtensions arrivant par le secteur dans le cas de la protection d'un montage initialement perturbé. Dans le cas d'un montage perturbateur, il élimine les surtensions prenant naissance dans le montage, ce qui peut, dans de nombreux cas, diminuer la part de parasites imputable à ces surtensions dont les flancs sont généralement très raides.

Ce composant peut bien sûr être omis si l'appareil relié au filtre comporte déjà ce type de protection.

- Des condensateurs de valeurs s'échelonnant de 2,2 μ F à 0,1 μ F découplent la ligne d'alimentation sur la quasi-totalité du spectre HF, car ils forment avec les deux selfs des filtres passe-bas très efficaces.

- Bobinées sur le même noyau en I, les deux selfs fonctionnent de plus en transformateur différentiel : en effet, étant donné le nombre de spires et le sens d'enroulement, si une tension parasite apparaît sur l'un des bobinages, le second induit une tension de signe contraire qui l'annule au niveau de la charge.

- Enfin, la résistance de 1 M Ω sert uniquement à décharger les condensateurs si le montage est déconnecté, de façon à éviter tout accident.

Le nombre de spires de chaque bobine doit être calculé de façon à ce que le courant nominal passant dans le circuit amène le noyau dans un état magnétique bien précis, susceptible de conférer au circuit les performances attendues. Nos calculs ont été effectués dans le cadre d'un noyau constitué de tôles en I pour transformateur, facilement récupérables, de dimensions 12 x 75 mm. Les dimensions de l'empilage sont de 15 x 12 x 75 mm, ce qui correspond approximativement à 25 tôles. Il est impératif de s'en tenir strictement à ces valeurs si un résultat optimal est nécessaire. Dans ces conditions, nous avons déterminé que l'excitation nominale devait être de 140 Ampères-tours par bobine. C'est dire que notre prototype prévu pour un courant nominal d'un Ampère utilisera deux bobines de 140 spires, exactement identiques à une demi-spire près et bobinées dans le même sens, le croisement s'effectuant au niveau du circuit imprimé. Pour tout autre valeur du courant nominal, un calcul simple permet de trouver la valeur du nombre de spires. Par exemple, pour 10 A, il faudra 14 spires, pour 2 A, 70 spires et ainsi de suite de façon à conserver la valeur de 140 A-t. Cependant, il va de soi que le diamètre du fil doit être choisi en fonction du courant qui le traversera. On calculera d'abord la section nécessaire en se fixant une densité de courant de 2 à 3 A/mm², éventuellement plus en cas de service intermittent, ou moins en milieu in-

dustriel sévère. De la section, on passera facilement au diamètre grâce à la formule :

$$\varnothing = 2 \sqrt{\frac{s}{\pi}}$$

Par exemple, pour un courant de 1 A (notre maquette), le diamètre du fil sera compris approximativement entre 0,65 et 0,80 mm. Il se trouve que de 1 à 10 A, le volume de cuivre à bobiner est pratiquement le même, ce qui permet de prévoir l'utilisation des mêmes carcasses et du même circuit imprimé pour toutes les configurations.

III) REALISATION PRATIQUE :

La figure 2 donne le tracé de ce circuit imprimé qui, pour des raisons mécaniques et thermiques, sera tiré sur verre époxy. La largeur des pistes ne sera en aucun cas diminuée et ceux de nos lecteurs qui en auront le loisir, pourront utiliser avantageusement du copper-clad de 70 μ au lieu des 35 habituels. Le circuit est prévu pour

recevoir deux carcasses à picots servant au bobinage des transformateurs. Cependant, n'importe quelles carcasses, même réalisées localement en carton fort, pourront faire l'affaire car des trous supplémentaires ont été prévus pour y souder directement les fils sans passer par les picots de la carcasse. Cette disposition est d'ailleurs la seule valable si des fils de fort diamètre doivent être employés. Les deux carcasses seront enfilées à force sur l'assemblage de tôles et le tout pourra être imprégné au vernis ou à la paraffine. Etant donné le faible nombre de spires, le bobinage peut être entrepris une fois les carcasses en place, ce qui améliore la préhension pour un bobinage à la main.

On rappelle que les deux bobinages doivent être exécutés dans le même sens et qu'entrées et sorties doivent être disposées en diagonale. Une fois les carcasses fixées au circuit imprimé, le reste du câblage, d'après la figure 3, n'est plus qu'une formalité. Après avoir exécuté les raccordements électriques, on pourra avantageusement mouler le tout dans un bloc de résine, afin de soustraire le circuit imprimé aux risques de courts-circuits sur le 220 V et améliorer le refroidissement des bobinages.

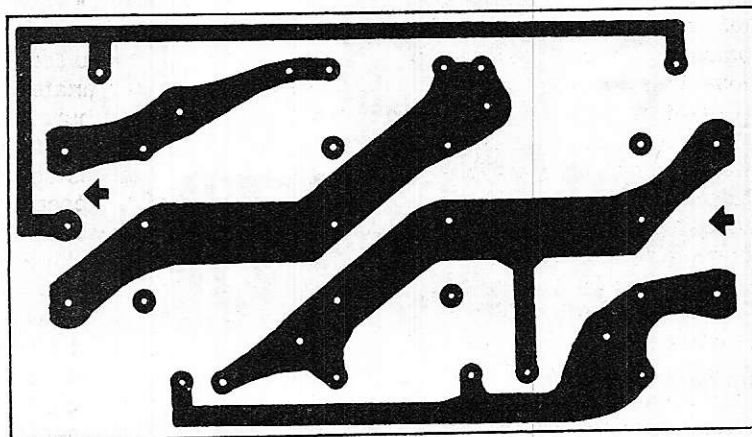


Figure 2 : Circuit imprimé.

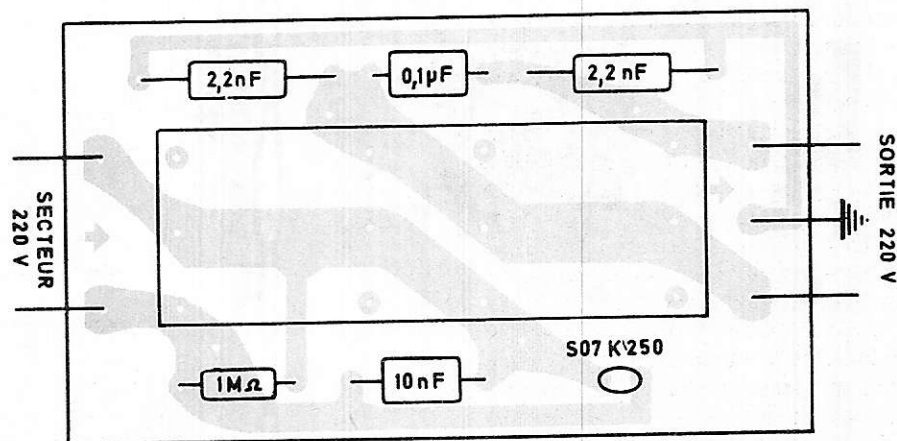


Figure 3 : Plan de câblage.

IV) UTILISATION :

Le principe du raccordement est fort simple, puisque le montage s'intercale entre le réseau 220 V et l'appareil utilisateur. On veillera à respecter les repérages « entrée » et « sortie », une permutation risquant de faire perdre de l'efficacité au système. La troisième borne prévue côté utilisation (point commun de 2,2 μ F) est à utiliser différemment selon les cas de figure rencontrés. En effet, les parasites peuvent circuler de façon symétrique ou asymétrique sur les fils 220 V, ou même sur le fil dit de terre. La **figure 4** donne le détail des cinq branchements possibles. Lors de l'installation, on choisira la configuration donnant, après essais, les meilleurs résultats. On pourra utiliser à cet effet un générateur de parasites constitué d'un variateur à triac non antiparasité alimentant un moteur universel (perceuse par exemple).

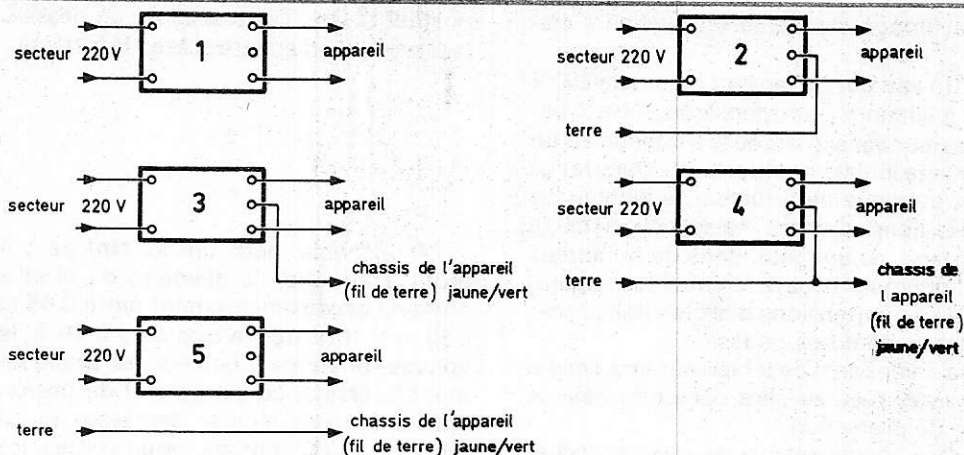


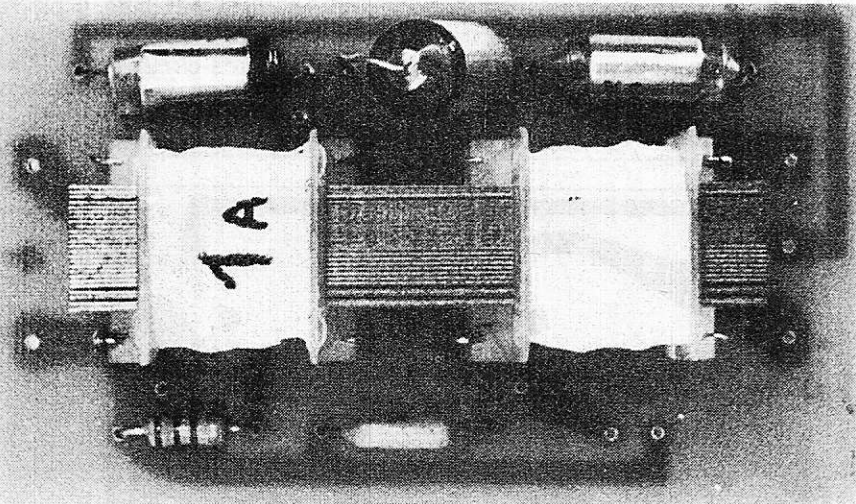
Figure 4 : Différents schémas de raccordement.

Dans certains cas, les normes de sécurité imposent le raccordement de l'appareil alimenté à la prise de terre. On limitera alors le choix des branchements aux exemples 4 et 5 de la **figure 4**.

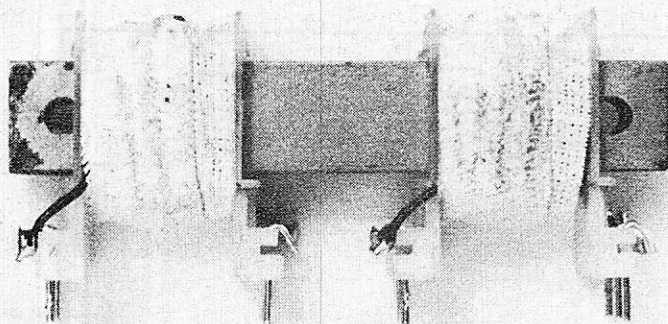
V) CONCLUSION :

Les indications données dans ces pages permettent la construction facile de filtres secteur jusqu'à 10 A environ. Même si l'encombrement est le même, il ne faudrait pas penser que « qui peut le plus peut le moins » et utiliser systématiquement un modèle 10 A même si l'appareil ne consomme que 0,5 A. En effet, l'efficacité maximum d'un filtre se situe dans une fourchette assez étroite autour du courant nominal ayant servi dans les calculs. Il est de très loin préférable de munir chaque appareil sensible aux parasites d'un filtre individuel plutôt que de disposer un gros filtre général en sortie du compteur. En effet, des parasitages non négligeables proviennent de toute une variété de sources intérieures à l'installation donc très proches, ce qui ne permet pas de compter sur une quelconque atténuation due à la distance. Ces filtres pourront équiper avec autant de succès les appareils sensibles aux parasites que... ceux qui en produisent.

P. GUEULLE



— Aspect d'un filtre 1 A terminé.



— Vue des deux bobinages réalisés sur tôles en l.

Nomenclature :

semiconducteurs :

1 varistor S07 K 250 Siemens (en option : voir texte)

condensateurs mylar 400 V minimum

2 x 2,2 μ F

1 x 10 nF

1 x 0,1 μ F

résistance 10 % 1 / 4 W :

1 x 1 M Ω

matériel pour bobinages :

2 carcasses à picots pour CI, section 12 x 15 mm

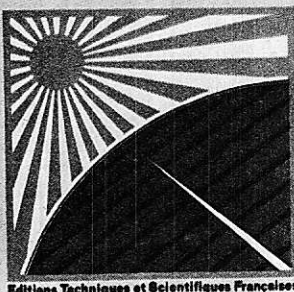
tôles en l 12 x 75 mm (environ 25).

Fil émaillé 7/10

1 circuit imprimé époxy.

LES CELLULES SOLAIRES

F. JUSTER



Editions Techniques et Scientifiques Françaises

L'ouvrage de F. Juster traite de tous les aspects techniques des cellules solaires : composition, fonctionnement, projets de stations solaires, application pour professionnels et aussi pour amateurs même débutants.

Un volume format 115 x 165 mm, broché, collection « Technique Poche » de 116 pages, 74 schémas et illustrations.

PRIX 19 F **NIVEAU 2**
Techniciens et amateurs initiés

E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.



EDITIONS TECHNIQUES & SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

PRINCIPAUX SUJETS TRAITES

- Etude générale
- Modules solaires commerciaux et industriels
- Régulateurs
- Accumulateurs et leur recharge
- Cartes d'ensoleillement et tableaux de valeurs numériques
- Amélioration du rendement : concentration, poursuite, etc.
- Montages automatiques
- Montages expérimentaux simples, pour amateurs.

Prix pratiqué par

LA LIBRAIRIE PARISIENNE
DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque,
75480 PARIS CEDEX 10

Ets LIBRATI

8, rue Edouard Vaillant,

Tél. : 845.97.87

93310 Pré St-Gervais

PRODUCTIONS - KITS - MODULES CABLÉS

Pas de réglage - Fonctionnement immédiat.

PRIX - PROMOTION

- Module ampli-préampli 2 watts câblé avec pot de réglage. Volume — entrée 200 mV sortie 8 ohms, 9 volts **40 F**
- Module ampli-préampli 6 watts. Câblé avec pot de réglage. Volume + tonalité — entrée 200 mV sortie 8 ohms, 9 volts **58 F**
- Module ampli-préampli 12 watts. Câblé avec pot de réglage. Volume + tonalité — entrée 200 mV sortie 8 ohms, 20 volts **70 F**
- Module ampli-préampli ci-dessus 2 x 12 watts. Câblé sur châssis platine, avec toutes les entrées et les sorties. H.P. 8 ohms. Réglage — Volume — Tonalité — Alimentation incorporée prêt à fonctionner sur platine 2 x 24 volts **150 F**
- Module ampli-préampli 40 watts. Câblé avec pot de réglage. Volume + tonalité entrée 200 mV sortie 8 ohms, 50 volts **170 F**
- Module préampli magnétique. Câblé 2 entrées P.U. micro sortie. Pour ampli préampli — tension 9 volts à 25 volts **28 F**
- Module correcteur de tonalité aigus et graves séparés type Baxendall. Câblé entrée sortie avec pot de réglage **45 F**

Haut-parleurs - Réparation - Transformation -

Toutes marques en labo spécialisé.

Délai rapide - Prix compétitifs.

Vente sur place de 9 h à 12 h et de 14 h à 18 h.

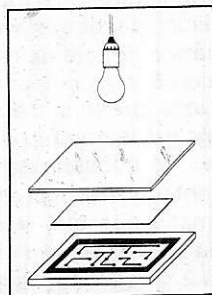
Expéditions : Contre chèque ou mandat à la commande ou contre remboursement.

Comment réaliser les circuits imprimés comme un professionnel !

METHODE PHOTO « SENO PHOTOTRANSFERT »

- Poser le film SENO sur le document à reproduire.
- Insoler 6 minutes le film avec une lampe « Light-Sun ».
- Tremper 2 minutes dans le bain révélateur.
- Tremper ensuite dans le bain de fixateur. Le film est terminé directement en positif.
- Reporter le film sur une plaque présensibilisée.
- Insoler avec une lampe UV environ 2 minutes.
- Tremper dans le révélateur pendant 2 minutes.
- Passer au bain de perchlore.
- Nettoyer la plaque avec un solvant.

LE CIRCUIT EST FINI

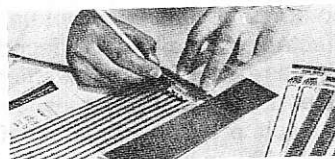


MATERIEL NECESSAIRE

Film SENO Phototransfert ...	34 F
Révélateur et fixateur	32 F
Lampe « Light Sun » ...	35 F
Total	101 F

MÉTHODE DE TRAÇAGE DIRECT

- Désoxyder et dégraisser le cuivre avec la gomme.
- Reporter les signes transfert sur la plaque de cuivre.



- Relier les signes transfert à l'aide du stylo DALO ou des bandes transfert.
- Plonger dans le perchlore et agiter.
- Rincer et nettoyer avec un solvant.

LE CIRCUIT EST TERMINÉ

MATERIEL NECESSAIRE

Signes transfert, par type :		
La feuille		2,70 F
Le rouleau		11,50 F
Stylo pour gravure directe		
DALO 33 PC		19,00 F
Gomme abrasive détérsive Polifix		9,50 F
Perchlure de fer		12,00 F
Présensibilisé	Bakélite	Epoxy
75 x 100	5,50 F	9,50 F
100 x 160	10,50 F	18,50 F
210 x 300	41,00 F	62,50 F
Révélateur 1/2 litre		3,60 F
GS 3300 - gravure rapide		50,00 F

EXCLUSIVITE

LA NOUVELLE R4
BIEN EN MAIN
15 000 T/MINUTE

PERCEUSE SEULE
AVEC 3 MANDRINS **88 F**



COFFRET

9 outils + 3 mandrins
+ 1 coupleur de piles
+ perceuse R4

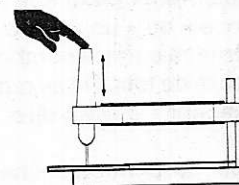
118 F

Alimentation	68 F
Support	46 F
Flexible	40 F

NOUVEAU SUPPORT SENSITIF

Réf. SR 4 S

PRIX 120 F

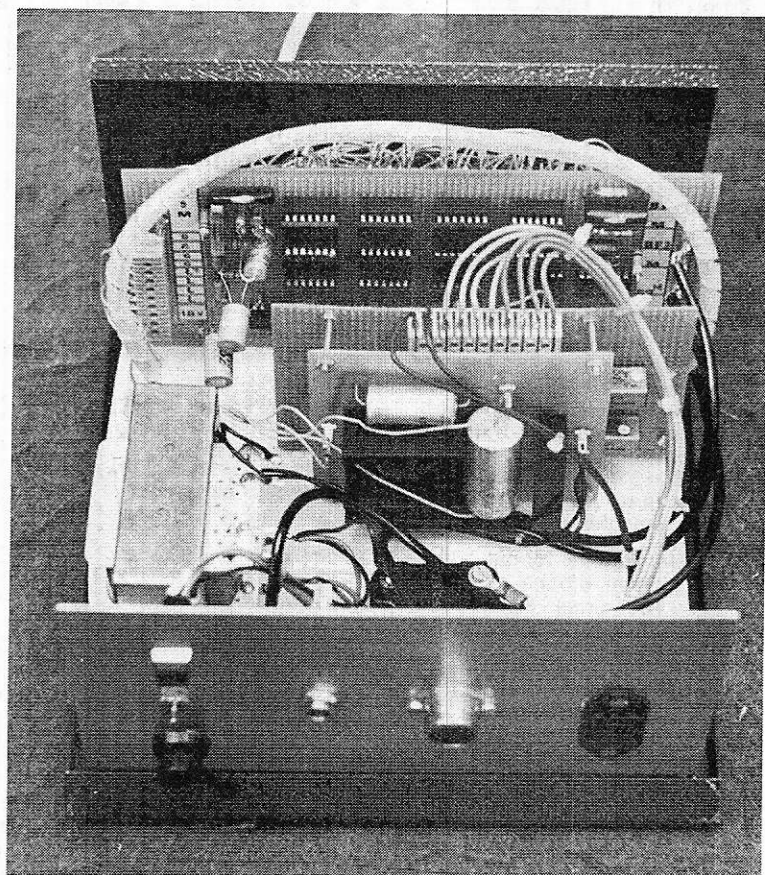


Liste des revendeurs sur demande
contre 2,40 F en timbres

dapimport

10 bis, rue des Filles-du-Calvaire
75003 Paris
Tél. 271.37.48

Une application courante des circuits logiques est la réalisation de jeux de hasard (dé électronique, roulette, etc...). Le principe général de ces montages consiste à décoder les sorties d'un compteur dont les instants de début et de fin de comptage sont aléatoires. On aboutit de la sorte à des systèmes dits « équiprobables », c'est-à-dire dans lesquels chaque combinaison de sortie a autant de chance qu'une autre d'être sélectionnée. Le montage que nous proposons ici constitue une approche différente du problème, basée sur une analyse des conditions réelles d'exploitation d'une loterie.



LOTIERIE ELECTRONIQUE

I) ANALYSE DES PRINCIPES DE LA LOTIERIE :

Le jeu de loterie consiste à distribuer selon les seules lois du hasard un certain nombre de lots de valeurs diverses (petits et gros lots) à un certain nombre de joueurs. Si le nombre de joueurs dépasse le nombre des lots disponibles, il faut, du moins dans le principe, ajouter un nombre de lots fictifs (**exemple** : « perdu, pas de chance » ou « un sourire », etc...) égal à la différence entre le nombre de joueurs et le nombre de lots. On se ramène ainsi au cas précédent, c'est-à-dire un « lot » par joueur.

Afin de permettre une meilleure compréhension des impératifs auxquels doit satisfaire un système de loterie électronique, nous allons raisonner sur un exemple pratique :

un stock de 5 000 petits lots + 10 gros lots doit être distribué jusqu'à épuisement et de façon purement aléatoire entre toutes les personnes se présentant au jeu. Il faut donc donner une chance sur 500 seule-

ment aux gros lots de sortir si une répartition équitable doit être obtenue.

Une solution simple consisterait à utiliser un compteur à 500 états dont un seul serait affecté aux gros lots. Le décodage pourrait se faire soit à partir d'un afficheur à 3 digits et d'une liste d'équivalence numéros-lots soit, procédé plus attractif, au moyen de 500 ampoules électriques éclairant chacune un panneau représentant un lot. Inconvénients de ce dernier système : nombre d'ampoules prohibitif surtout s'il n'existe que quelques modèles de lots différents.

Le montage que nous avons étudié commande seulement 16 ampoules, dont quatre ont chacune une chance sur 400 d'être sélectionnées. Ceci permet, en remplaçant certains de ces quatre « gros lots » par des petits lots, de choisir une des quatre probabilités suivantes de gagner un gros lot :

- 1 chance sur 400
- 1 chance sur 300
- 1 chance sur 200
- 1 chance sur 100

« environ », bien sûr.

La complexité de l'installation reste très raisonnable, grâce à divers artifices de conception que nous allons détailler.

II) LE SCHEMA DE PRINCIPE ET LE FONCTIONNEMENT :

Le montage de la **figure 1** fait appel à douze boîtiers courants de la série TTL standard (74) ou militaire (54) si les conditions de température le justifient. Ce choix a été établi pour des raisons de robustesse et de facilité de commande directe de relais REED. L'alimentation 5 V 1A ne pose pas de problème dès lors que le secteur 220 V est disponible. Malgré le nombre de 16 des sorties « lots », on constate que seulement huit relais sont utilisés. Ceci est dû à un procédé de matriçage qui, non seulement permet de n'utiliser qu'un nombre de relais égal à $2 \sqrt{N}$ (N = nombre

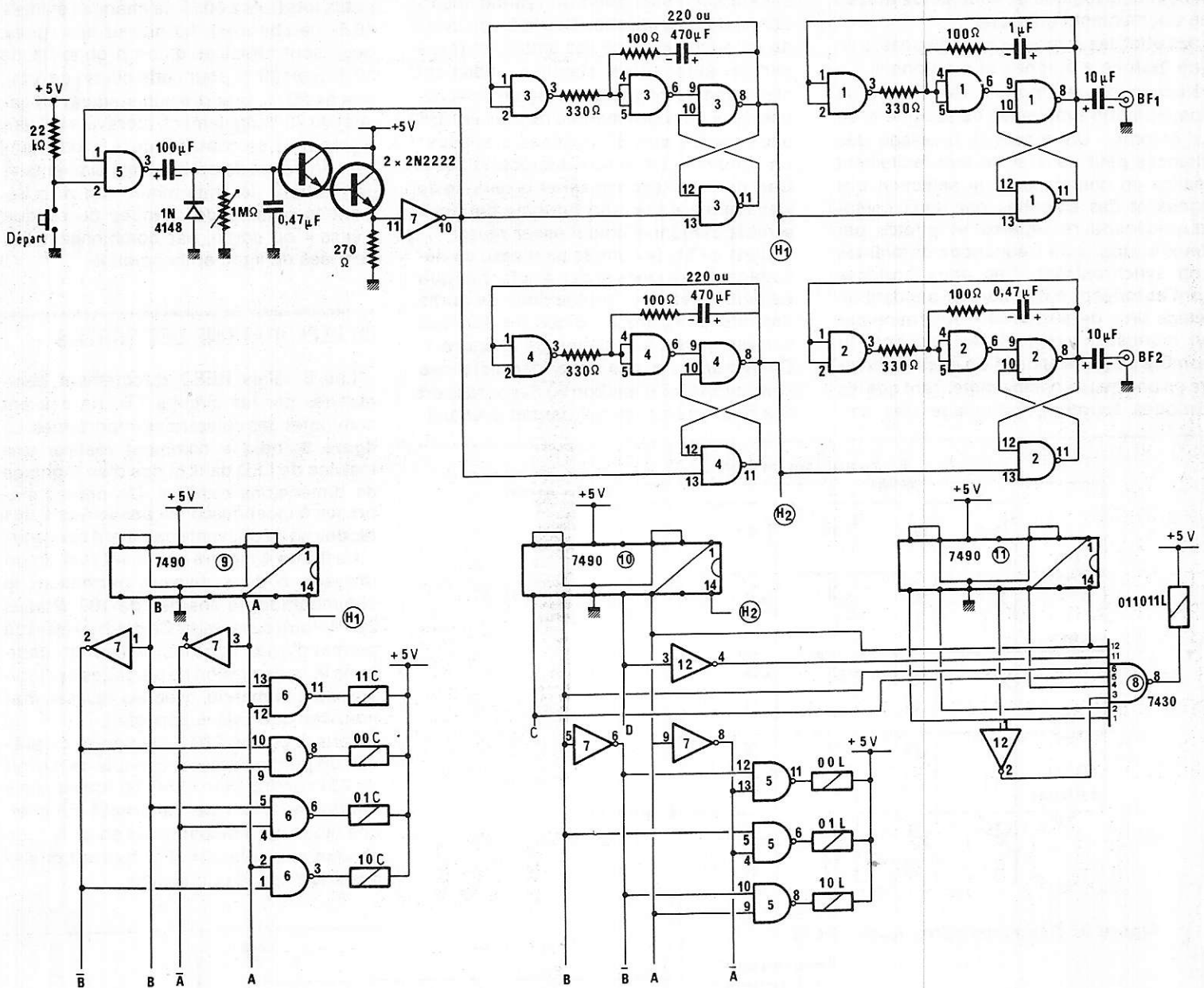


Figure 1 : Schéma de principe du « Calculateur »

	DCBA		DCBA		DCBA
0	0000	0	0000	0	0000
1	0001	1	0001	1	0001
2	0010	2	0010	2	0010
3	0011	3	0011	3	0011
4	0100	4	0100	4	0100
5	0101	5	0101	5	0101
6	0110	6	0110	6	0110
7	0111	7	0111	7	0111
8	1000	8	1000	8	1000
9	1001	9	1001	9	1001

boitier 9 boitier 10 boitier 11

pour un cycle colonne
0 à 9

00	3 fois
01	3 "
10	2 "
11	2 "

TOTAL 10

pour un cycle ligne
0 à 99

00	30 fois
01	30 "
10	20 "
0111	0111 1 "
11	20 "

TOTAL 100
(non décodées) dont

Figure 2 ; Tables de vérité et tableau de probabilités du « calculateur »

d'ampoules), mais contribue également à simplifier la logique de commande tout en augmentant l'efficacité.

En effet, les ampoules sont disposées en une matrice à 4 lignes et 4 colonnes. La sélection d'une ampoule exige donc la commutation simultanée de sa ligne et de sa colonne. Un excellent brassage des chances peut de la sorte être facilement réalisé en commandant la sélection des lignes et des colonnes par deux compteurs-décodeurs séparés et pilotés par deux horloges de fréquences différentes non synchronisées. Ces deux horloges sont autorisées à fonctionner pendant un temps dit « de suspense » déterminé par un monostable réglable en fonction du nombre de joueurs que l'on désire admettre en une heure, par exemple. Tant que les horloges tournent, l'allumage des am-

poules se propage rapidement sur toute la série d'ampoules selon un rythme désordonné du plus bel effet. Dès la fin du cycle du monostable, l'une des ampoules (mais parfois aucune) se stabilise, indiquant clairement le lot gagné. Le signal de sortie des deux horloges module de plus en TBF deux oscillateurs BF destinés à attaquer un quelconque ampli stéréophonique. Ceci permet d'accompagner la période de « suspense » d'un son futuriste qui nous semble personnellement assez réussi.

C'est en fin de compte au niveau du décodage des 4 lignes et des 4 colonnes que se déterminent les probabilités de sortie des lots. La **figure 2** indique les données correspondant au schéma de la **figure 1**. On remarquera que deux des colonnes sont favorisées d'environ 20 % par rapport aux deux autres, ce qui permet éventuel-

lement une sélection dans la valeur des petits lots (lots à 60 % de chances et lots à 40 % de chances). Au niveau des lignes, deux sont affectées d'une probabilité de 30 % (soit 60 % pour cette classe de lots), une de 20 %, la sortie nulle (aucun lot gagné) de 20 % également, alors que la ligne « gros lot » se contente de 1 % de chances. Un calcul de probabilités élémentaire permettrait de déterminer individuellement le nombre de chances de chaque « case » ou sortie, par combinaison des données de ligne et de colonne.

III) EXPLOITATIONS DES SORTIES :

Les 8 relais REED directement commandés par les circuits TTL ne peuvent commuter des puissances importantes. La **figure 3** indique comment réaliser une matrice de LED dans le cas d'un montage de dimensions réduites. De petites ampoules à incandescence **associées à des diodes série** peuvent également convenir.

La **figure 4** montre comment réaliser un relaiage à deux niveaux permettant la commutation de charges de 100 W sous 220 V, voire davantage. Ce double relaiage permet d'éviter dans les meilleures conditions la transmission de parasites à la logique de commande, avec les fausses manœuvres que cela supposerait.

Dans le cas du 220 V, il importe de prévoir un pont redresseur capable de fournir du 220 continu (non filtré) car le système à matrice ne tolère pas l'alternatif. En effet, une diode est **indispensable** en série avec chaque ampoule afin d'éviter les bouclages entre lignes et colonnes.

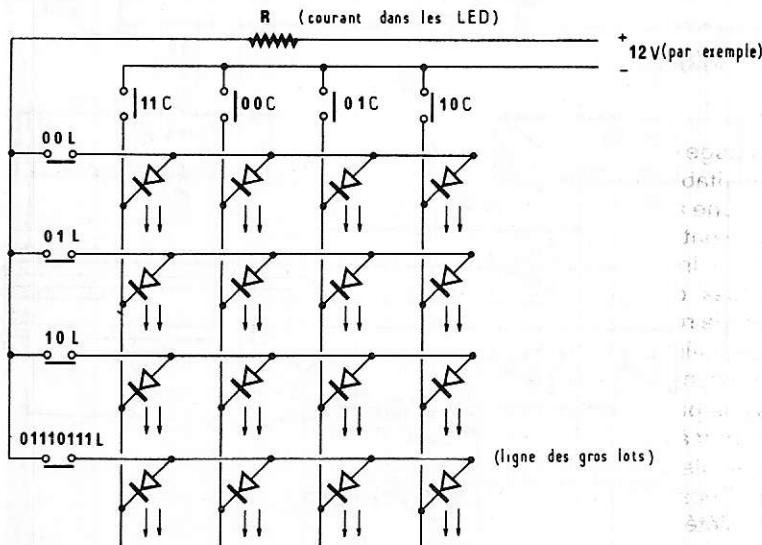


Figure 3 : Commande directe de 16 LED

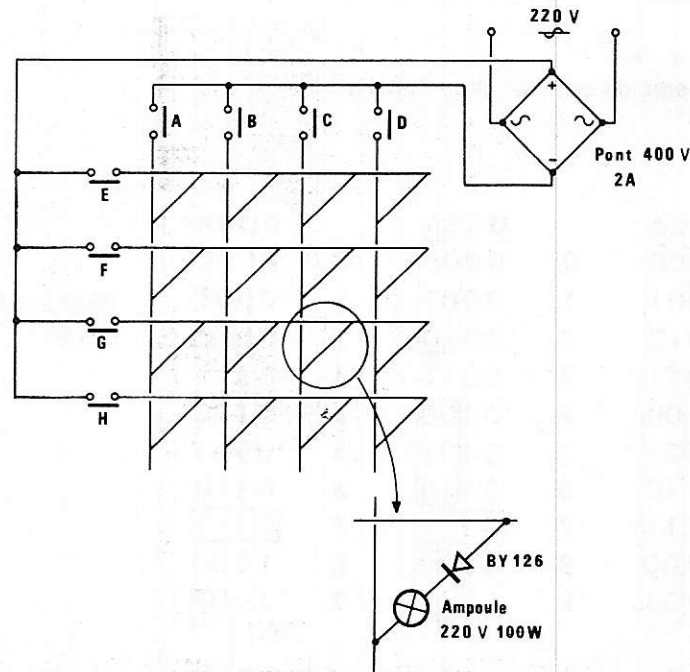
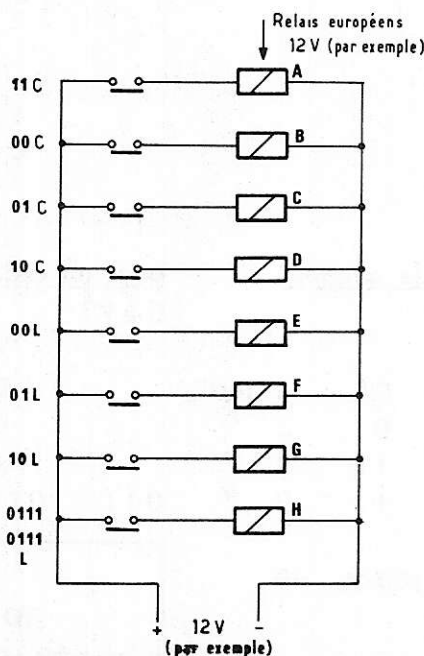


Figure 4 : Commande d'ampoules 220 V 100 W

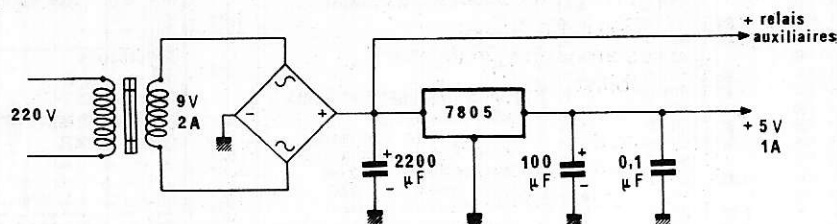


Figure 5 : Exemple d'alimentation.

IV) REALISATION PRATIQUE :

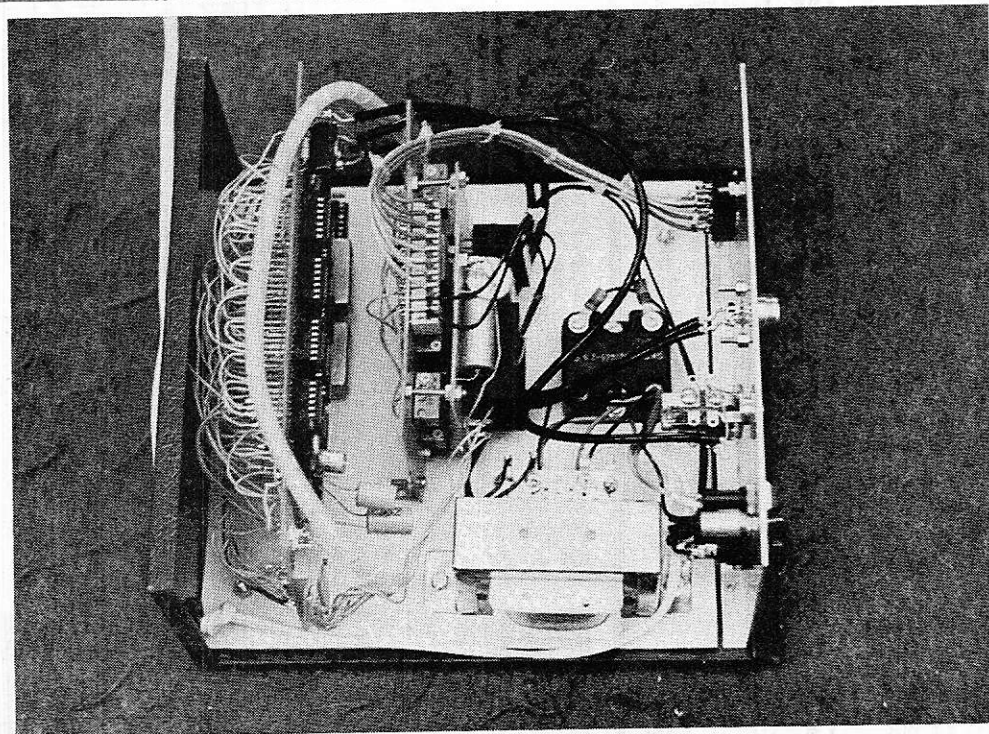
Ce montage représente une excellente occasion de mettre en œuvre la technique du **wrapping**. Pour cette raison, nous avons reporté sur le schéma de la **figure 1** les indications nécessaires. Chaque élément logique (porte, inverseur, compteur) contient à l'intérieur du symbole un numéro identifiant son boîtier. Par ailleurs, chaque connexion porte le numéro de la broche correspondante de ce boîtier. Diverses méthodes peuvent être employées avec ou sans soudure, selon que l'on emploie du fil à wrapper isolé sous gaine ou par émail.

Les mêmes indications pourraient de même servir à l'élaboration d'un circuit imprimé simple ou double face. Signalons à ce niveau qu'il serait très simple d'étendre jusqu'à 10 le nombre des colonnes (40 cases) en remplaçant le boîtier 6 par un 7441 ou 7442 (décodeurs BCD - décimal). En contrepartie, cette augmentation du nombre de cases augmente bien sûr le nombre de relais nécessaires.

La **figure 5** indique enfin un exemple d'alimentation pouvant fournir les tensions nécessaires à ce montage. Le circuit intégré 7805 sera évidemment monté sur un dissipateur.

V) CONCLUSION

Ce montage permet de gérer de la façon la plus équitable possible un stock de lots destiné à une attribution par voie de loterie. La présentation résolument électronique, voire « information » du jeu assure d'un succès certain. Notre prototype a participé à la répartition de milliers de lots entre des milliers de candidats, dans un environnement particulièrement sévère. Nous avons pu, à cette occasion, vérifier de façon tout à fait satisfaisante la validité de nos calculs de probabilités relatifs aux gros lots. Dépassant largement le stade du jeu de société, ce système répond parfaitement aux besoins de l'animation foraine ou commerciale.



Nomenclature : Semi-conducteurs

3 x SN 7490 N
1 x SN7430 N
6 x SN7400 N
2 x SN7404 N
1 x 2N2222
1 x 1N4148

Condensateurs

chimiques 16 V :
2 x 10 µF
1 x 100 µF
2 x 220 µF ou 470 µF
1 x 1 µF
1 x 0,47 µF

Résistances

5 % 1/4 W :
4 x 100 Ω
4 x 330 Ω
1 x 270 Ω
1 x 22 kΩ
1 x 1 MΩ ajustable

Divers

8 relais REED compatibles
TTL (5 à 6 V)
1 alimentation 5 V
divers

Patrick GUEULLE

**TOUS LES
RELAIS
RADIO-RELAIS**
18, RUE CROZATIER
75012 PARIS
Tél. 344.44.50

R.E.R. - GARE DE LYON

OUVERT TOUT L'ÉTÉ



dap
electronic

10, rue des Filles
du Calvaire
75003 PARIS
Tél. 271.37.48

SÉRIE « MOS » SIGNETICS
Entrées protégées

4000. 2 x ou NON, 3 entr.	2,50
4001. 4 x NON ou 2 entr.	2,25
4002. 2 x NON ou 2 entr.	2,50
4007. 2 paires compl. invers.	2,50
4008. Addit. 4 bits + retenue	6,65
4011. 4 x NON et 2 entr.	2,25
4012. 2 x NON et 2 entr.	2,50
4013. 2 x basc. D	4,05
4014. Rég. décal. 8 bits	7,60
4015. 2 x reg. décal. 8 bits	8,30
4016. 4 x inter. bidirect.	2,00
4017. Compt. Johns, 5 étages	7,90
4018. Compt./divis. par n. prog.	7,90
4019. 4 x multiplex 2 entr.	5,45
4020. Compt. bin. 14 étages	10,80
4023. 3 x NON et 3 entr.	3,45
4024. Compt. bin. 7 étages	7,05
4025. 3 x NON ou 3 entr.	6,00
4027. 2 basc. J.K.	4,40
4028. Décod. BCD décim. (1/10)	7,30
4029. Compt. décompt. synchron.	9,20
4030. 4 x ou exclus.	3,85
4035. Rég. décal. unid. 4 bits	7,45
4042. 4 basc. D. verrou	6,55
4044. 4 basc. NON et R.S. verrou	7,45
4046. Boucle 5 phases (PLL)	9,70
4047. Monost. astable	9,00
4049. 6 x porte. puiss. invers.	3,80
4050. 6 port. puiss. non invers.	3,90
4051. Multip. démult. anal. 8 can.	11,75
4052. 2 x mult. démult. anal. 4 can.	11,75
4053. 3 x mult. démult. anal. 2 can.	11,75
4066. 4 inter. bi-direct	5,80
4068. NON-ET 8 entr.	2,60
4069. 6 x invers.	2,60
4071. 4 x ou 2 entr.	2,50
4072. 2 x ou 4 entr.	2,50
4073. 3 x ET 3 entr.	2,50
4075. 3 x ou 3 entr.	2,50
4078. NON ou 8 entr.	2,50
4081. 4 ET, 2 entr.	2,60
4082. 2 ET, 4 entr.	2,50
4085. 2 x ET ou NON 2 x 2 entr.	6,55
4510. Compt. décompt. BCD	12,20
4511. Décod. driv. 7 segments	12,20
4518. 2 compt. décim.	8,00
4520. 2 x compt. bin.	8,00
4528. 2 x monostable	8,20

TTL 7400 SIGNETICS

7400. 4 x NON ET 2 entr.	1,95
7401. 4 x NON ET 2 entr. (C.O.)	2,20
7402. 4 x NON ou 2 entr.	2,00
7403. 4 x NON ET 2 entr. (C.O.)	2,00
7404. 6 invers.	2,20
7405. 6 x invers. (C.O.)	2,05
7406. 6 x invers. puiss.	2,55
7407. 6 invers. puiss. (C.O.)	2,55
7408. 4 x ET, 2 entr.	2,05
7409. 4 x ET, 2 entr. (C.O.)	2,10
7410. 4 x ET NON, 3 entr.	2,00
7421. 3 x ET, 3 entr.	2,10
7412. 3 x NON ou 3 entr. (C.O.)	2,50
7413. 2 x trigger, 4 entr.	2,90
7414. 6 trigger	6,10
7416. 6 inv. puiss. (C.O.)	5,60
7417. 6 x porte. puiss. (C.O.)	2,50
7420. 2 x ET NON 4 entr.	1,95
7421. 2 x ET, 4 entr.	2,10
7423.	2,30
7425. 2 x ou NON, 4 entr.	2,55
7426. 4 x ET NON, 2 entr. (C.O.)	2,25
7427. 3 x ou NON, 3 entr.	2,25
7428. 4 x ou NON, 2 entr.	2,30
7430. ET NON, 8 entr.	1,95
7432. 4 x ou 2 entr.	2,35
7433. 4 x ou NON, puiss. 2 entr.	2,35
7437. 4 x ET NON, puiss. 2 entr.	2,60
7438. 4 x ET NON, puiss. 2 entr. (C.O.)	2,60
7439. 4 x ET NON, puiss. 2 entr. (C.O.)	2,60
7440. 2 x ET NON puis 4 entr.	1,95
7442. Décod. BCD décim.	5,10
7443. Décod. (excess. 3 décim.)	6,05
7445. Décod. B.C.D. déc. (C.O.) H.T.	8,30
7446. Décod. BCD, 7 segm.	8,30
7447. Décod. BCD 7 segm.	8,30
7448. Décod. BCD 7 segm.	8,30
7450. 2 x ET ou NON 2x2 entr.	2,10
7451. 2 x ET ou NON 2x2 entr.	2,10

7453. ET ou NON 4x2 entr. + exp	2,05	A ou B	2,00
7454. ET ou NON 4x2 entr.	2,10	BC 148	2,00
7460. 2 x exp 4 entr.	1,95	BC 148	
7470. Basc. J.K. ET	3,15	A, B ou C	2,00
7472. Basc. J.K. M.E.	3,15	BC 149	2,40
7473. 2 x J.K. ET (M.E.)	2,70	BC 149	
7474. 2 x basc. D	2,65	B ou C	2,40
7475. 4 x basc. D	4,55	BC 157	2,45
7476. 2 x J.K. (M.E.) RA2	6,35	BC 158	2,30
7480. Addit. 1 bit	5,15	BC 158 B	2,30
7481.	5,15	BC 159	2,30
7483. Addit. 4 bits (R.A.)	5,30	BC 178	
7485. Comp. 4 bits	5,05	A ou B	3,40
7486. 4 x ou excl. 2 entr.	3,25	BC 179	
7490. Décode. asyn.	4,65	A ou B	3,60
7491. Rég. déc. 8 bits	5,85	BC 197 A	3,60
7492. Div. par 12	5,00	BC 318	2,00
7493. Compt. 4 bits asyn.	5,65	BC 337	3,30
7494. Rég. déc. 4 bits (entr. //	Sort	BC 407	1,60
7495. Rég. déc. 4 bits (dte-gche)	6,20	A ou B	1,60
7496. Rég. déc. 5 bits	5,80	BC 408	1,40
74100. Mem. 4 bits	10,05	A, B ou C	1,40
74107. 2 J.K. (M.E.)	2,85	BC 409-B	1,70
74109. 2 x J.K. (décl. front. ↗)	2,85	BC 409-C	1,70
74116. 2 mem. 4 bits	10,60	BC 417	1,70
74121. Monostable	3,00	BC 418	1,70
74122. Monost. + R.A.Z.	3,00	BC 418	
74123. 2 x monost. + R.A.Z.	4,75	A ou B	1,70
74125. 4 x porte. puis 3 états	3,30	BC 419	2,00
74126. 4 x porte. puis. 3 états	3,30	BC 441	3,60
74128. 4 x ou NON, puis 2 entr.	3,30	BC 546	1,20
74132. 4 x trigger Schmitt	5,20	A	
74145. Décod. BCD déc. (C.O.) HT	8,30	BC 547	1,20
74147. Cod. priorité 10 entr.	7,65	A	
74148. Cod. priorité, 8 entr.	7,65	BC 548	1,20
74150. Multipl. 16 → 1	10,00	A ou C	
74151. Multipl. 8 → 1	5,30	BC 549	1,20
74153. 2 x multipl. 4 → 1	5,30	B ou C	
74154. Décode. dem. 4 → 16	10,20	BC 557	1,20
74155. 2 x déc. démult. 2 → 4	5,30	BC 558	1,20
74156. Déc. démult. 2 → 4	5,30	A	
74157. 4 x démult. 2 → 1	5,30	BC 559	1,20
74158. 4 x démultiplex	5,30	B	
74160. Décode. synchron. 4 bits	7,50	BE 115	10,20
74161. Compt. bin. synchron. 4 bits	7,50	BD 135	3,40
74162. Déc. synchron. 4 bits	7,50	BD 136	3,60
74163. Compt. bin. synchron. 4 bits	7,50		
74164. Rég. déc. 8 bits sort. //	7,15		
74165. Rég. déc. 8 bits, entr. //	7,15		
74166. Rég. déc. 8 bits	8,00		
74170. Mem. 4 mots, 4 bits	10,40		
74173. 4 x basc. D. Sort 3 ét.	7,40		
74174. 6 x basc. D. R.A.Z.	7,40		
74175. 4 basc. D. décl. ↗	7,50		
74176. Décode. + prépos.	8,00		
74177. Compt. bin. 4 bits + prép.	8,00		
74178. Rég. déc. access. // 4 bits	8,00		
74179. Rég. déc. access. // 4 bits	8,30		
74180. Génér. cont. parité 8 bits	5,95		
74181. Unit. art. log. 4 bits	15,05		
74182. Gén. rétr. art.	7,10		
74190. Compt. BCD synchron.	8,05		
74191. Compt. déc. 4 bits synchron.	8,40		
74192. Compt. déc. BCD synchron.	+ entr		
74193. Compt. déc. 4 bits synchron.	7,75		
74194. Rég. déc. univ. bidirect. 4 bits	7,75		
74195. Rég. déc. 4 bits, entr. //	6,90		
74196. Décode. entr. prépar.	8,70		
74198. Regist. déc. 8 bits	13,40		
74199. Regist. déc. 8 bits	11,95		

DIODES

1N 914	0,60
1N 4148	0,60
OA 90	1,30
OA 95	1,70
AA 119	1,20
BA 102	3,00

DIODES DE REDRESSEMENT

1 N 4007. 1000 V. 1 A	1,20
1 N 5402. 200 V. 3 A	2,80
1 N 5404. 400 V. 3 A	3,30
BYX 49/300. 300 V. 6 A	6,50
BYX 42/300. 300 V. 12 A	11,60
26 R2. 600 V. 20 A	27,85

TRANSISTORS

AC 125	4,30	AF 239	8,10
AC 126	4,30	BC 107	3,20
AC 127	3,60	BC 107	
AC 128	3,90	A ou B	3,20
AC 187	4,80	BC 108	3,00
AC 188	4,80	BC 108	
AD 149	12,80	A, B ou C	3,00
AD 161	9,80	BC 109	3,40
AD 162	9,60	BC 109	
AF 126	4,90	B ou C	3,40
AF 127	4,90	BC 147	2,10
AF 139	8,10	BC 147	

BD 137	3,80	BD 138	4,00
BD 139	4,60	BD 140	5,00
BD 182	18,60	BD 182	18,60
BD 183	18,60	BD 241 A	6,50
BD 241 B	34,40	BDS 65 B	37,40
BD 435	8,80	BD 436	9,50
BF 167	4,40	BF 173	4,80
BF 177	4,90	BF 178	5,30
BF 180	5,80	BF 181	5,80
BF 182	5,50	BF 183	5,50
BF 184	5,10	BF 194	2,35
BF 196	2,80	BF 197	2,80
BF 198	2,80	BF 199	2,70
BF 245 B	5,80	BR101PNPN	6,20
BR101PNPN	7,90	BR101PNPN	7,90
BSX 21	4,50	BSX 19	4,50
BU 105	33,00	BU 108	33,00
BU 108	33,00	2 N 1711	4,00
2 N 1711	4,00	2 N 2219	3,50
2 N 2219	3,50	2 N 2222	3,50
2 N 2222	3,50	2 N 2646	11,70
2 N 2646	11,70	2 N 2905	4,70
2 N 2905	4,70	2 N 2907	3,80
2 N 2907	3,80	2 N 3053	3,50
2 N 3053	3,50	2 N 3054	11,30
2 N 3054	11,30	2 N 3055	11,70
2 N 3055	11,70	100 V	
100 V		2 N 3819	3,50
2 N 3819	3,50	TIP 31	8,80
TIP 31	8,80	TIP 32	9,40

C.I. LINEAIRES ET SPECIAUX

TCA 160	23,40	TCA 760	14,50
UAA 170	32,80	μ A 720	22,60
UAA 180	34,20	μ A 741	6,50
DG 200	48,00	TBA 220	24,00
LM 200	52,80	LM 723	13,20
LM 204	72,00	LM 725	32,40
TBA 231	31,50	LM 747	9,60
ESM 231	46,80	μ A 748	18,80
TAA 300	22,00	μ A 753	30,00
LM 301	8,10	μ A 758	39,80
LM 305	31,20	LM 761	14,90
LM 308	12,00	TAA 761	18,00
LM 309	32,00	TAA 790	34,60
LM 310	24,40	TBA 790	21,00
TAA 310	32,50	TBA 800	15,65
LM 311	18,00	TBA 810	25,90
LM 318	29,10	TCA 820	25,00
LM 324	16,60	TCA 830	23,60
LM 340 1 A5		TAA 861	16,00
5 V ±	12,00	TCA 940	56,60
12 V ±		TBA 950	44,20
LM 380	26,20	TDA 1004	46,20
LM 381	39,60	TDA 1023	30,00
LM 382	39,40	TDA 1024	15,20
LBA 400	35,80	TDA 1034	45,00
TCA 420	20,20	TDA 1042	39,90
TCA 440	21,90	MC 1310	45,00
TAA 550	23,00	MC 1312	33,70
LM 555	8,90	MC 1456	49,80
LE 556	15,00	MC 1496	22,50
NE 556	15,00	MC 1590	77,70
LM 561	31,20	MC 1733	29,10
LM 565	25,10	MM 2101	41,00
TBA 570	28,80	XR 2206	67,00
SAS 570	24,70	SFC 2307	9,90
SFC 606	14,40	RTC 2505	188,00
TAA 611	20,70	CA 3020	43,20
TAA 621	27,50	LM 3075	20,60
TBA 641	29,30	LM 3909	18,00
TBA 651	18,20	LM 3909	18,50
LM 709 O	8,10	MC 4044	33,40
TCA 730	40,80	LX 5700	46,60
TCA 740	42,40	MD 8002	27,00
		FJB 9312	25,00
		MC14435	114,80

SUPPORTS DIL

A souder	A wrapper
8 br.	2,90
14 br.	2,30
16 br.	2,50
	3,80

CELLULOS PHOTO RESISTANTES

LDR 03/029. La plus sensible	
Prix	18,00
LDR 05	13,00
LDR 07 La plus petite	
Prix	9,50

PIECES DETACHEES 1^{er} CHOIX

Interr. unipolaire 2 pos	3,80
Interr. bip 2 pos (noir, rouge)	5,80
Invers. unipolaire miniature 2 pos	9,60
Inverseur bipolaire min 2 pos	10,80
Invers. bipolaire min 3 pos	13,60
Invers. bipolaire à glissière	2,00
Invers. bipolaire min 2 pos instables	16,80
Poussoir mini, normal fermé	4,20
Poussoir mini, normal ouvert	4,20
Jack 3,5 mm, mâle	1,80
Jack 3,5 mm, femelle	1,80
Jack 3,5 mm, femelle châssis	1,80
Jack 6,35, mâle mono	4,00
Jack 6,35, mâle stéréo	5,00
Jack 6,35 femelle stéréo	5,00
Jack 6,35, femelle châssis stéréo	5,00
Jack 6,35, fem. châssis stéréo double	6,00
Fiche DIN 5 br 180° mâle	2,40
Fiche DIN 5 br. 180° femelle	2,40
Fiche DIN 5 br 180° châssis	1,60
Fiche DIN H.P. mâle	1,40
Fiche DIN H.P. femelle	1,40
Fiche DIN H.P. châssis	1,50
Fiche DIN H.P. châssis coupeure	1,60
Fiche RCA mâle (noir ou rouge)	2,40
Fiche RCA femelle (noir ou rouge)	2,40
Fiche RCA châssis femelle double	2,60
Fiche banane Ø 4 mm, mâle (4 coul.)	1,40
Fiche banane Ø 4 mm, femelle (4 coul.)	1,10
Bornes Ø 4 mm, isolées pour châssis	1,20
(4 coul.)	2,00
Fiche coaxiale TV mâle	2,00</

QUELQUES KITS :

Emetteur FM HF 65 portée 8 km	41,00
Récepteur FM p. HF 65, réf. HF 375	51,50
Détecteur de métaux jusqu'à 70 cm pour UK 780	184,00
Ampli d'antenne AM-FM HF 395	25,00

NOUVEAU TUNER RTC HI-FI

MODULES ENFICHABLES

HAUTE SENSIBILITÉ	
TÊTE FM FD 1 F	146 F
TÊTE FM FD 11 hautes perform.	338 F
PLATINE FI/FM - LR 1740	98 F
PLATINE DECODEUR - LR 1750	105 F
PLATINE complète - LR 1760 pour LR 1740 - LR 1750 - FD 1 F	179 F

PROMOTION FIN DE SÉRIE KITS TABLES DE MIXAGE RTC

NL 7306. Préampli PU magnétique	150 F
NL 7412. Commande de vol. balance	140 F
NL 7410. Aliment. stab. 9 à 27 V. 0,2 A	120 F
NL 7314. Contrôle VU-mètre x 2	205 F
LR 7312. TUNER FM - 4 stations préréglées - sens. 1,8 µV	400 F
LR 7413. Module LR 7312 av. façade avant. VU-mètre et ébénisterie	550 F

NOUVELLE GAMME

HAUT-PARLEURS HI-FI 4/8 Ω

	Bande passante	Puiss. watt	PRIX
--	----------------	-------------	------

TWEETERS

A dôme			
AD 0141-T	2 000-20 000	20	59,00
AD 0163-T	2 000-22 000	20	66,00
AD 1605-T	2 000-22 000	50	79,00
A cône			
AD 2273-T	1 000-16 000	10	16,00

MÉDIUM

A dôme			
AD 0211-Sq	550-5 000	60	148,00
A cône			
AD 5060-Sq	400-5 000	40	101,00

WOOFER

AD 5060-W	50-5 000	10	69,00
AD 7066-W	40-3 000	40	102,00
AD 80601-W	40-3 000	40	97,00
AD 80651-W	40-5 000	50	114,00
AD 80671-W	30-3 000	60	136,00
AD 1065-W	20-2 000	30	156,00
AD 10100-W	20-2 000	40	267,00
AD 12200-W	20-1 500	80	269,00
AD 12250-W	20-1 500	100	320,00
AD 12600-W	20-2 000	40	157,00
AD 12650-W	20-2 000	60	220,00

LARGE BANDE

Double cône			
AD 5061-M	75-20 000	10	65,00
AD 7063-M	40-15 000	30	84,00
AD 7062-M	50-18 000	15	75,00
9710-M	45-19 000	20	167,00
AD 1065-M	50-16 000	10	148,00
AD 1265-M	40-18 000	20	157,00
AD 12100-M	40-13 000	25	292,00
AD 12100-HP	45-12 000	50	271,00

FILTRES

ADF-1500	1 800	80	52,00
ADF 2000	2 000	20	45,00
ADF 2400	2 400	20	33,00
ADF 3000	3 000	80	36,00
ADF 600-5000	600-500	40	77,00
ADF 700-2600	700-2 600	80	99,00
ADF 700-3000	700-3 000	80	99,00

Pour recevoir toutes caractéristiques et applications, doc. contre 3,60 F en timbres.

ENCEINTES EN KIT « AUDAX »

KIT 31 - 2 voies - 30 W - 8 Ω	250 F
KIT 51 - 3 voies - 50 W - 8 Ω	494 F

30 à 20 000 Hz. AVEC GABARIT POUR LE MONTAGE

Trimmer 10 tours 10 Ω à 1 MΩ 8,25 F

Fil de câblage, le m	0,40 F
câble blindé	2,50 F
Câble blindé x 2, le m	4,00 F
Fil et câble en nappe - nous consulter.	

Coffret + Façade pour Ampli.

R 380	165,00 F
AK 250 pour BST	120,00 F

CONTROLE DE VOS MONTAGES



DE CLASSE 2,5

Forme carrée. Dimensions : 48 x 48 mm
Tension 6 V, 15 V, 30 V, 60 V 46,00 F
150 V 49,00 F
300 V 64,00 F

Forme carrée. Dimensions : 48 x 48 mm.
Calibres 100, 300, 500 mA 44,00 F
1, 3, 5, 10 A 44,00 F

Autres dimensions :
60 x 60 mm. Nous consulter
72 x 72 mm

VU-mètre

Sensibilité 400 µA. Résistance 850 Ω. Hors tout.
64 x 70 mm. Cadran 64 x 46 mm. Echelle en dB
verte et rouge sur fond noir.

Réf. U 65 54,00 F
Avec éclairage U 65 B 64,00 F

Sensibilité 400 µA. Résistance 850 Ω. Hors tout.
60 x 48 mm. Cadran : 60 x 22 mm. Echelle vu
blanche et rouge en dB sur fond noir.

Réf. U 60 42,00 F

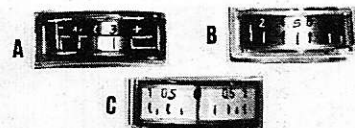
Sensibilité 400 µA. Résistance 850 Ω. Hors tout.
64 x 46 mm. Cadran : 60 x 28 mm. Echelle en dB
ou — verte et rouge sur fond noir, graduation
0/100 %. Eclairage incorporé.

Réf. U 60 B 46,00 F

Sensibilité 400 µA. Résistance interne : 850 Ω.
Hors tout - 40 x 40 mm. Cadran : 38 x 21 mm.
Echelle vu blanche et rouge en dB sur fond noir.
Réf. U 36 A 36,00 F
Autre cadran échelle noire graduée de 1 à 10,
fond blanc. Réf. U 36 B 36,00 F

VU-METRE DOUBLE 400 µA - 850 Ω

Dimensions : cadran 43 x 35 mm
Dimensions extérieures : 82 x 42 mm
Eclairage par transparence
Réf. MIN 320 63,00 F



A - Sensibilité 200 µA. Résistance 1 200 Ω. Hors
tout 20 x 42 mm. Cadran 14 x 34 mm. Echelle en
dB en noir, rouge, argent.

B - Sensibilité 100 µA. Résistance 1200 Ω. Di-
mensions identiques modèle A. Echelle 0 à 10
noir sur fond argent.

C - Sensibilité 200 µA. Résistance 560 Ω. Dimen-
sions identiques au modèle A. Echelle 1-10-1 en
noir sur fond blanc.

Réf. MIP 600, mod. A, B ou C 28,00 F

CONTROLEURS « ISKRA »

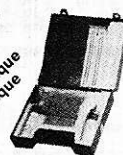
- UNIMER 1 - 200 kΩV alt. et continu. Ampli
incorporé, protection par fusible et semi-
conducteur. Prix 434 F
- UNIMER 3 - 20 000 ΩV continu - 4 000 Ω/4V
altern. Protection par fusible et semi-
conducteur. 281 F
- US 6 A - Protection par semi-conducteur
Prix 209 F

COFFRET EXPORT 80

« QUICK CIRCUIT »

VOTRE LABO DE TABLE

Economique
Pratique



202 F TTC

+ Port 13,40 F

COMPRENANT :

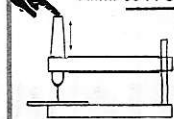
- 1 PERCEUSE ELECTRIQUE réf. R4 15 000
t/minute. Aliment. 9 à 14 V avec 3 mandrins.
- 3 outils, 2 meules, 1 coupleur de piles.
- 1 gomme détersive abrasive.
- 1 bombe de vernis de protection.
- 1 stylo marqueur DECON DALO 33 PC pour la
gravure directe sur le cuivre.
- 1 sachet de perchlore de fer à dissolution
rapide pour 1 litre.
- 1 bac matière plastique sous forme de mal-
lette.
- signes transfert pour composants, circuits
intégrés.
- 3 plaques cuivrées, format époxy, 90 x 120

LA NOUVELLE R4 EXCLUSIVITE DAP

BIEN EN MAIN

15 000 T/MINUTE

Perceuse seule avec 3 mandrins 88 F
COFFRET 9 outils + 3 mandrins + 1 coupleur
de piles + R4 118 F
Alim. 68 F. Supp. 46 F. Flexible 40 F



NOUVEAU SUPPORT SENSITIF :

Réf SR 4 S 120 F

PERCEUSE 16 500 T/MINUTE

2 ampères TOUT METAL 154 F

Support haute précision 154 F

Outillage : forets de 0,6, 0,8, 1, 1,2, 1,5, 2, 2,5 mm.

Pièce 3,60 F

Meule abrasive cylindrique, conique 3,60 F

Disque à tronçonner Ø 22 mm 4,00 F

Disque scie (p. plastique et alu) 4,00 F

Support de disque 4,00 F

SCIE SAUTEUSE ADAPTABLE 98 F

MATERIEL pour REALISATION

de CIRCUITS IMPRIMES

PERCHLORURE DE FER en sachet pour 1

litre 12,00 F

EPOXY simple face 9 x 12 4,30 F

12 x 18 8,60 F

18 x 24 17,20 F

BAKELITE... même format

RESINE PHOTOSENSIBLE pour reproduction

en positif sur époxy ou bakélite

200 cm² 59,30 F - 75 cm² 28,20 F

Atomiseur Kontakt 100 % réussite.

VERNIS spécial pour protection des C.I.

160 cm² thermo-soudable 19,20 F

PASTILLES TRANSFERT (pour gravure di-
recte) - Ø 1,6 - 2,5 - 3 et 4 mm. — la feuille
..... 2,70 F

Pastille pour circuit intégré pas 2,54

— la feuille 2,70 F

ROULEAU TRANSFERT 18 m : 0,5, 0,8, 1,

1,6, 2, 2,5 mm 11,50 F

Feuilles de MYLAR (pas 2,54) pour insola-
tion - 9 x 12 3,40 F

13 x 18 6,00 F - 18 x 24 9,60 F

GOMME détersive et abrasive 9,50 F

STYLO pour C.I. Decon Dalo 19,00 F

BAKELITE et EPOXY PRESENSIBILISES

75 x 100 Bakélite 5,50 Epoxy 9,50

100 x 160 10,50 18,50

210 x 300 41,00 62,50

Garantie au stockage 18 mois

LAMPE LIGHT SUN p. insoler les films

jusqu'au format 300 x 570 35,00 F

REVELEATEUR pour résine photo-sensible.

Sachet pour 1/2 litre 3,60 F

MYLAR SENO phot. 210 x 300 mm 34,00 F

Révélateur et Fixateur pour mylar
(utilisable pour 5 feuilles) 32,00 F

FERS A SOUDER NOUVEAUTÉ

SEM - Crayon 15 watts subminiature.

C. Mos. (av. prise de masse) 67,25

Le même en 30 watts 68,00 F

JBC Pulmatic avec apport de soudure

Prix 000,00 F

CRAYON A SOUDER JBC 15 W 00,00 F

Panne spéciale circuit intégré 108,00 F

Fer régulé 24 V. 15 ou 30 W 425,00 F

Repose-fer JBC 30,40 F

Pompe à dessouder embout téflon 72,80 F

Soudure étain 60/40

Tube 30 g. 5,80 F • Tube 100 g 14,70 F

Ø 8/10, le m. 1,20 F

LUCIOLE 12 V - 100 mA, pour éclairage VU-

mètre ou cadran 2,60 F

Ampoule à vis 12 V - 100 mA 2,80 F

AMPOULE

MINIATURE

CONTACT REED

Série RI 20 R.T.C. Long. 15. Ø 2,8 mm. 0,5 A.

Tension maxi 150 V. Prix 4,50 F

En cadeau avec chaque ampoule : un aimant

correspondant.

PROMO : ACCUS

RECHARGEABLES

1,2 V Cadm.-nick.

1 800 C

4000 C

Ref.

1800 C

4000 D

Ø 26 mm

1 1 800 mA

Prix, l'une 29,00 F

Par 4, l'une 24,00 F

43,00 F

NOUVEAUTES RTC : AMPLIS

HYBRIDES 30 et 60 watts

Livrés avec schéma complet - Implantation et

dessin du CI à l'échelle 1

30 watts 180 F • 60 watts 230 F

LA QUALITÉ RTC

CELLULES

SOLAIRES

BPX 47

34 F

Ø 57 mm, 580 mA, 0,455 V

Par 10 290 F

RTC

PANNEAUX SOLAIRES

*SUPER PROMOTION

PANNEAU DE 34 CELLULES. BPX 47 AN.

Dim. ext. 468 x 365. Epaisseur 15 mm.

Poids 2,4 kg. Tens. de sortie 15 V.

Puis. mini 9 W 1 350 F TTC

VENTE PAR CORRESPONDANCE : Expédition à réception de mandat, chèque bancaire ou postal joint à la commande.

Tous nos envois sont effectués en recommandé.

MINIMUM D'ENVOI : 50 F.

Pour vos commandes ne pas oublier d'ajouter les frais de port, jusqu'à 2 kg 13,40 F. Jusqu'à 5 kg 21,80 F. Au-delà de 5 kg tarif transporteur.

Contre-remboursement : Joindre 30 % du montant de la commande. Frais en sus 10,00 F.

Nos marchandises voyagent au risque et péril du destinataire même lorsqu'elles sont expédiées franco.

Pour tout renseignement prière d'envoyer une enveloppe réponse timbrée à l'adresse du destinataire.

EXPEDITION EN FRANCE ET ÉTRANGER.



SYNONYME DE QUALITÉ

10, RUE DES FILLES DU CALVAIRE,
75003 PARIS

Métro : Filles du Calvaire.
Tél. : 271.37.48 +

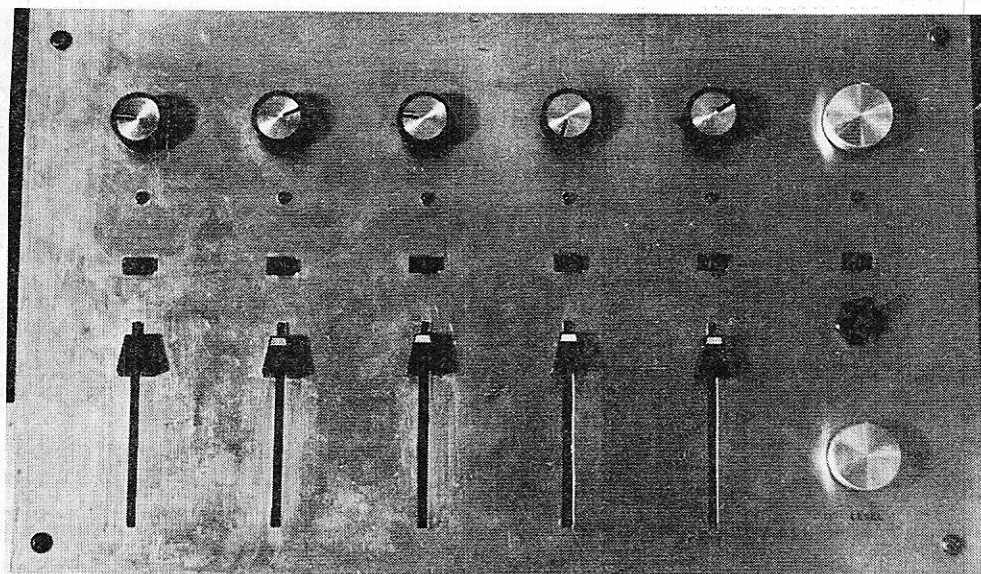
Ouvert tous les jours de 9 h à 12

Les appareils, modulateurs de lumière, chenillards, gradateurs semblent toujours intéresser nos lecteurs. La régie de lumière présentée regroupe ces trois appareils en un seul et permet l'économie de plusieurs composants tels que triacs et alimentations. L'électronique de commande permet une commutation assez souple, les commutateurs étant insérés dans le circuit de commandes des Triacs. En utilisation

modulateur, l'appareil pourra être relié à une prise de sortie monitoring d'un préamplificateur et ceci en toute sécurité grâce aux photocoupleurs.

Les photocoupleurs ont en outre l'avantage de ne pas transmettre les parasites, dans la chaîne d'amplification. On prendra soin de ne pas alimenter la dite chaîne et le modulateur à partir de la même prise secteur.

CONSOLE D'ANIMATION LUMINEUSE à 3 fonctions



Le schéma synoptique de l'appareil est donné figure 1.

A l'entrée on trouve un ampli adaptateur ayant une grande impédance d'entrée, ce qui permettra de connecter l'appareil sur une voie d'un préamplificateur sans en perturber le fonctionnement. Pour cet amplificateur séparateur nous avons opté pour la solution de facilité puisqu'il s'agit d'un LH 310. Le LH 310 est un amplificateur opérationnel dont l'entrée inverseuse et la sortie sont reliées à l'intérieur du boîtier, il ne nécessite aucune compensation et donc aucun autre élément pour fonctionner en buffer jusqu'à plusieurs megahertz.

Le potentiomètre de volume général prélève une fraction de la tension de sortie. Cette tension est appliquée à l'entrée des amplificateurs à commande automatique de gain : CAG. L'association du potentiomètre de volume et de la commande automatique de gain donne un réglage très progressif et permet très facilement un positionnement optimal procurant le meilleur

effet.

Chaque sortie des cinq amplificateurs à CAG est bien entendu différente et connectée à un potentiomètre de volume correspondant à la voie concernée. Le signal issu du potentiomètre de volume est transmis au filtre : passe haut, passe bas ou passe bande. Il y a trois filtres passe bande qui sont bien évidemment centrés sur des fréquences différentes. De manière à obtenir une séparation la plus efficace possible on a calculé des filtres d'ordre 4. On peut bien sûr envisager un nombre de cellules de filtrage beaucoup plus important : 6 ou 8, mais le nombre d'amplificateurs opérationnels à ajouter sera aussi grand que le nombre de cellules supplémentaires.

Le signal filtré attaque ensuite un comparateur intégré destiné à la mise en forme des signaux. A la sortie des comparateurs on dispose d'un signal rectangulaire 0-5V dont la largeur est fonction de la forme du signal de sortie du filtre.

Le bloc de commutation permet de passer du mode de fonctionnement modula-

teur à chenillard ou à gradateur. Les sorties du bloc commandent les coupleurs optiques dont le transistor est utilisé dans le circuit d'interface commandant la gâchette du triac. La tension de sortie est donc finalement représentative de la tension d'entrée. Les cinq gradateurs branchés en parallèle dans les circuits lampe permettent de réduire l'intensité lumineuse quelle que soit la tension d'entrée : ces gradateurs seront très utiles lors de l'utilisation de spots oranges ou jaunes et de spots bleus ou verts.

Le chenillard est réalisé en technologie CMOS, ce qui assure une grande immunité aux parasites et évite un fonctionnement aléatoire.

On remarquera sur le schéma de principe de la figure 1 les quatre alimentations, la première triple : + 12, + 5, 0, - 12, et la seconde simple : + 5 destinée aux circuits d'interface.

Il est absolument nécessaire que les deux alimentations soient totalement indépendantes si l'on veut que les photocoupleurs jouent parfaitement leur rôle.

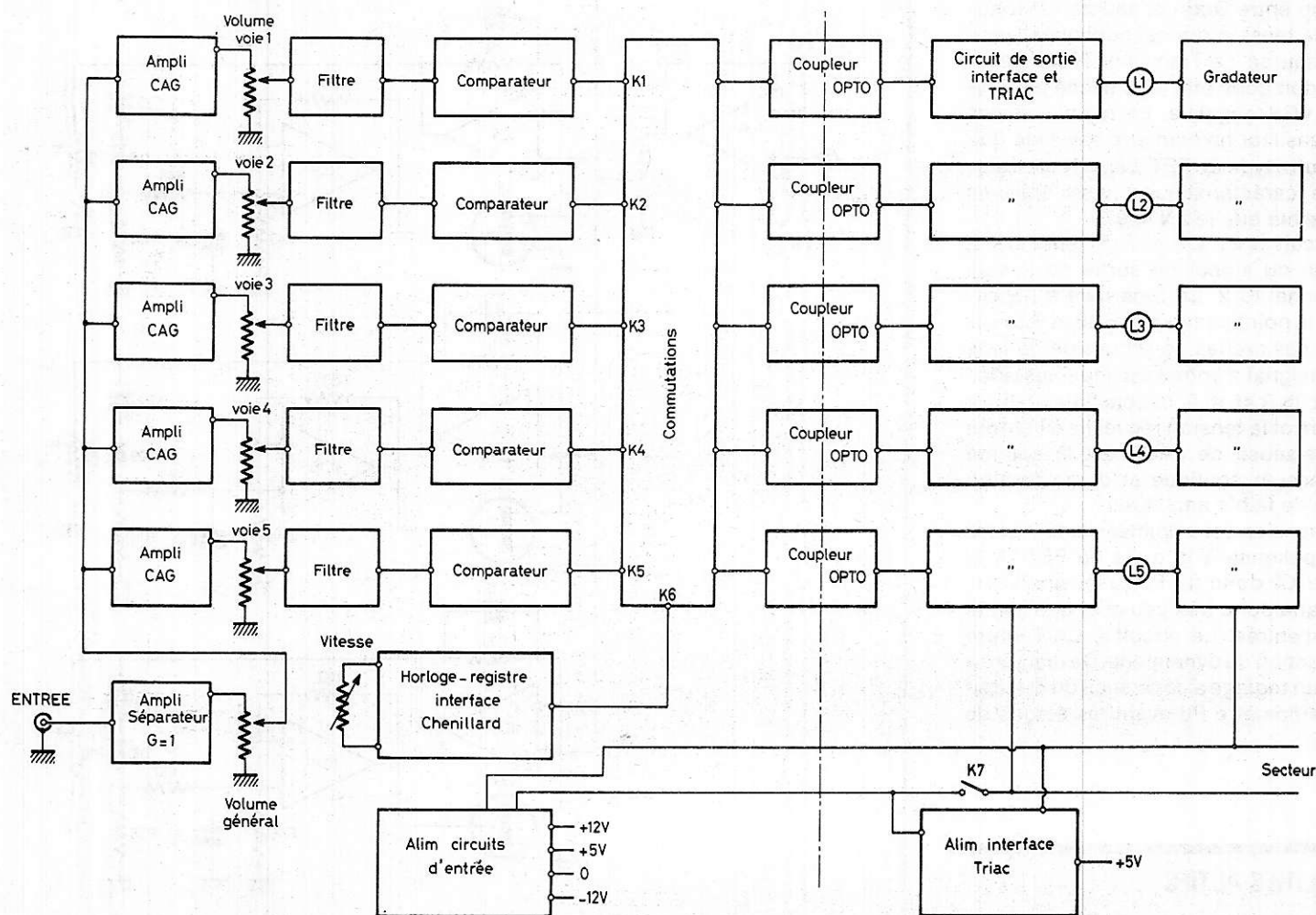


Figure 1

DESCRIPTION DES CIRCUITS DE COMMANDE

Les circuits de commande sont ceux de la **figure 2** et ils correspondent à ce qui se trouve à gauche des photocoupleurs, sur le schéma synoptique de la **figure 1**.

Le circuit intégré IC 1 n'appelle aucun commentaire puisqu'il s'agit du LM 310 précédemment cité, quoique dans un but économique on puisse envisager le remplacement de circuit par un AOP beaucoup moins coûteux tel que le 741 monté en gain unité. Dans ce cas il n'y aurait qu'à connecter les broches 2 et 6 du circuit intégré 741.

Le circuit à commande automatique de gain :

L'amplificateur à CAG est constitué par les amplificateurs opérationnels IC2 et IC7 pour la première voie, IC3 et IC8 pour la seconde etc...

IC2 est monté en amplificateur non inverseur et le gain, fixé par R 31 et la résistance RDS du transistor à effet de champ T6, est toujours supérieur à l'unité. La résistance que présente le transistor à effet de champ entre Drain et source est fonction de la tension qui est appliquée entre grille et source. Le Transistor T6 du type à canal N doit donc être commandé par une tension VGS négative. Le remplacement de ce transistor ne peut être envisagé que par un autre type de FET, canal N bien sûr, mais de caractéristiques aussi voisines que possible que le ZN 4391.

Le circuit C 21, D6 et R 51 effectue la détection du signal de sortie de l'ampli opérationnel IC 2. En regardant à l'oscilloscope le point commun à R 46 et R 51 on observe des arches de sénusoïde dans le cas où le signal d'entrée est une sinusoïde.

Le circuit R 46 et C 16 constitue un filtre sommaire et la tension recueillie à l'entrée non inverseuse de l'AOP est la somme d'une tension continue et d'une tension ondulée de faible amplitude.

Cette tension est amplifiée par IC 7 avant d'être appliquée à la grille du FET. A la sortie de IC2 donc sur P6, la tension alternative varie donc très peu quel que soit le niveau d'entrée. Le circuit à CAG opère une réduction de dynamique. De manière à obtenir un réglage aisé du seuil on dispose un potentiomètre P6 avant les étages de filtre.

LES FILTRES ACTIFS

Les cellules de filtrage sont représentées en détail à la **figure 3**.

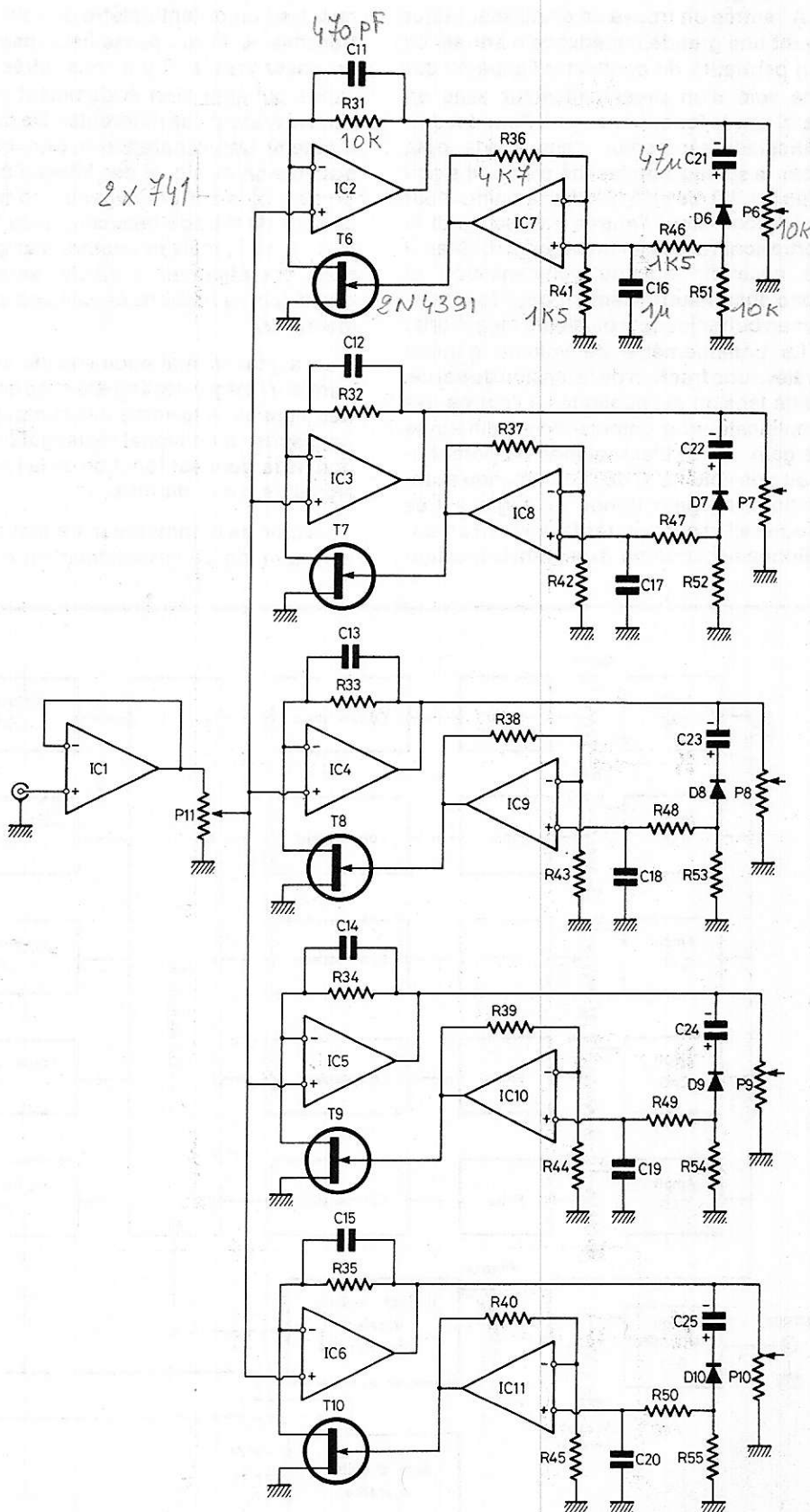
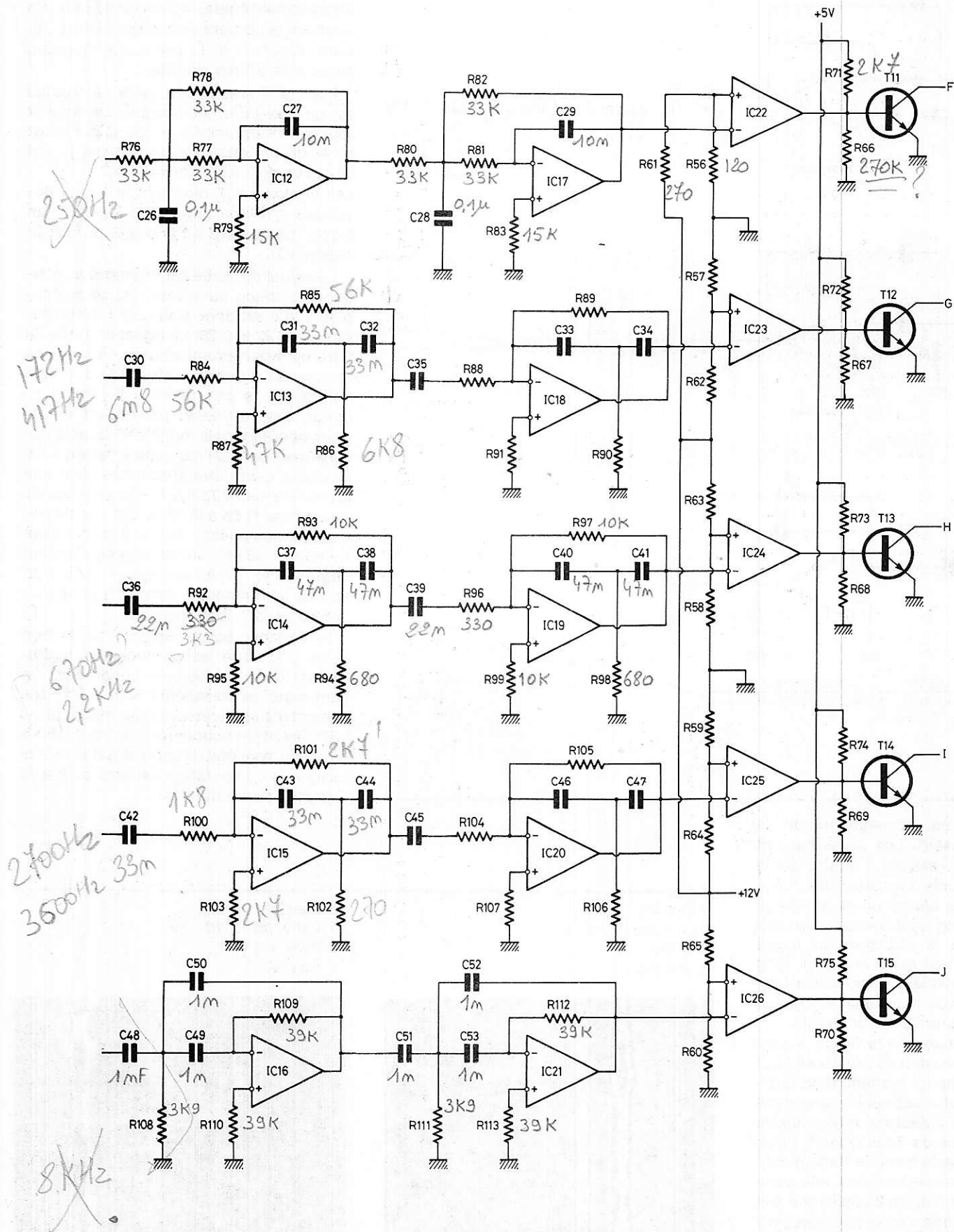


Figure 2



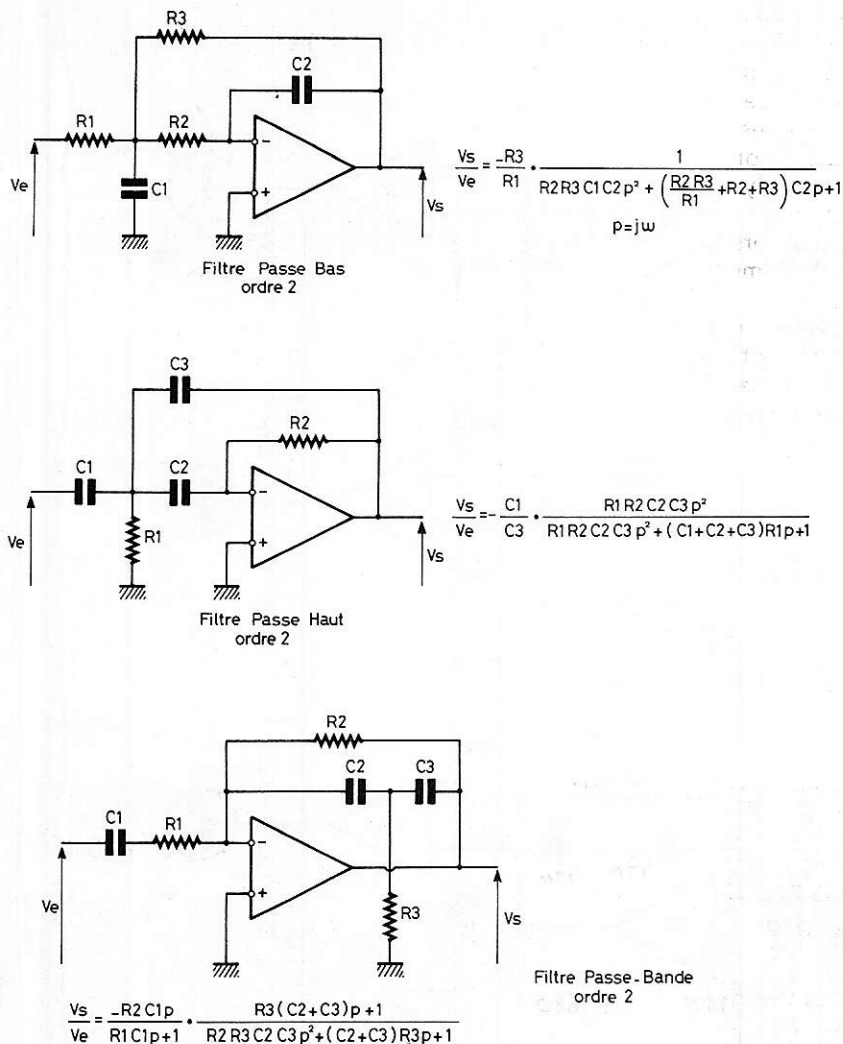


Figure 3

Chaque filtre est accompagné de sa fonction de transfert. Les passe haut et passe bas sont réalisés à partir de la structure de Rauch. Le calcul des fonctions ne pose pas beaucoup de problème mais est assez long, seul le résultat final est donné. Quant à la structure du passe bande, le calcul est beaucoup plus long surtout si l'on considère, comme cela a été fait ici, que chaque résistance et chaque condensateur a une valeur différente.

Toutes les cellules de la **figure 3** sont d'ordre 2. Elles peuvent être utilisées pour un filtre ayant une loi à atténuation quelconque. Dans notre cas seule l'amplitude nous intéresse et l'idéal serait bien sûr de réaliser des filtres de Tchebycheff, hélas ces filtres, simples à calculer lorsque l'on connaît la fonction de transfert, elle aussi simple à calculer d'ordre 2 quelle que soit l'ondulation maximale en bande passante, entraîne des valeurs de condensateurs et de résistance n'existant pas dans les séries courantes. C'est la raison pour laquelle on

a disposé deux cellules identiques en série.

Pour le passe bas et le passe haut, chaque cellule ayant une pente d'atténuation sensiblement égale à 40 dB par décade. En doublant le nombre de cellules le filtre devient d'ordre 4 et la pente d'atténuation passe à 80 dB par décade.

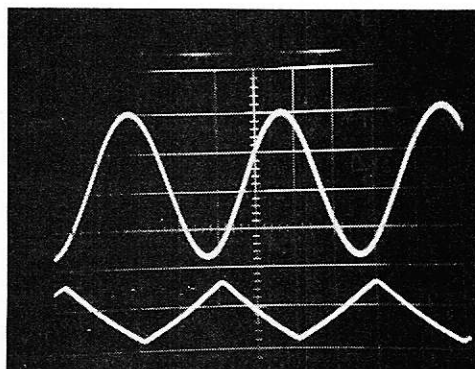
Pour les filtres passe bande le résultat est un peu différent puisque de chaque côté de la fréquence centrale, la pente est de 40 dB par décade pour le groupement des deux cellules élémentaires.

Les *photos 1 à V* montrent la forme des signaux que l'on obtient en injectant un signal triangulaire à l'entrée 3 du circuit intégré IC1.

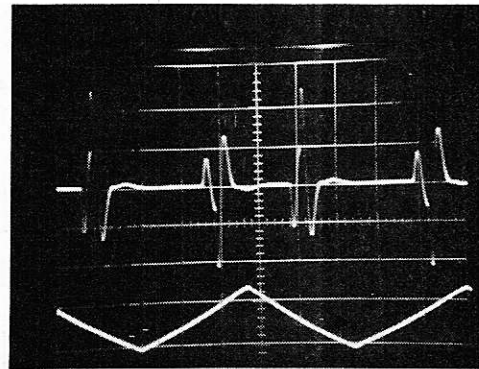
Le signal de sortie est impropre à l'attaque des triacs ou même des photocoupleurs et il est donc traité par les comparateurs IC 22 à IC 26. Le signal de sortie au filtre est directement transmis à la sortie inverseuse du comparateur LM 306. Ces comparateurs pourraient à l'extrême rigueur, être remplacés par des amplificateurs opérationnels montés en boucle ouverte mais dans ce cas l'alimentation + 4V auxiliaire devra être supprimée ainsi que les résistances R 71 à R 75. Dans ce cas les résistances R 66 à R 70 seront considérablement diminuées : 10 K et il faudra insérer entre R 66 et la sortie de l'amplificateur opérationnel une résistance que l'on pourra déterminer par essais et qui sera de l'ordre de 22 k à 47 kΩ.

La sortance des comparateurs est trop faible pour que les photocoupleurs travaillent dans de bonnes conditions. Ce sont donc les transistors T 11 à T 15 qui servent d'amplificateur et commandent les LED des photocoupleurs. Les *photos VI à VIII* montrent l'état de sortie des transistors lorsque le comparateur est attaqué par le signal de sortie du filtre.

Filtre (1)
0.5 V div. (6) IC 17
2 V div.
2 ms div



Filtre (2)
1 V div. (6) IC 18
2 V div. (3) IC 1
2 ms div.



LE CHENILLARD CINQ VOIES

Le principe du chenillard est extrêmement simple. Voir **figure 4**. On a d'une part une horloge constituée par IC 27 : NE 555. La fréquence est déterminée par les résistances R 114, R 115, P 12 et le condensateur C 55. Seul P 12 est réglable et apparaît en face avant, les signaux de forme rectangulaire sont disponibles à la broche 3 du circuit intégré IC 27. La sortie de ce circuit étant à collecteur ouvert, on dispose en sortie les deux résistances R 116 et R 117 qui jouent le rôle d'interface MOS. Les signaux sont transmis à IC 28.

On a donc d'autre part IC 23, compteur Johnson à cinq étages, ce circuit est muni

de 10 sorties et seules cinq d'entre elles nous intéressent. C'est la raison pour laquelle le brochage à lieu entre la sixième sortie et la remise à zéro. Les signaux sont transmis aux sorties « 0 », « 1 », « 2 », « 3 », « 4 », respectivement aux broches 3, 2, 4, 7 et 10. Le signal n'apparaît que sur l'une des sorties à la fois et il dure le temps d'un coup d'horloge. En fonctionnement chenillard il n'y a qu'une seule voie allumée à la fois.

Les transistors T 16 à T 20 servent d'interface, au même titre que les transistors T 11 à T 15.

Les diverses connexions permettant le fonctionnement en modulateur gradateur ou chenillard seront traitées dans un prochain paragraphe.

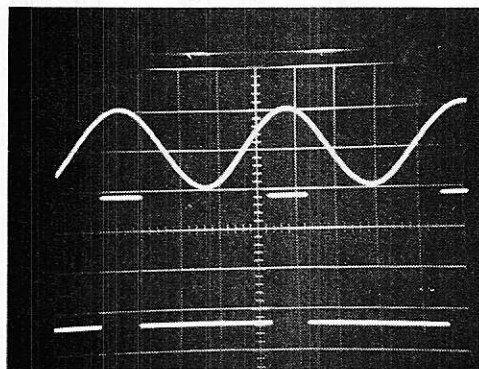
LES PHOTOCOUPLEURS ET LES CIRCUITS DE PUISSANCE

Les schémas sont donnés **figure 5**.

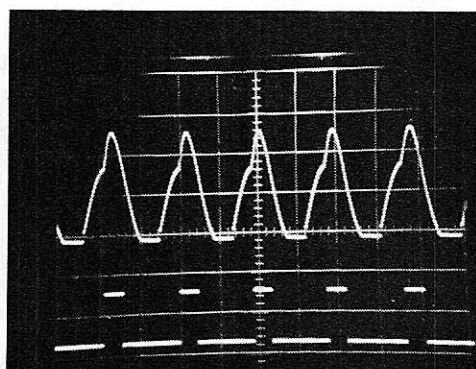
Les diodes des photocoupleurs OC 1 à OC 5 sont commandées soit par les transistors T 11 à T 15, soit par les transistors T 16 à T 20.

Les résistances R 26 à R 30 limitent le courant dans ces diodes. Le rayonnement émis par cette diode génère le courant de base du transistor de sortie, ce courant est insuffisant à la commande des triacs. Les transistors T 1 à T 5 amplifient le courant de sortie de manière à obtenir le niveau suffisant et déclancher le triac. De part et d'autre du photocoupleur les alimentations doivent être totalement indépendantes. Le

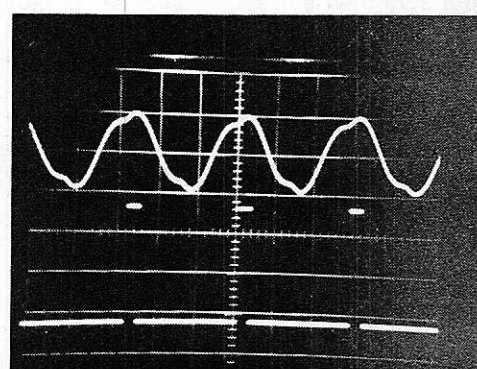
Sup. sortie filtre (1)
5 V div. (6) IC 22
sortie collect. T 11 2 V div.
2 ms div.



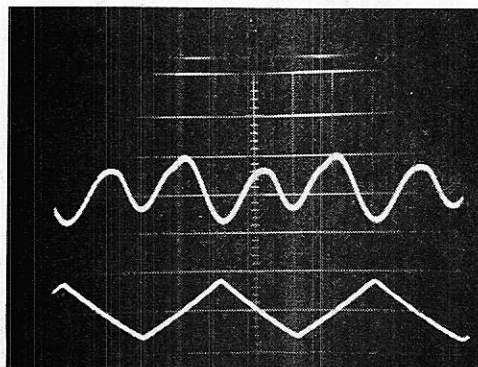
Sup. sortie filtre (2)
5 V div.
sortie transist. collect.
5 V div.
50 µs div.



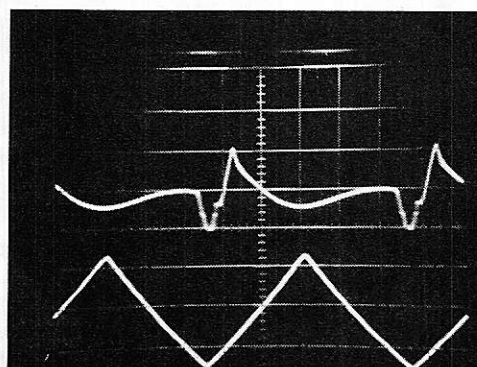
Sortie filtre (3)
5 V div. (6) IC 24
Sortie transist.
0.2 V div. collect. T 13
2 ms div.



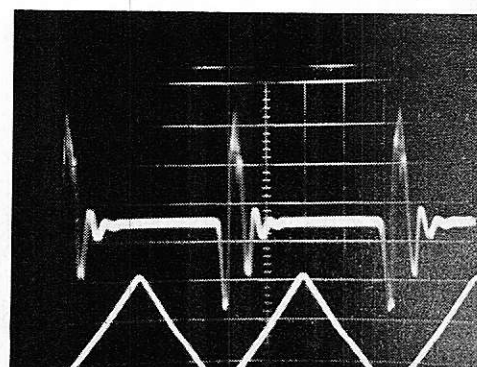
Filtre (3)
5 V div. (6) IC 19
2 V div. (3) IC 1
2 ms div.



Filtre (4)
5 V div. (6) IC 20
1 V div (3) IC 1
2 ms div.



Filtre (5)
2 V div. (6) IC 21
1 V div. (3) IC 1
5 ms div.



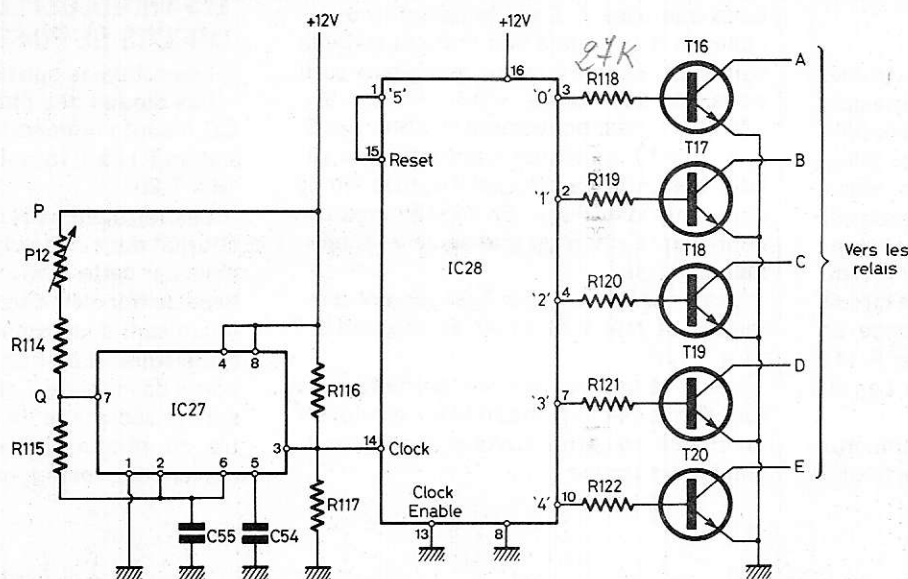


Figure 4

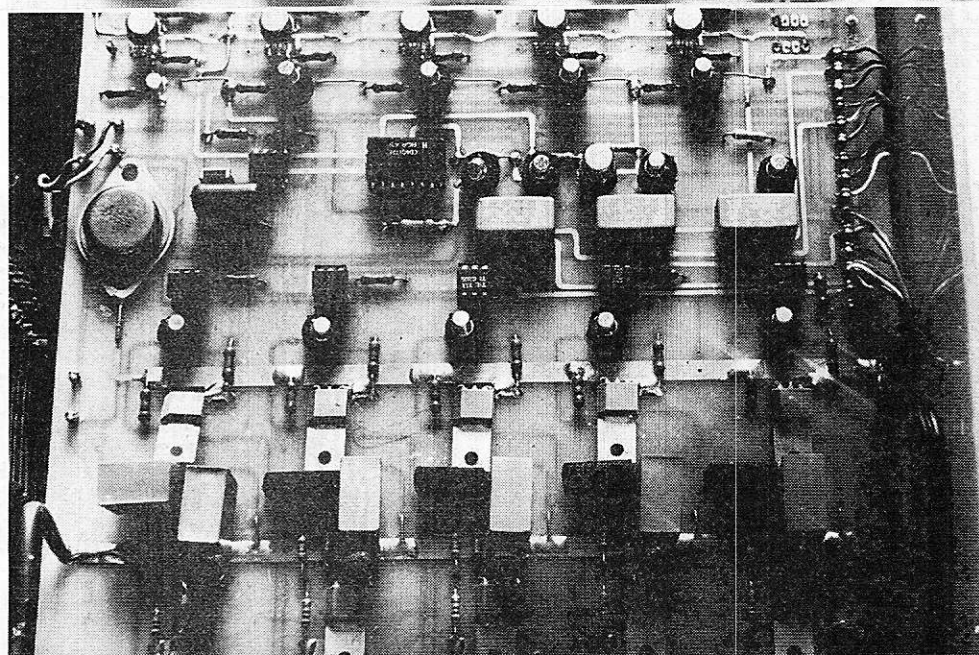
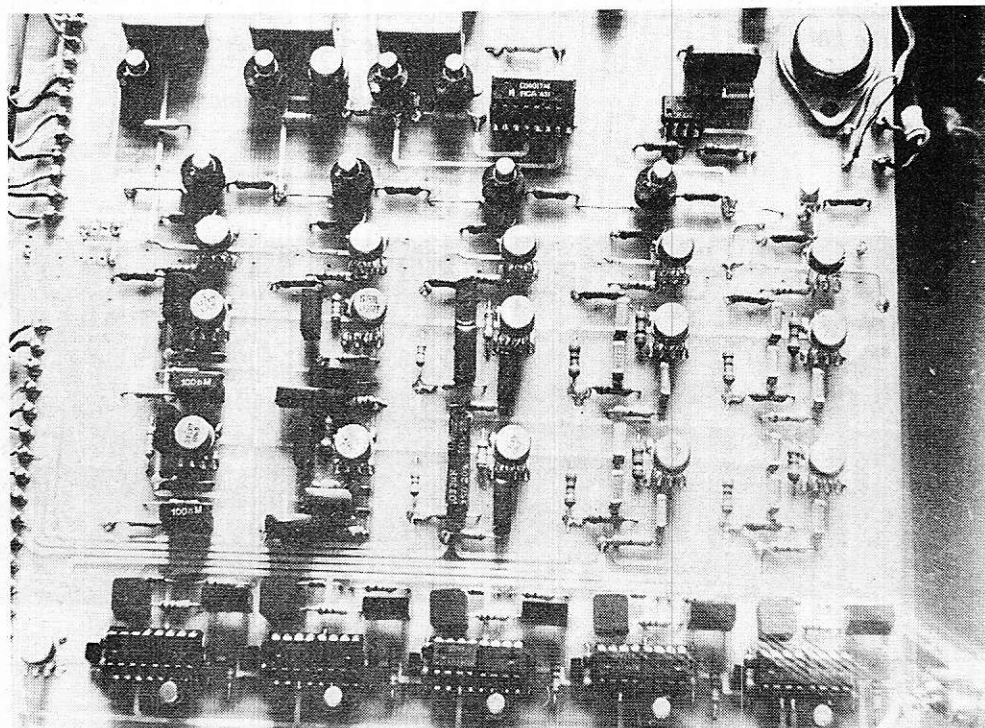
régulateur RG4, alimente uniquement cet interface de commande des triacs.

Les gradateurs sont tout à fait classiques. On utilise un autre triac pour chaque voie. L'intensité est ajustable par le potentiomètre 71. On a utilisé des potentiomètres à déplacement linéaire et à loi linéaire qui sont bien sûr accessibles par la face avant. La course a été limitée de cinq millimètres vers le haut en glissant une cale dans la rainure. Cette limitation évite l'arc électrique qui a quelquefois tendance à se produire lorsque l'on arrive en bout de course, quand la résistance du potentiomètre devient très faible.

LES COMMUTATIONS

En plus de l'inverseur arrêt-marche, la face avant comporte six doubles inverseurs : K1 à K6. On a utilisé des inverseurs à glissière mais pour des raisons évidentes de réalisation mécanique, on utilisera des inverseurs miniature à bouton basculant.

K6 permet soit le fonctionnement en



La carte principale de grande dimension reçoit une implantation très dense (près de deux cents composants). Les interconnexions avec les diverses commandes placées en face avant sont raccordées sur des picots soudés sur le circuit imprimé.

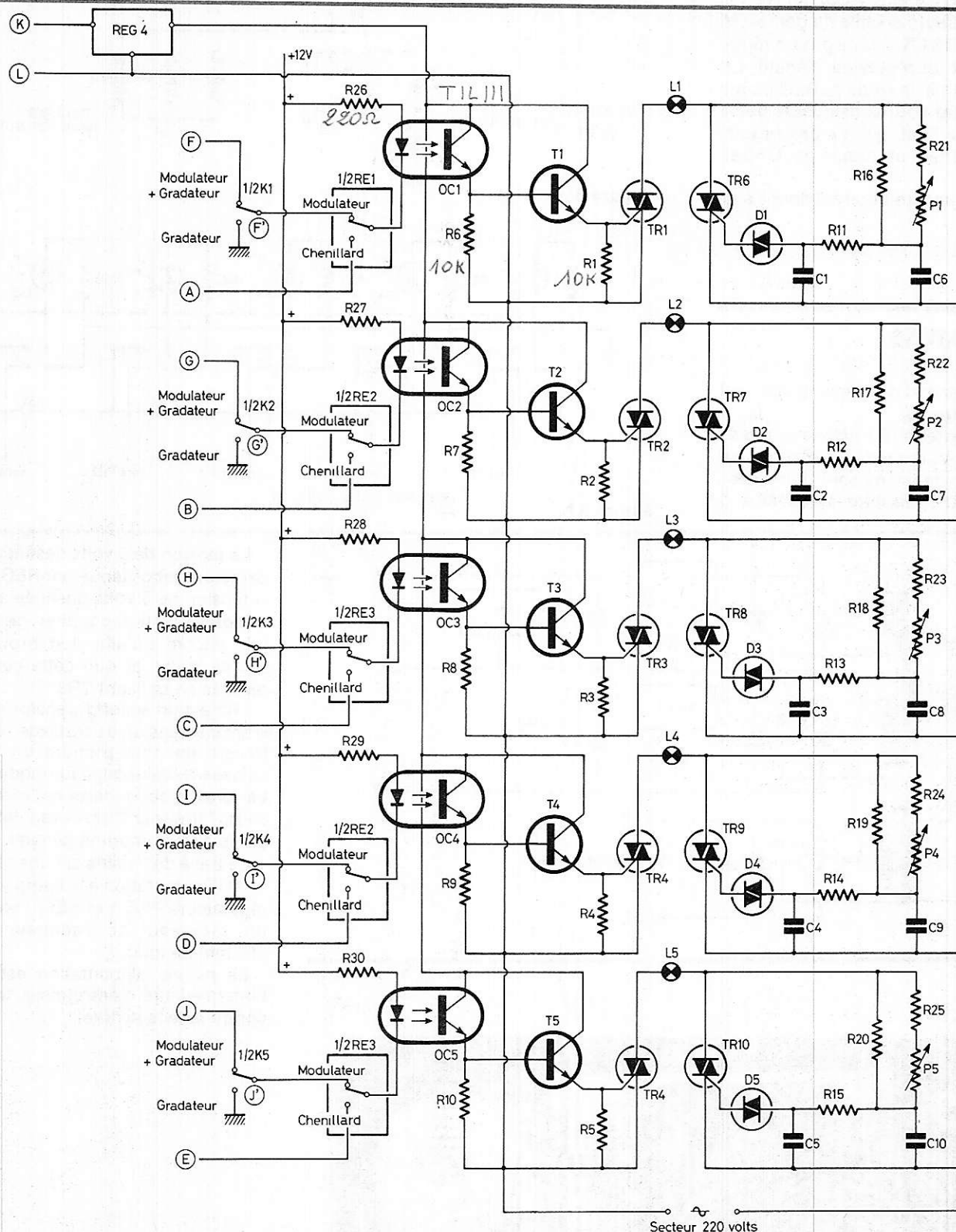


Figure 5

« prise » sont en contact avec la masse, la diode du photocoupleur est allumée, quel que soit l'état de sortie du comparateur et donc indépendamment de la modulation, l'appareil fonctionne alors en gradateur. Dans cette position les diodes D11 à D 15 sont allumées.

Dans la situation inverse l'appareil fonctionne en modulation et gradateur, on peut à la fois régler le seuil et l'intensité lumineuse. Voir figure 6.

modulateur, soit en chenillard. Quand la position chenillard est choisie ; relais alimenté, les interrupteurs K 1 à K 5 n'ont plus aucun effet sur le fonctionnement. Il est toutefois possible de régler l'intensité de chaque lampe.

Lorsque les relais ne sont pas alimentés D 16 est allumée et les inverseurs K1 à K5 retrouvent leurs fonctions. Quand les points milieu des inverseurs notés

REALISATION PRATIQUE

Etant donné la taille du circuit imprimé double face dont le tracé vue côté composant est donné à la figure 7 et le tracé vue côté piste à la figure 8, il sera préférable d'utiliser soit un film, soit la méthode de gravure directe.

L'implantation des composants est assez longue, plus de deux cents composants, mais ne pose pas de problème.

57. Les deux régulateurs REG 1 et REG 2 sont des régulateurs positifs du genre LM 340 K ou MC 7812 CK, il n'y a pas un régulateur positif et un régulateur négatif. La mesure du REG 1 et la sortie du REG 2 sont reliées entre elles pour constituer le point zéro. Le filtrage final, qui n'a pas besoin d'être très important est assuré par C 59 et C 60.

Le schéma d'implantation est donné à la figure 9.

LES ALIMENTATIONS

Le schéma général des alimentations est donné à la figure 10.

Le transformateur TR1 délivre une tension de 2 x 20 V, le modèle utilisé est de 50VA. Les deux tensions sont redressées par P 100 et P 200, puis filtrées par C 56 et C 57.

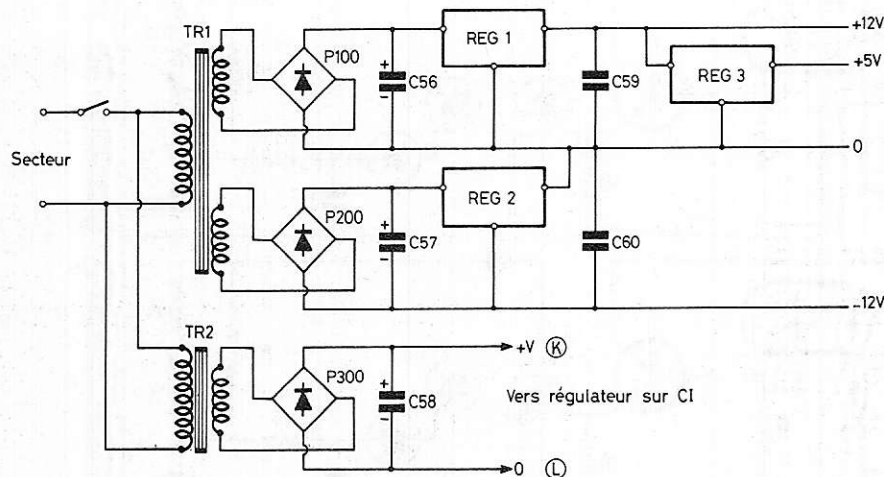


Figure 10

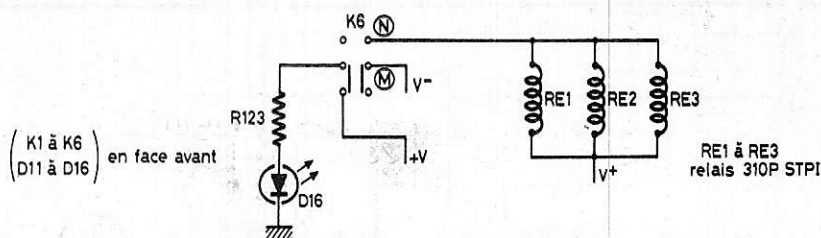


Figure 6 a

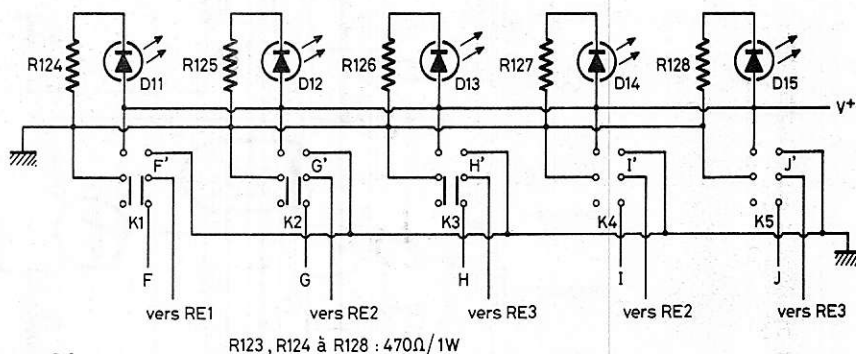


Figure 6 b

La tension de 5 volts destinée aux comparateurs est obtenue par REG 3. Quant à la tension de 5 volts destinée aux circuits de sortie du photocoupleur rappelons une fois encore qu'elle doit provenir d'une source isolée et que cette condition est réalisée en utilisant TR2.

TR1 est un second transformateur délivrant une tension de sortie de 10 V, pour ce transfo on peut prendre un type d'une puissance beaucoup plus modeste : 15 VA. La tension secondaire est rectifiée par P 300 et filtrée par C 58. Le régulateur est fixé sur le circuit imprimé général.

Le tracé des pistes est donné à la figure 11 et l'implantation à la figure 12. Les deux régulateurs REG 1 et REG 2 sont fixés sur un morceau de radiateur d'environ 150 mm de long.

La platine alimentation est fixée, par l'intermédiaire d'entretoises, très courtes, contre la face arrière.

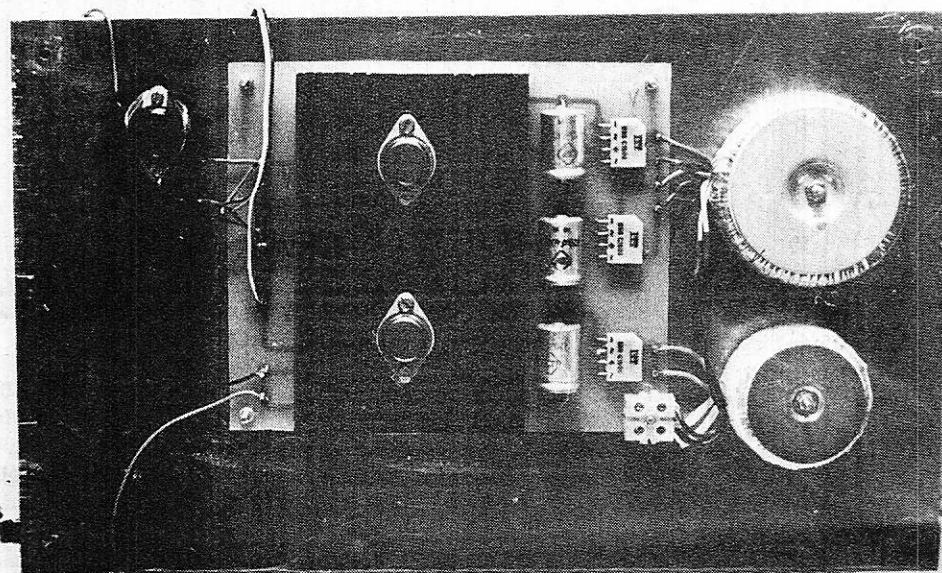
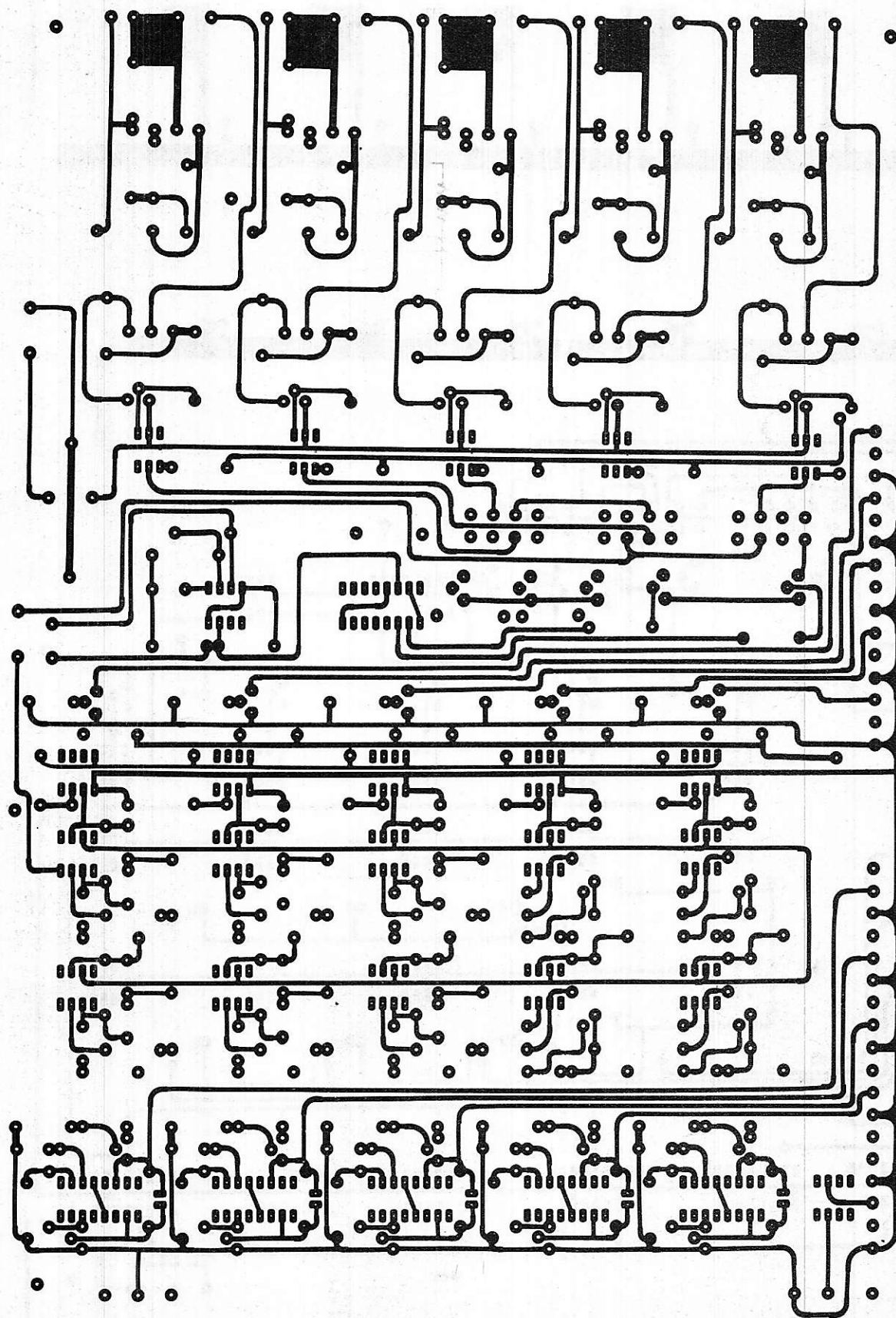


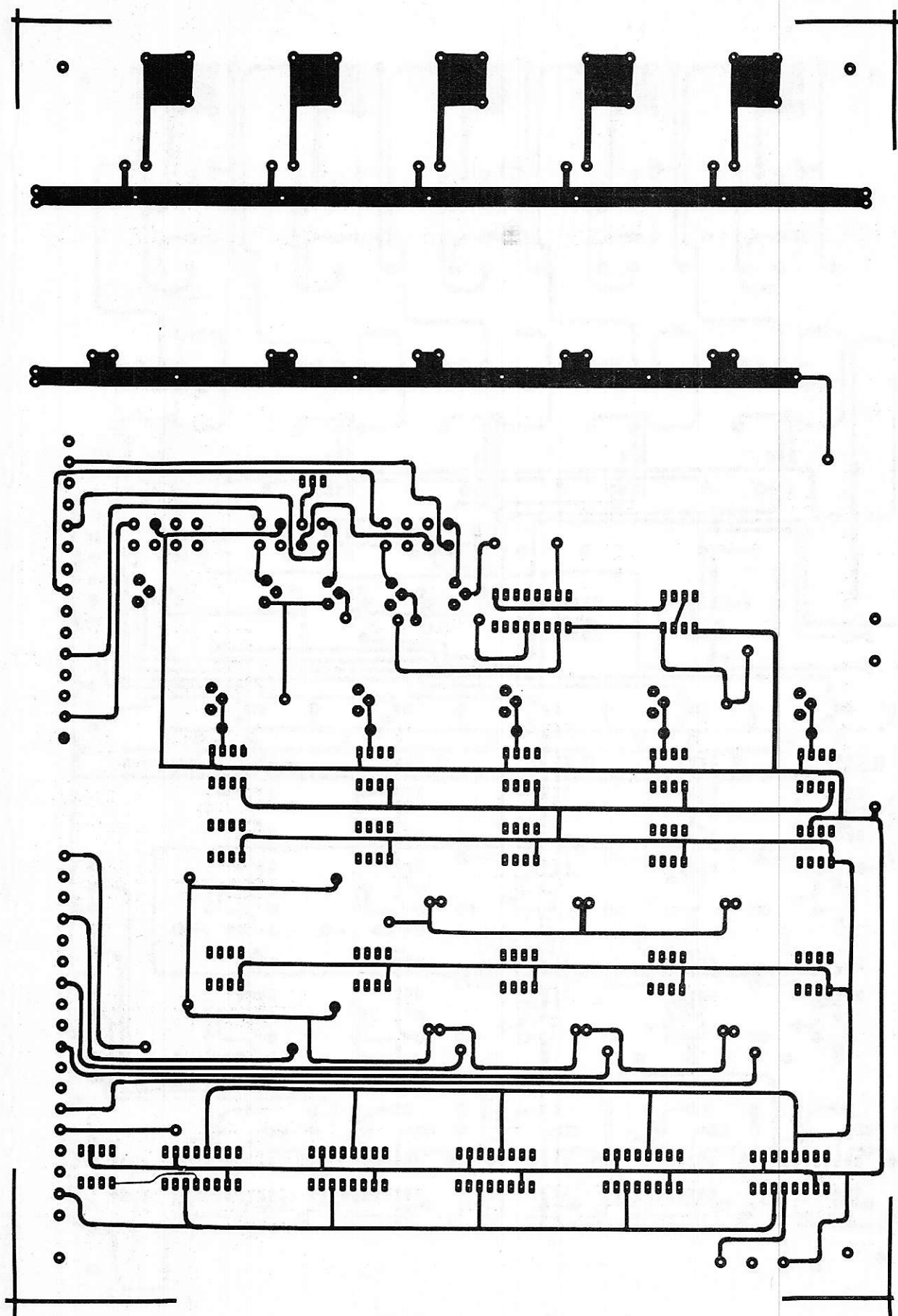
Photo 3

L'alimentation : les transformateurs et la carte alimentation ont été fixés sur une face latérale. Le régulateur a été fixé sur radiateur et câblé à proximité du module.



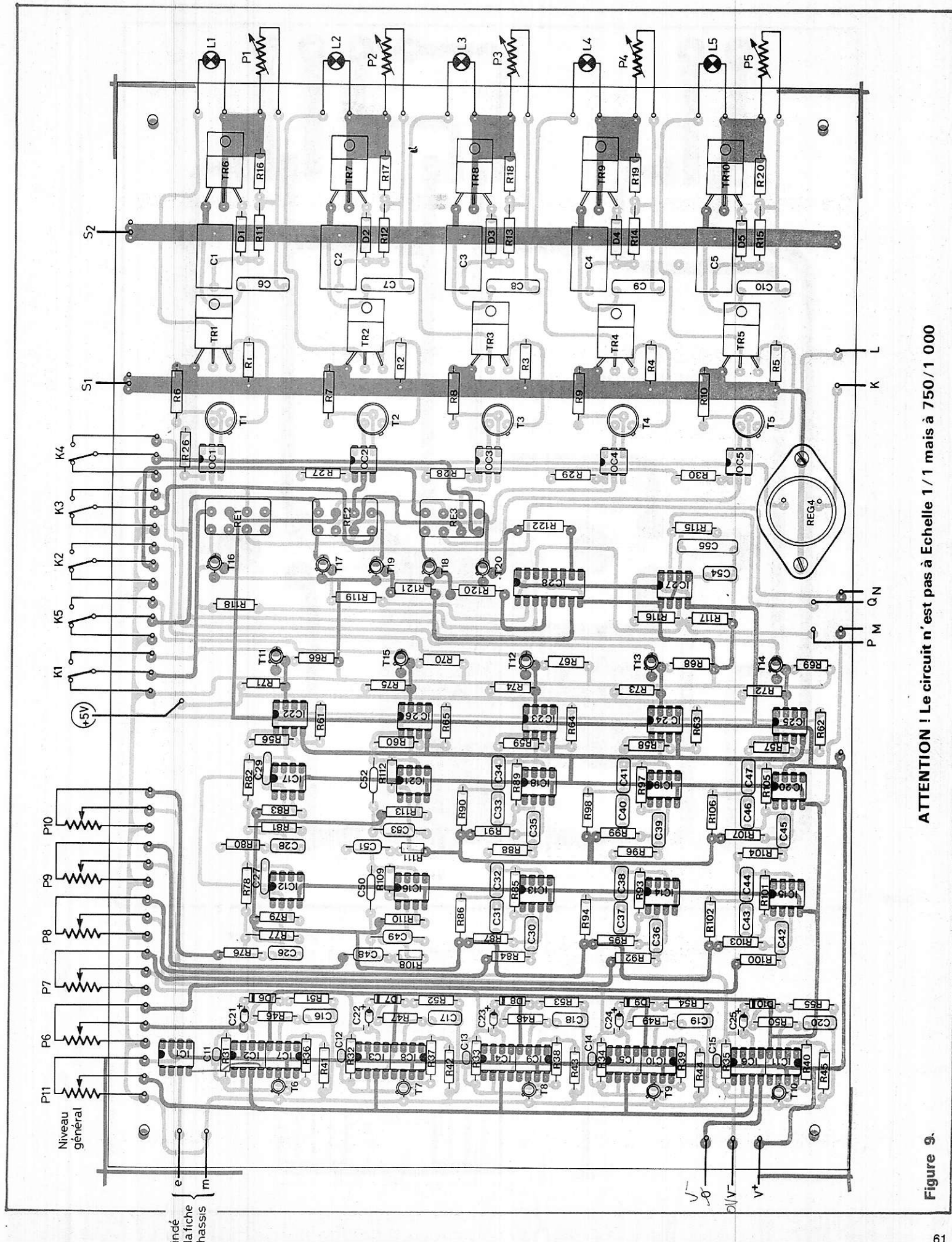
ATTENTION ! Le circuit n'est pas à Echelle 1/1 mais à 750/1 000

Figure 7



ATTENTION ! Le circuit n'est pas à Echelle 1/1 mais à 750/1 000

Figure 8



ATTENTION ! Le circuit n'est pas à Echelle 1 / 1 mais à 750 / 1 000

Figure 9.

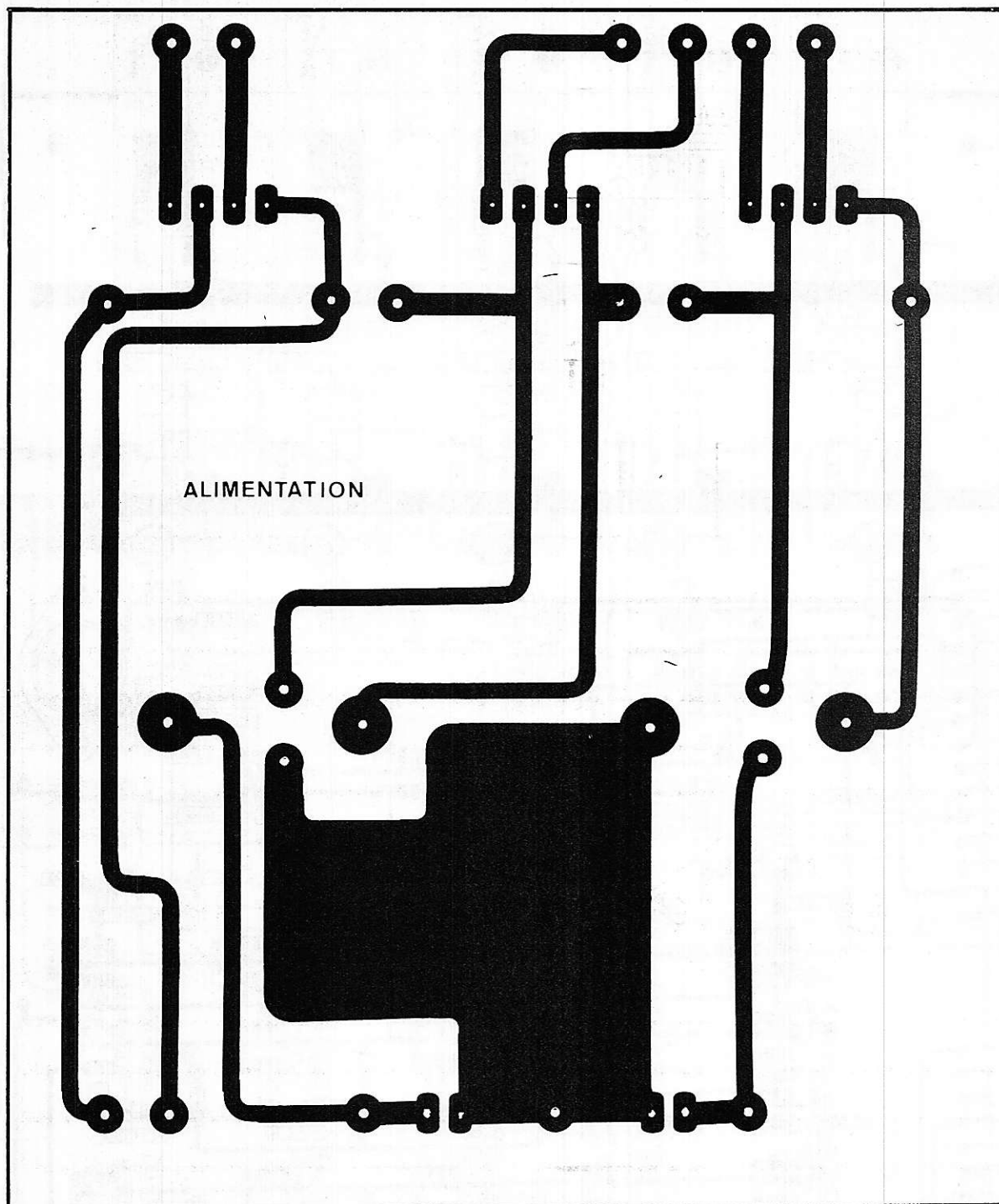
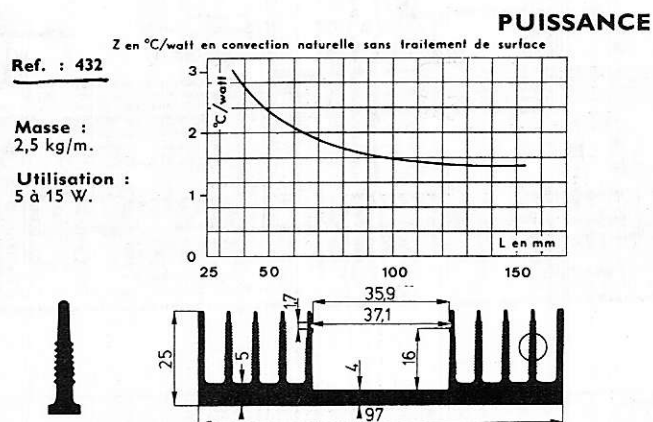


Figure 11



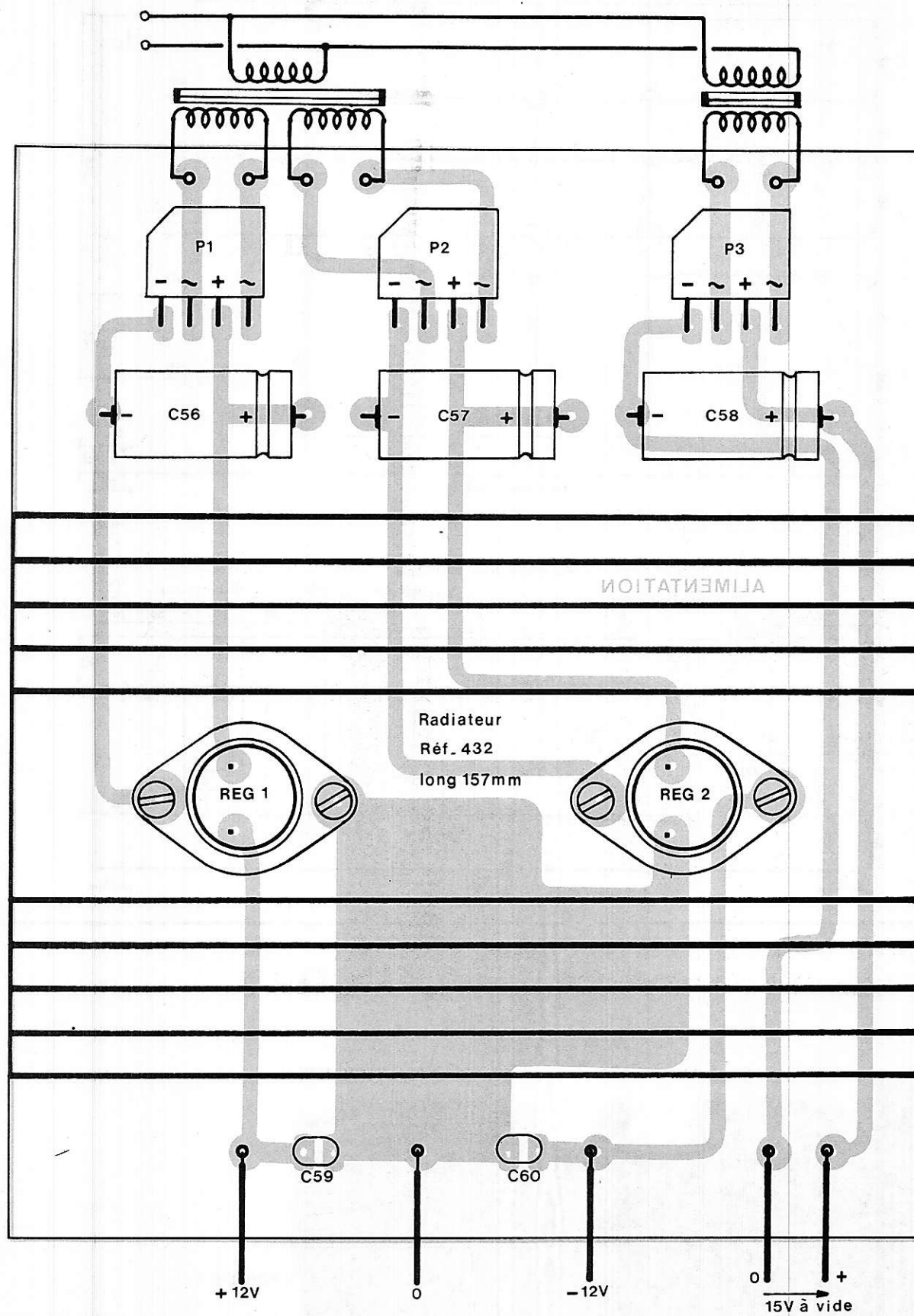
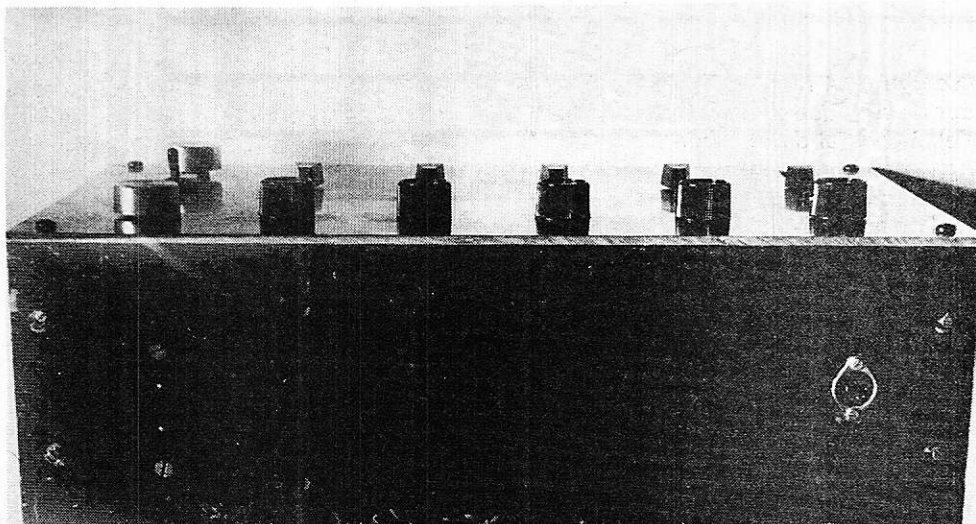
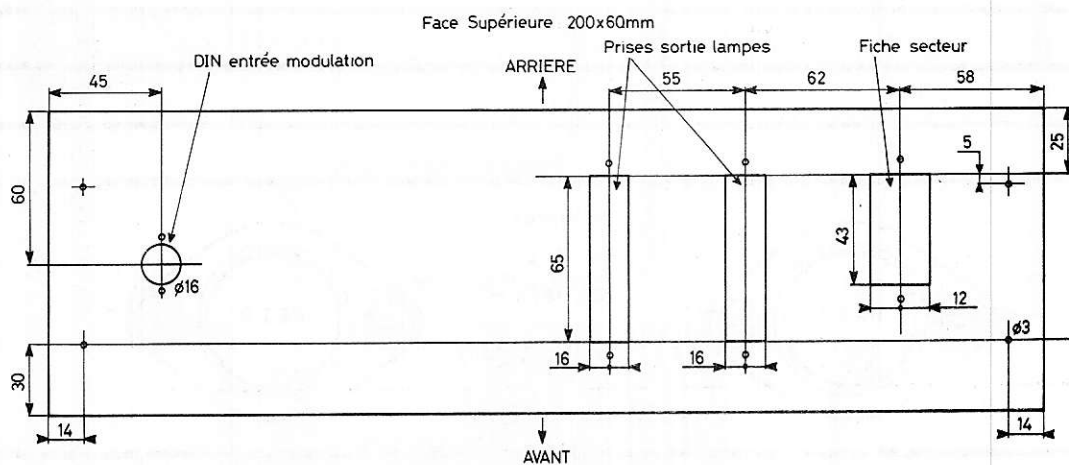
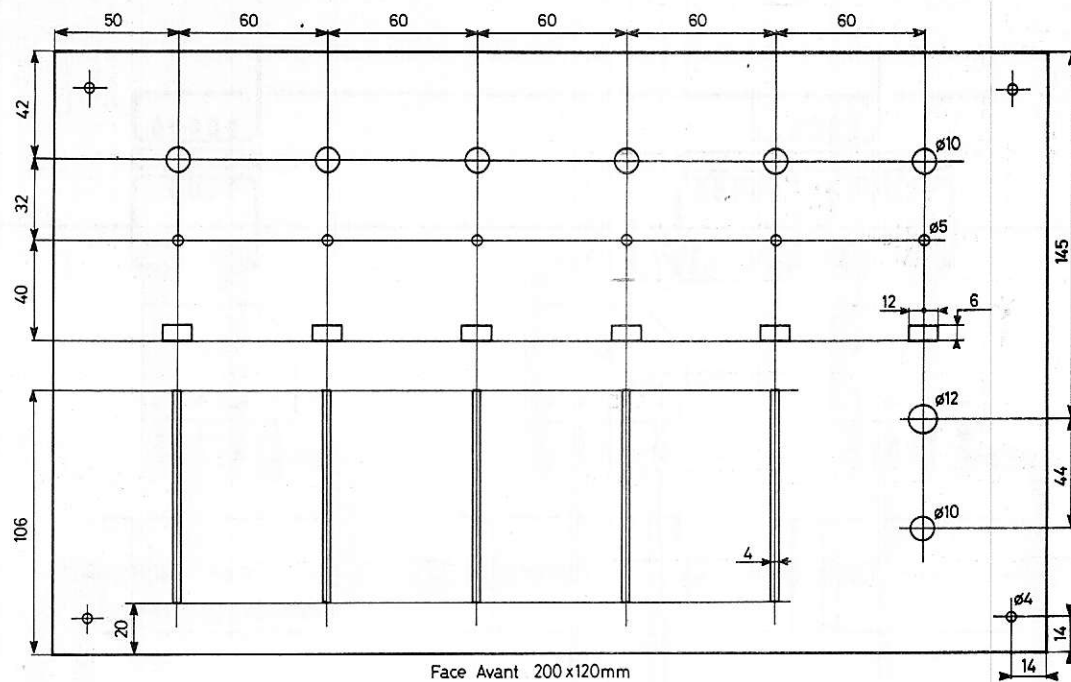


Figure 12



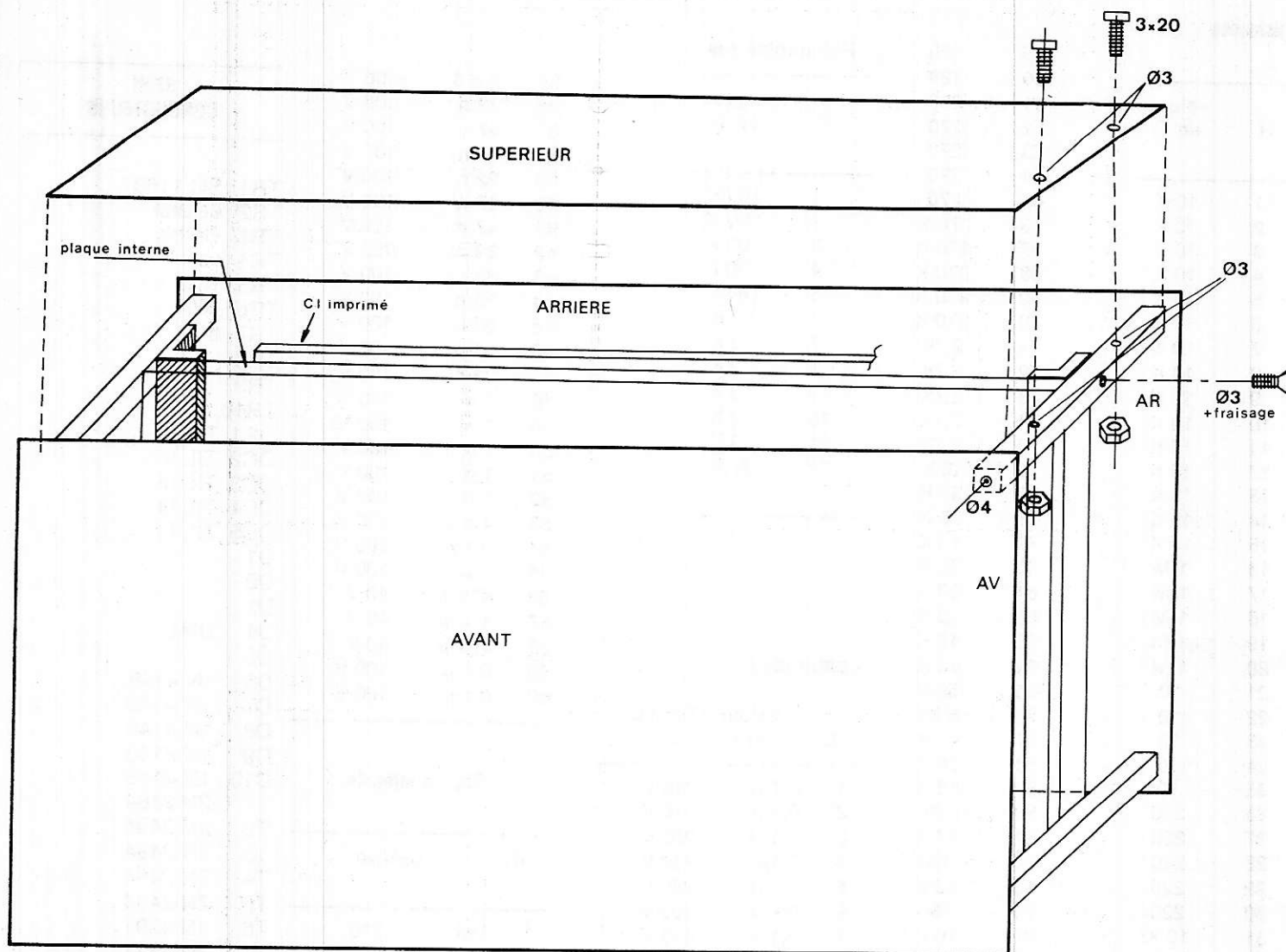


Figure 15

REALISATION MECANIQUE

La face avant et la plaque arrière sont en duralumin de cinq millimètres d'épaisseur. Pour obtenir un aspect très propre on pourra faire brosser ou faire anodiser la face avant.

Le plan de perçage de la face avant est donné à la **figure 13**. Les potentiomètres des gradateurs sont à déplacement linéaire et il est assez long de travailler la plaque pour réaliser cinq rainures. Dans le duralumin cette opération est relativement facile avec la lime adéquate. Si l'on tient à réduire le temps de fabrication mécanique il va de soit que l'on percera des trous ronds pour des potentiomètres classiques.

Les mêmes réflexions peuvent s'appliquer aux inverseurs K1 à K6.

La **figure 14** représente le plan de perçage de la plaque supérieure et la **figure 15** le plan général du montage du boîtier. Le circuit imprimé général est fixé sur la plaque interne qui peut être en PVC ou mieux en altuglass de 4 ou 5 mm.

Les trois faces restantes ont été prises dans de la tôle perforée par des trous de 2 mm de diamètre. Cette grille est en acier et fait 1 mm d'épaisseur. Pour des raisons d'esthétique, les trois faces sont peintes en noir.

MISE EN ROUTE

On devra avant tout ne câbler que les alimentations et les vérifier. La technique qui consiste à tout monter et à tout essayer

à la fin est une mauvaise solution. C'est en général l'échec certain.

On procèdera donc en testant avec méthode chaque partie venant d'être câblée. Amplificateurs à CAG, filtres, comparateurs, photocoupleurs etc.

Les triacs utilisés sont des 6 ampères, on peut donc envisager au maximum 6 KW de spots répartis sur les cinq voies. Cet appareil trouvera bien sa place dans un ensemble de sonorisation.

F. DE DIEULEVEULT

Nomenclature des composants

Résistances

R	valeur en Ω .
1	10 K
2	10 K
3	10 K
4	10 K
5	10 K
6	10 K
7	10 K
8	10 K
9	10 K
10	10 K
11	15 K
12	15 K
13	15 K
14	15 K
15	15 K
16	1 M
17	1 M
18	1 M
19	1 M
20	1 M
21	10
22	10
23	10
24	10
25	10
26	220
27	220
28	220
29	220
30	220
31	10 K
32	10 K
33	10 K
34	10 K
35	10 K
36	4,7K
37	4,7K
38	4,7K
39	4,7K
40	4,7K
41	1,5K
42	1,5K
43	1,5K
44	1,5K
45	1,5K
46	1,5K
47	1,5K
48	1,5K
49	1,5K
50	1,5K
51	10 K
52	10 K
53	10 K
54	10 K
55	10 K
56	120
57	120
58	120

Potentiomètres

P	valeur en Ω
1	100 K
2	100 K
3	100 K
4	100 K
5	100 K
6	10 K
7	10 K
8	10 K
9	10 K
10	10 K
11	10 K
12	22 K

Condensateurs

C	Valeur en F	Tension en V
1	0,1 μ	250 V
2	0,1 μ	250 V
3	0,1 μ	250 V
4	0,1 μ	250 V
5	0,1 μ	250 V
6	0,1 μ	400 V
7	0,1 μ	400 V
8	0,1 μ	400 V
9	0,1 μ	400 V
10	0,1 μ	400 V
11	470 p	63 V
12	470 p	63 V
13	470 p	68 V
14	470 p	63 V
15	470 p	63 V
16	470 p	63 V
17	1 μ	63 V
18	1 μ	63 V
19	1 μ	63 V
20	1 μ	63 V
21	1 μ	63 V
22	47 μ	25 V
23	47 μ	25 V
24	47 μ	25 V
25	47 μ	25 V
26	0,1 μ	100 V
27	10 n	100 V
28	0,1 μ	100 V
29	10 n	100 V
30	6,8n	100 V
31	33 n	100 V
32	33 n	100 V
33	33 n	100 V
34	33 n	100 V

35	6 n 8	100 V
36	22 n	100 V
37	47 n	100 V
38	47 n	100 V
39	22 n	100 V
40	47 n	100 V
41	47 n	100 V
42	33 n	100 V
43	33 n	100 V
44	33 n	100 V
45	33 n	100 V
46	33 n	100 V
47	33 n	100 V
48	1 n	100 V
49	1 n	100 V
50	1 n	100 V
51	1 n	100 V
52	1 n	100 V
53	1 n	100 V
54	0,1 μ	100 V
55	1 μ	100 V
56	470 μ	40 V
57	470 μ	40 V
58	470 μ	40 V
59	0,1 μ	100 V
60	0,1 μ	100 V

Circuits Intégrés

IC	Design
1	LM 310
2	μ a 741
3	μ a 741
4	μ a 741
5	μ a 741
6	μ a 741
7	μ a 741
8	μ a 741
9	μ a 741
10	μ a 741
11	μ a 741
12	μ a 741
13	μ a 741
14	μ a 741
15	μ a 741
16	μ a 741
17	μ a 741
18	μ a 741
19	μ a 741
20	μ a 741
21	μ a 741
22	lm 306
23	LM 306
24	LM 306
25	LM 306
26	LM 306
27	NE 555
28	CD 4017

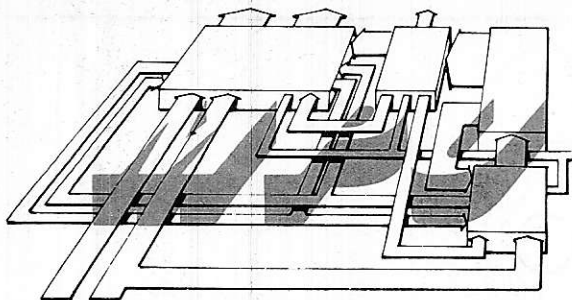
SEMI CONDUCTEURS

TR1	SC 1160
TR2	General
TR3	Electric
TR4	ou
TR5	Triac
TR6	400 V
TR7	6 A
TR8	
TR9	
TR10	
OC1	TIL III
OC2	TIL III
OC3	TIL III
OC4	TIL III
OC5	TIL III
D1	
D2	
D3	
D4	DIAC
D5	
D6	1N 4148
D7	1N 4148
D8	1N 4148
D9	1N 4148
D10	1N 4148
T1	2N 2484
T2	2N 2484
T3	2N 2484
T4	2N 2484
T5	2N 2484
T6	2N 4391
T7	2N 4391
T8	2N 4391
T9	2N 4391
T10	2N 4391
T11	2N 2219
T12	2N 2219
T13	2N 2219
T14	2N 2219
T15	2N 2219
T16	2N 2219
T17	2N 2219
T18	2N 2219
T19	2N 2119
T20	2N 2219

P100 B80C1500
P200 B80C1500
P300 B80C1500

Transformateurs

TR1	6023
TR2	6031
	TRANS
	DUCTOR



INITIATION AUX MICROPROCESSEURS

COUPLAGE D'UNE PETITE IMPRIMANTE LIGNE

Pour clore l'initiation aux microprocesseurs et pour entreprendre une série d'articles sur l'utilisation d'un système micro-informatique, nous décrirons ci-dessus, le couplage d'une petite imprimante ligne.

Toutes les notions qui seront introduites dans cet article sont, bien entendu, extensibles à d'autres imprimantes et d'autres couplages.

Comme pour la gestion d'un clavier que nous avons développée dans un article précédent, la notion qui ressort est celle de dialogue entre le périphérique et le micro-système. Si pour le clavier ce dialogue était un simple matricage entre des entrées et des sorties, ici nous allons trouver des signaux émis par le périphérique qui indiqueront l'état de celui-ci.

Notre but n'est pas d'entrer dans le détail de la constitution de l'imprimante et de sa logique de commande, mais davantage dans son exploitation à partir du système micro-informatique dont nous sommes dotés.

Pour cela, nous décrirons brièvement les signaux nécessaires au dialogue, les connexions et le programme de gestion.

I. — DESCRIPTION DE L'IMPRIMANTE

L'imprimante que nous avons choisie pour cette application est la NIP 18 construite par Olivetti. Ce choix, sans être fait au hasard, n'est pas impératif. Toutefois, cette dernière, dans sa version OEM a une électronique de commande qui la rend très facilement interfaçable avec un système micro-informatique. Mais ce n'est pas la seule.

1. — LA PARTIE MECANIQUE

L'évolution de l'électronique tend à faire diminuer les organes mécaniques dans les périphériques, mais un minimum reste nécessaire. Quand on parle de mécanisme, il s'agit ici pour la plus grande part de pièces plastiques moulées.

Le fonctionnement se réduit à deux mouvements :

- l'un longitudinal qui opère le déplacement de la tête d'impression,
- l'autre en rotation pour l'avance du papier.

Pour éviter les mouvements de frappe, l'impression est réalisée par déplacement le long d'une ligne d'électrodes sur papier électro-sensible. A noter que ce papier vendu en rouleaux est d'un prix comparable au papier ordinaire et tout aussi disponible. Seul son aspect est différent, puisqu'il a une apparence argentée.

Le peigne d'électrode, dans le sens de la hauteur a 7 brins. Au cours du déplacement longitudinal, des impulsions électriques

noircissent des points sur la ligne. Pour obtenir un dessin cohérent, il suffit d'envoyer une impulsion sur le bon brin pour une bonne position de la tête.

La **figure 1** montre le principe de l'impression.

Le mouvement de translation s'exécute dans les deux sens : sens d'impression et équivalent du retour chariot des télétypes.

Pour obtenir un graphisme, il faut donc lier en matrice, l'ensemble des brins du peigne et la position de celui-ci sur l'axe de translation.

C'est le circuit logique d'interface qui devra réaliser cela.

La tension nécessaire à l'étincelage du papier électro-sensible est d'environ 35 à 40 volts. Ces valeurs étant peu commodes, elles seront générées à partir du + 5 — 15 V qui équipent généralement les systèmes micro-informatiques.

Quelques caractéristiques :

- Dimension de l'interligne : 5 mm
- Vitesse d'impression : plus de 2 lignes par seconde
- Alimentation moteur de 4,5 à 6 volts
- Fiabilité estimée :
sans la tête : 2 000 000 de lignes
la tête (peigne) : 700 000 lignes.

2. — L'INTERFACE DE COMMANDE

Le circuit imprimé qui supporte la logique est solidaire de l'imprimante elle-même. Pour faciliter la compréhension des diffé-

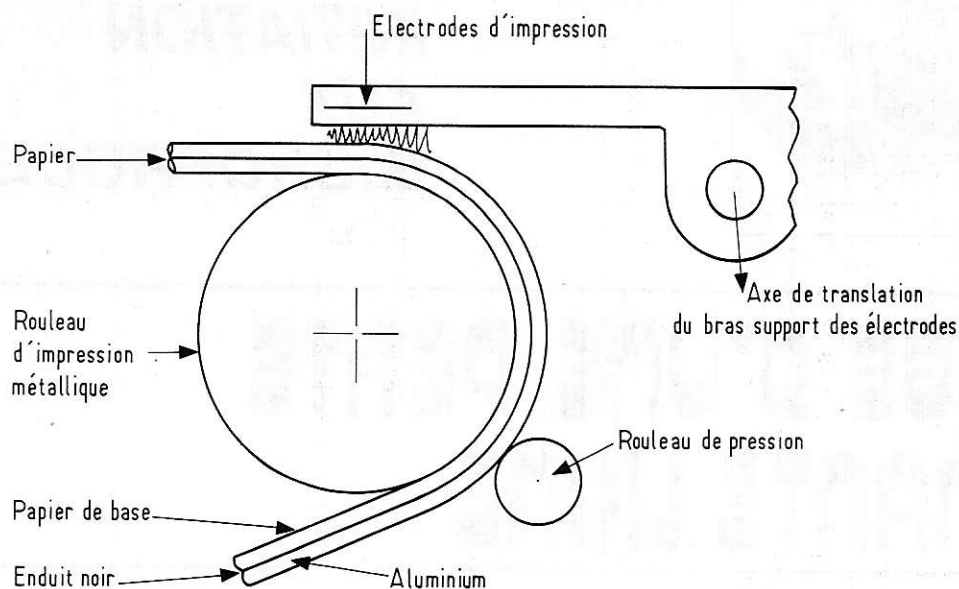


Figure 1a

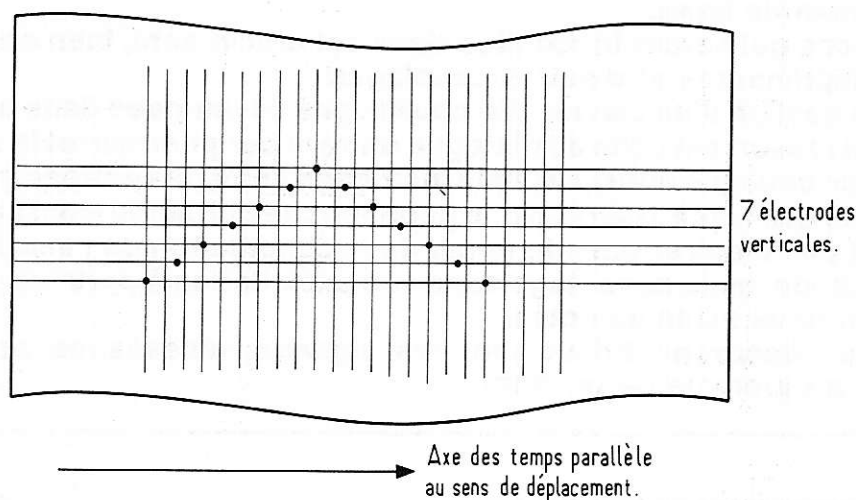


Figure 1b

rentes fonctions qui s'y trouvent incluses, nous donnons ci-dessous le schéma de principe, l'implantation sur le circuit imprimé et la nomenclature.

Alimentation : Le convertisseur continu-continu permet d'obtenir à partir du -17 V composé du $+5$ et du -12 V une tension de -35 V pour l'étincelage du papier.

Création des étincelles : Celles-ci sont dues au -35 V piloté par les boîtiers darlington DL1 à DL 7.

Génération des caractères : Un caractère est défini par une matrice de 5×7 . Donc une lettre, un chiffre ou un symbole correspond à 5 états successifs du peigne d'électrodes au cours du déplacement du curseur.

Le boîtier IC 1 et son environnement génèrent ces 5 états successifs en fonction de l'état (stable pendant ces 5 états) des entrées 8 à 13 représentatives du caractère. Le rythme est fourni par le monostable IC 2 monté en multivibrateur et dont la fréquence est liée à la vitesse de translation du curseur et à l'intervalle entre les points d'une même matrice dans le sens horizontal.

Commande d'impression : Il s'agit d'une imprimante ligne, c'est-à-dire que quel que soit le nombre de caractères à imprimer sur une même ligne, celle-ci sera décrite complètement.

Connexions Imprimante

4	— Print pulse input
6	— Blanking input
8	— A 4
9	— A 6
10	— A 5
11	— A 3
12	— A 2
13	— A 1
14	—)
16	— (
20	—) + 12 volts
20	— (
15	— — 5 V
17	— — 12 volts
21	— Sortie synchro.

RAM I/O

— PB 6	— B 1
— PB 7	— B 39
— PB 3	— B 4
— PB 5	— B 2
— PB 4	— B 3
— PB 2	— B 5
— PB 1	— B 6
— PB 0	— B 7

— Masse - Alim. séparée
Imprimante.

— Masse UC

— -12 V alim. séparée imprimante
— PA 0

D'un autre côté, le micro-calculateur n'est pas toujours prêt à émettre. D'où la nécessité de signaux de commande du moteur et réciproquement, des signaux d'information lorsque le curseur a fini sa course.

Le schéma de la **figure 2** est suffisamment explicite pour ne pas nécessiter de commentaires.

Connectique

Le connecteur 24 points, en haut de carte, permet l'interconnexion de l'imprimante avec le micro-calculateur. La fonction des broches utiles est fournie dans le tableau ci-dessous.

N° broche	Fonction
4	Pulse d'entrée d'impression
6	Entrée de génération de blancs (pour interdire l'impression pendant le retour charriot)
8	A 4 4 ^e bit du caractère à imprimer
9	A 6 6 ^e bit du caractère à imprimer (poids le plus fort)
10	A 5 5 ^e bit du caractère à imprimer (poids le plus fort)
11	A 3 3 ^e bit du caractère à imprimer (poids le plus fort)
12	A 2 2 ^e bit du caractère à imprimer (poids le plus fort)
13	A 1 1 ^{er} bit du caractère à imprimer (poids le plus faible)
21	Sortie de synchronisation ligne
14	Alimentation du moteur 12 volts
15	Masse du 5 V
16	+ 12 V
17	Masse du 12 V

II. — LE COUPLAGE

Le couplage se fait par l'intermédiaire de la RAM I/O (INS 8154 N). Ce boîtier a été décrit dans un article précédent.

Le fait que ce composant ait la double fonction Entrées-sorties programmables et mémoire vive, il est très bien adapté à ce couplage.

En effet, nous pouvons introduire les caractères à imprimer dans la RAM. Un pointeur positionné entre les Entrées-Sorties et la mémoire permet à lui seul d'effectuer toute l'opération.

1. — NATURE DES CARACTERES

La nature des caractères acceptables par l'imprimante est fonction du générateur de caractères. Ici, pour la NIP 18, le code est l'ASC 11. Donc, la table du texte doit être écrite en ASC II. Il faudra donc prévoir dans le programme de génération du texte et surtout des chiffres calculés, un transcodage binaire — ASC II.

Ce problème, absolument identique au transcodage binaire — 7 segments, n'est pas traité ici. Le carnet de programmation qui avait été fourni dans les premiers articles contient une table du code ASC II universel.

Cette table devra être rentrée en mémoire avant l'ordre d'impression, pour que celle-ci soit correcte, il faudra avoir entré des lignes complètes.

2. — LIAISON RAM I/O — NIP 18

En fonction des signaux nécessaires à l'imprimante, nous proposons les liaisons suivant le tableau ci-dessous. L'autre port peut être utilisé indifféremment. Toutefois, il convient de respecter l'ordre des bits d'adresse du générateur de caractères.

3. — PROGRAMME

Le programme proposé ici est entièrement translatable. De plus, la position de la RAM I/O dans l'espace adressable n'influe que sur le pointeur P1 qui devra être positionné par l'utilisateur avant de faire appel au programme.

Ce Handler est conçu comme un sous-programme réentrant. La suite de délais qui n'est pas digne d'un programmeur, n'est présentée que pour montrer qu'il est possible de faire faire bien d'autres choses au SCMP pendant l'impression d'un caractère. Mais, attention de ne point trop en faire. Pour optimiser l'occupation du microprocesseur, on peut déclencher l'impression par interruption.

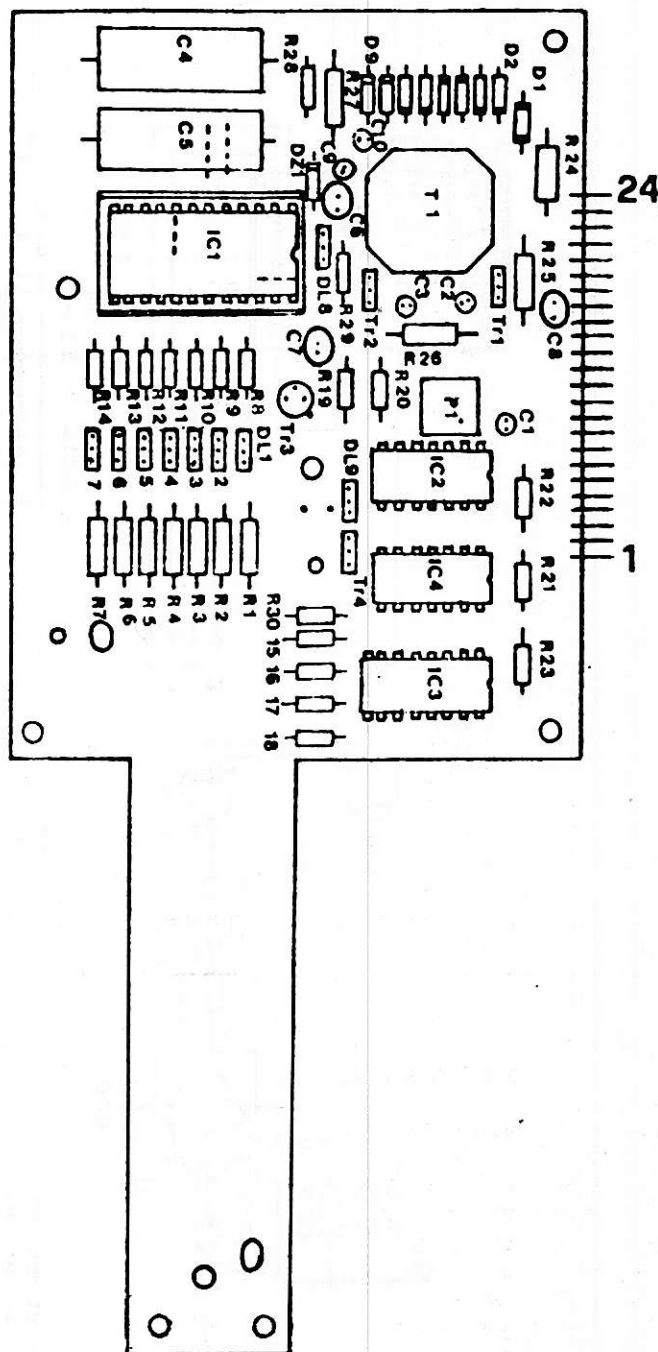


Figure 3

HANDLER

: Appel par XPPC P3
 : Positionner P 1 sur la RAM de la RAM I/O
 : Registre extension sauvegardé — SR intacte
 : Retour par XPPC P3

08		NOP		
40		LDE		
C9 7E		ST	07E (P1)	
C4 FF		LDI	OFF	
C9 7D		ST	07 D (P1)	
C9 A3		ST	0A 3 (P1)	
C4 12	BOUC 4 :	LDI	012	: compteur de caractères
C9 7F		ST	07 F (P1)	
A9 7D	BOUC 3 :	ILD	07 D(P1)	: nouveau caractère
01		XAE		
C 180		LD	— 128 (P1)	: prise du caractère dans la table
9826		JZ	FIN	
DC 80		ORI	080	: interdiction du blanc
D4 BF		ANI	0BF	: autorisation impression B6 = 0
C9 A1		ST	0A1 (P1)	
C1 A0	BOUC 1 :	LD	0A0 (P1)	: attente descende syncho
D40 1		ANI	01	: caractère
9C FA		JNZ	BOUC 1	
8 F 15		DLY	015	: confirmation
CI A0	BOUC 2 :	LD	0A0 (P1)	: attente nouvelle syncho
D4 01		ANI	01	
98 FA		JZ	BOUC 2	
B 97 F		DLD	07F (P1)	: compteur caractère /ligne
9C E1		JNZ	BOUC 3	
C 9 A1		ST	A1 (P1)	: arrêt impression et blanc
C 4 FF		LDI	FF	: attente retour chariot
8 FFF		DLY	FF	voir à faire une boucle de comptage pour interruption
8 FFF		DLY	FF	
8 FFF		DLY	FF	
90 CF		JMP	BOUC 4	
C4 40	FIN :	LDI	040	: arrêt impression et blanc
C9 A1		ST	0A1 (P1)	
3 F		XPPC	P3	
90 BE		JMP	DEBUT	

: table de caractère ASC II

: commencer par la dernière ligne dans le sens direct

0000

END

J.L. Plagnol - G. Lelarge

NOMENCLATURE

DL1 DL7 = BD 682
 DL9 = BD 681

D1 D9 = ESM 4448
 DZ1 = 6,2 V

R1 R 7 = 47 ohm 1/2 W
 R8 R18 = 4,7 K 1/4 W
 R19 = 47 K 1/4 W
 R20 = 27 K 1/4 W
 R21 R21 = 47 K 1/4 X
 R22 = 47 K 1/4 W
 R23 = 47 ohm 1/1/4 W
 R24 = 330 ohm 1/2 W
 R25 = 2,7 K 1/2 W
 R 26 = 330 ohm 1/2 W
 R27 = 47 K 1/2 W
 R28 = 4,7 K 1/4 W
 R29 = 2,2 K 1/4 W
 R30 = 1 K 1/4 W

TR1 TR2 = BD 377
 TR3 = BC 298
 TR4 = BD 377
 C1 = 10 nF
 C2 = 0,1 μ F
 C3 = 0,1 μ F
 C4 = 100 μ F el. 50 VI
 C5 = 1000 μ F el. 6,3 VI
 C6 = 22 μ F el. tant. 25 VI
 C7 = 22 μ F el. tant. 25 VI
 C8 = 22 μ F el. tant. 25 VI
 C9 = 22 μ F el. tant. 25 VI
 C9 = 10 μ F el. tant. 16 VI
 C10 = 0,1 μ F

P1 = 22 K
 IC1 = générateur de caractère
 IC2 = monostable
 IC3 = Latch Nand
 IC4 = Quad Porte Nand
 T1 = Transformateur.

N'ACHETEZ PAS CES APPAREILS, MONTEZ-LES ET APPRENEZ AINSI VOTRE FUTUR MÉTIER, L'ÉLECTRONIQUE.

Tout le matériel de travaux pratiques est fourni avec les cours.

EURELEC, c'est le premier centre d'enseignement de l'électronique par correspondance en Europe. C'est un enseignement concret, vivant, basé sur la pratique. C'est pourquoi vous recevez un abondant matériel de travaux pratiques (transistors, diodes, galvanomètres, circuits imprimés...). Tout un matériel qui vous passionnera et qui restera votre propriété. Vous le monterez à la fin de chaque cours, vous constituant à la fois un véritable laboratoire professionnel (comprenant : contrôleur universel, voltmètre électronique, oscilloscope, générateur H.F. etc...) et une solide formation de technicien électronique.

Avec le matériel, des cours conçus par des Ingénieurs.

Les cours EURELEC sont conçus

par des professionnels, vous pouvez les suivre quelque soit votre niveau d'étude car ils sont personnalisés et très progressifs. Un professeur d'EURELEC vous suit et vous conseille. Vous pourrez ainsi travailler chez vous à votre rythme sans quitter votre emploi : le but d'EURELEC est de vous ouvrir les multiples carrières de l'électronique : télécommunication (radio-électricité, TV noir et blanc et couleur, HI FI...) et électronique industrielle (automatisme, régulation, micro-électronique...).

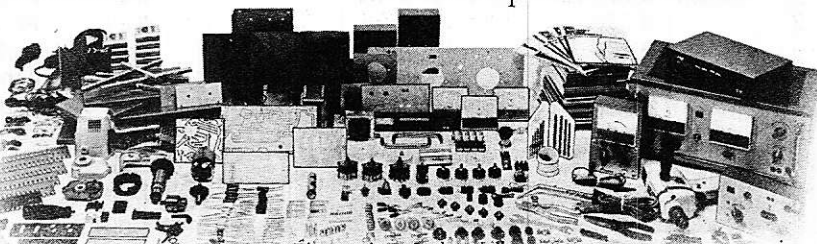
EURELEC vous offre en plus un stage gratuit.

A la fin des cours, vous avez un niveau en électronique équivalent au C.A.P.

Pour vous perfectionner, EURELEC vous offre un stage dans ses laboratoires où vous pourrez manipuler un matériel professionnel.

A l'issue de ce stage EURELEC vous remet un certificat de fin d'étude. Vous constaterez vous-même par la suite, que la formation EURELEC est connue et appréciée des entreprises puisque 2000 d'entre elles nous ont déjà confié la formation de leur personnel.

Vous vous intéressez à l'électronique, votre emploi vous préoccupe ou vous aimeriez être à votre compte. Prenez votre avenir en main, apprenez les métiers de l'électronique avec EURELEC.



Électronique Industrielle : 1300 composants et accessoires.

COURS D'ELECTRONIQUE EURELEC

Je soussigné : Nom _____ Prénom _____

Domicilié : Rue _____ N° _____

Ville : _____ Code Postal : _____

désire recevoir, à l'adresse ci-dessus, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel du cours de :

☐ ÉLECTRONIQUE : RADIO STÉRÉO A TRANSISTORS
25 envois de 226 F + 15 F (frais d'envoi)

☐ ÉLECTROTECHNIQUE
17 envois de 188 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 94 F + 15 F (frais d'envoi)

☐ ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE
23 envois de 224 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 112 F + 15 F (frais d'envoi)

☐ INITIATION A L'ÉLECTRONIQUE
8 envois de 170 F + 15 F (frais d'envoi)

▷ Si je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage et je ne vous devrai rien.

▷ Si, au contraire, je désire le garder, vous m'enverrez le solde du cours, à raison d'un envoi en début de chaque mois, que je vous réglerai contre remboursement (ajouter 10 F de taxe des P.T.T.). Dans ce cas, je reste libre d'arrêter les envois par simple lettre d'annulation et je ne vous devrai rien.

DATE ET SIGNATURE (pour les enfants mineurs, signature du représentant légal).

**BON POUR
UN EXAMEN
GRATUIT**



eurelec
institut privé
d'enseignement
à distance
Rue Fernand-Holweck
21000 DIJON - FRANCE

- P_c = Puissance collecteur max.
- I_c = Courant collecteur max.
- $V_{ce\ max}$ = Tension collecteur émetteur max.
- F_{max} = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	P_c (W)	I_c (A)	$V_{ce\ max.}$ (V)	$F_{max.}$ (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SC 23 g	Si	NPN	13	0,500	50	110	25	75	T08	BD 137	BD 135
2 SC 24	Si	NPN	13	0,500	70	110	25	75	T08	BD 139	2 N 1049 A
2 SC 25	Si	NPN	0,500	0,060	60 (Vcb)	70		50	T05	2 N 707 A	2 N 716
2 SC 26	Si	NPN	0,500	0,100	60 (Vcb)	150		50	R9	2 N 707 A	2 N 716
2 SC 27	Si	NPN	0,650	0,100	60 (Vcb)	350		80	T05	2 SC 1360	BF 523
2 SC 28	Si	NPN	0,225	0,050	40 (Vcb)	100	30		T05	2 N 957	2 SC 323
2 SC 29	Si	NPN	0,115	0,025	40 (Vvb)	100	30		T05	B SY 11	2 N 1277
2 SC 30	Si	NPN	0,500	0,080	30	280	30	60	T05	BC 548 VI	BC 548
2 SC 31	Si	NPN	0,750	0,200	25	200		35	T05	2 SC 594	2 SC 32
2 SC 32	Si	NPN	0,750	0,200	25	250		60	T05	2 SC 652	2 SC 31
2 SC 32 A	Si	NPN	0,750	0,200	60 (Vcb)	250		60	T05	2 N 3299	2 SC 594
2 SC 33	Si	NPN	0,150	0,150	20	250		55	T018	BCW 31	BCW 31 R
2 SC 34	Ge	NPN	0,140	0,250	20 (Vcb)	6		30	R9	ASY 74-RT1	OC 140
2 SC 35	Ge	NPN	0,140	0,400	20 (Vcb)	12		65	R9	2 N 635 A	2 N 388
2 SC 36	Ge	NPN	0,140	0,400	20 (Vcb)	20		100	R9	2 N 1308	2 N 2426
2 SC 37	Si	NPN	0,200	0,200	25	200	25	75	T05	2 SC 619	BC 408
2 SC 38	Si	NPN	0,750	0,200	25	200	25	75	T05	2 SC 594	2 SC 31
2 SC 39	Si	NPN	0,250	0,050	15	500		50	T018	2 SC 1126	2 N 4254
2 SC 39 A	Si	NPN	0,250	0,050	15	350		120	T018	ME 9001	TIS 63
2 SC 40	Si	NPN	0,250	0,050	15	750		50	T018	2 SC 2026	2 SC 2037
2 SC 41	Si	NPN	50	5	150 (Vcb)	20	12	92	T03	2 SD 45	2 SD 51 A
2 SC 42	Si	NPN	50	5	150 (Vcb)	20	4	185	T03	2 SD 45	2 SD 51 A
2 SC 42 A	Si	NPN	50	5	75	20	12	128	T03	2 N 5025	2 SD 46
2 SC 43	Si	NPN	50	5	150 (Vcb)	20	4	185	T03	2 SD 45	2 SD 51 A
2 SC 44	Si	NPN	50	5	150 (Vcb)	20	4	185	T03	2 SD 45	2 SD 51 A
2 SC 45	Si	NPN	0,500	0,100	20	160	25		T039	2 SC 52	BC 548 A
2 SC 46	Si	NPN	0,600	0,300	50	180	50		T05	MA 6101	2 SC 1347
2 SC 47	Si	NPN	0,720	0,300	25	180	50		T05	2 N 4875	2 SC 31
2 SC 48	Si	NPN	0,600	0,300	80	180	50		T05	MPSA 06	BC 489-18
2 SC 49	Si	NPN	0,800	0,300	70	160		70	T05	2 N 3723	BC 310
2 SC 50	Ge	NPN	0,100	0,200	20 (Vcb)	12	45		R9	2 N 635	ASY 28-RT1
2 SC 51	Si	NPN	1	0,300	30 (Vcb)	200	50		R56	BCY 58 A	BCY 58 B
2 SC 52	Si	NPN	0,500	0,100	40 (Vcb)	350	50		T05	BF 198	MPSH 24

- P_c = Puissance collecteur max.
- I_c = Courant collecteur max.
- $V_{ce \text{ max}}$ = Tension collecteur émetteur max.
- F_{max} = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	P_c (W)	I_c (A)	$V_{ce \text{ max.}}$ (V)	$F_{\text{max.}}$ (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SC 53	Si	NPN	0,600	0,100	25	300	50		T05	2 N 2320	2 N 4432
2 SC 54	Si	NPN	0,300	0,100	35	350	50		T018	2 N 3828	BF 154
2 SC 55	Si	NPN	0,360	0,100	25	300	50		T018	2 N 916	2 N 916 A
2 SC 56	Si	NPN	0,200	0,025	20 (V_{cb})	180		80	R127	2 N 5132	2 N 3291
2 SC 57	Si	NPN	2	0,500	40	110	10	30	T08	2 N 5581	2 N 5582
2 SC 58	Si	NPN	0,600	0,060	60 (V_{cb})	250		50	T05	MA 6102	2 N 4432
2 SC 58 A	Si	NPN	0,750	0,050	120	250		65	T05	BFW 37	2 SC 1451
2 SC 59	Si	NPN	0,800	0,300	60	150		35	T05	2 SC 69	BSY 88
2 SC 60	Ge	NPN	0,050	0,020	20	5		50	T01	2 N 1058	2 N 1198
2 SC 61	Si	NPN	1,2	0,300	20	180	25	75	R56	MRF 515	2 N 4073
2 SC 62	Si	NPN	0,360	0,050	40 (V_{cb})	300	75	125	T018	2 N 708	2 N 914
2 SC 63	Si	NPN	0,300	0,050	25 (V_{cb})	400	40		T018	2 N 706	2 N 706 B
2 SC 64	Si	NPN	0,600	0,050	80	20 min.	25	75	T05	2 N 2198	MPSA 06
2 SC 65	Si	NPN	0,600	0,050	130	20 min.	20		T05	BFW 37	BF 117
2 SC 66	Si	NPN	0,600	0,050	130	30 min.	40	100	T05	BFW 37	BF 117
2 SC 67	Si	NPN	0,360	0,200	40	400		80	T018	BF 225	BFW 68
2 SC 68	Si	NPN	0,360	0,200	15	400		100	T018	BSX 88	2 N 2369 A
2 SC 69	Si	NPN	0,800	0,300	60	160		50	T05	2 SC 59	BSY 88
2 SC 70	Si	NPN	0,800	0,020	180 (V_{cb})	70	45		T039	BF 292 B	BF 294
2 SC 71	Ge	NPN	0,150	0,200	18	10		100	T05	2 N 635 A	2 N 635
2 SC 72	Ge	NPN	0,150	0,200	18	14		100	T05	2 N 1308	2 N 1102
2 SC 73	Ge	NPN	0,030	0,005	15 (V_{cb})	20	41		R14	2 N 254	2 SC 79
2 SC 74	Si	NPN	0,600	0,100	20	300		70	T039	2 N 3137	2 N 5236
2 SC 75	Ge	NPN	0,030	0,005	15 (V_{cb})	20	24		R14	2 N 254	2 SC 78
2 SC 76	Ge	NPN	0,030	0,005	15 (V_{cb})	20	24		R14	2 N 254	2 SC 77
2 SC 77	Ge	NPN	0,030	0,005	15 (V_{cb})	20	24		R14	2 N 254	2 SC 76
2 SC 78	Ge	NPN	0,030	0,005	15 (V_{cb})	20	49		R14	2 N 254	2 SC 75
2 SC 79	Si	NPN	0,300	0,050	15	500	25	75	T018	2 N 2615	2 N 2616
2 SC 80	Si	NPN	0,200	0,080	15	200	30	80	T017	BSY 61	2 N 3605
2 SC 81	Si	NPN	125	5	40	5	10	150	MT3		2 N 3429
2 SC 82	Si	NPN	125	5	80	5	10	150	MT3		2 N 3430
2 SC 83	Si	NPN	125	5	120	5	10	150	MT3		2 N 3431
2 SC 84	Ge	NPN	0,120	0,200	25 (V_{cb})			40	T01	2 N 585	2 N 1090

- P_c = Puissance collecteur max.
- I_c = Courant collecteur max.
- $V_{ce\ max}$ = Tension collecteur émetteur max.
- F_{max} = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	P_c (W)	I_c (A)	$V_{ce\ max.}$ (V)	$F_{max.}$ (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SC 85	Ge	NPN	0,120	0,400	25 (V_{cb})	BF	30		T01	2 SC 180	2 N 1090
2 SC 86	Ge	NPN	0,120	0,400	25 (V_{cb})	BF	60		T01	2 SC 180	2 N 1090
2 SC 87	Si	NPN	0,600	0,100	30	250	25	75	T05	2 N 4432	2 N 4432 A
2 SC 88	Si	NPN	0,600	0,100	100	250	25	75	T05	2 SC 310	2 N 5830
2 SC 89	Ge	NPN	0,120	0,400	15 (V_{cb})	3	20		T05	2 N 447	OC 139
2 SC 89 H 5c)	Ge	NPN	0,120	T. recouv. 350 ns		3	20		T05	2 SA 208 H	
2 SC 90	Ge	NPN	0,120	0,400	25 (V_{cb})	5	20		T05	2 N 1302	2 SC 180
2 SC 90 H 5c)	Ge	NPN	0,120	T. recouv. 400 ns		5	20		T05	2 SA 209 H	
2 SC 91	Ge	NPN	0,120	0,400	25 (V_{cb})	10	20		T05	2 N 1302	2 SC 180
2 SC 91 H 5c)	Ge	NPN	0,120	T. recouv. 400 ns		10	20		T05	2 SA 210 H	
2 SC 92	Si	NPN	20	2	50	190	10	100	T08	2 SC 94	2 SC 1418
2 SC 93	Si	NPN	20	2	45	190	10	35	T08	2 N 4431	BD 165
2 SC 94	Si	NPN	20	2	50	190	10	35	T08	2 SC 92	2 SC 1419
2 SC 95	Si	NPN	0,800	0,100	100	100		50	T05	BF 178	BF 179
2 SC 96 a)	Si	NPN	0,500	0,150	15	150			L16	$h_{FE1}/h_{FE2} = 0,8 \text{ à } 1 \text{ mA}$ $2 \times 2 \text{ N } 4880$	
2 SC 97	Si	NPN	0,800	1	30	250	60		T05	BFX 97 A	BFX 97
2 SC 97 A	Si	NPN	0,800	1	45	350	40		T039	BSS 27	BSX 59
2 SC 98	Si	NPN	0,300	0,100	15	350		45	T018	BSY 39	BSY 38
2 SC 99	Si	NPN	0,300	0,100	15	350		80	T018	2 SC 536	BSY 39
2 SC 100	Si	NPN	0,150	0,200	15	300	30		W3	2 SC 269	
2 SC 101	Si	NPN	60	2	60 (V_{cb})	20	10	50	SOT6	2 N 1079	2 N 1080
2 SC 101 A	Si	NPN	30	5	70 (V_{cb})	20	10	50	SOT6	SK 3028	SK 3026
2 SC 102	Si	NPN	100	7	50 (V_{cb})	BF	25		T036	RCA 41 A	2 N 5873
2 SC 103	Si	NPN	0,250	0,050	25 (V_{cb})		35		T018	BC 408	BC 108 A
2 SC 103 A	Si	NPN	0,250	0,080	30 (V_{cb})		32		T018	BC 408	BC 108 A
2 SC 104	Si	NPN	0,250	0,080	30 (V_{cb})	250	60		T018	BC 408	BC 108 A
2 SC 104 A	Si	NPN	0,250	0,080	30 (V_{cb})		35		T018	BC 408	BC 108 A
2 SC 105	Si	NPN	0,250	0,080	30	250		60	T018	BC 408	BC 108 A
2 SC 106	Si	NPN	15	1,5	60	100	7,5	20	T08	BD 228	MJE 721
2 SC 107	Si	NPN	15	1	60	100	7,5	30	T08	BD 228	PT 2610
2 SC 108	Si	NPN	0,600	0,600	45	100	20		T05	2 N 1958	2 N 1959
2 SC 108 A	Si	NPN	0,800	0,800	55	90		80	T039	BC 487-18	BCW 91
2 SC 109	Si	NPN	0,600	0,600	45	100	20		T05	2 N 1958	2 N 1959

- P_c = Puissance collecteur max.
- I_c = Courant collecteur max.
- $V_{ce\ max}$ = Tension collecteur émetteur max.
- F_{max} = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	P_c [W]	I_c [A]	$V_{ce\ max.}$ [V]	$F_{max.}$ [MHz]	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SC 110	Si	NPN	0,750	0,200	40 (Vcb)	240	40	120	T05	2 N 4875	2 N 4876
2 SC 111	Si	NPN	0,750	0,200	50 (Vcb)	240	25	75	T05	BFY 72	2 N 3724
2 SC 112	Si	NPN	0,750	0,200	40 (Vcb)	180	25	75	T05	BFW 16	BFW 17
2 SC 113	Si	NPN	0,750	0,200	50 (Vcb)	180	25	75	T05	BFY 72	2 N 3724
2 SC 114	Si	NPN	0,750	0,200	50 (Vcb)	BF	25	75	T05	BFY 72	2 N 3724
2 SC 115	Si	NPN	0,750	0,050	30 (Vcb)	200	25	75	T05	2 N 5770	TIS 39
2 SC 116	Si	NPN	0,750	0,200	50 (Vcb)	70	3,5		T05	BFY 72	2 N 3724
2 SC 116 T	Si	NPN	0,750	0,200	75 (Vcb)	80	8		T039	2 N 1564	2 N 1565
2 SC 117	Si	NPN	13	0,600	75 (Vcb)	112	30	60	T08	2 N 5213	BD 139
2 SC 118	Si	NPN	13	0,600	80 (Vcb)	120	30	60	T08	2 N 5212	BD 139
2 SC 119	Si	NPN	13	0,600	75 (Vcb)	130	30	60	T08	2 N 5213	BD 139
2 SC 120	Si	NPN	0,250	0,025	40 (Vcb)	200	20	60	T039	TIS 125	BF 241 D
2 SC 121	Si	NPN	0,250	0,025	40 (Vcb)	200	20	60	T039	TIS 125	BF 241 D
2 SC 122	Si	NPN	0,250	0,025	40 (Vcb)	200	70	110	T039	TIS 129	BF 241 C
2 SC 123	Si	NPN	0,250	0,025	40 (Vcb)	200	120	160	T039	BF 240 B	BF 173
2 SC 124	Si	NPN	0,250	0,025	40 (Vcb)	200	20	60	T039	TIS 125	BF 241 D
2 SC 125	Si	NPN	0,750	0,050	100 (Vcb)	200	25	75	T05	BF 177	2 N 1890
2 SC 126	Si	NPN	0,750	0,050	140 (Vcb)	200	25	75	T05	BF 117	BFW 37
2 SC 127	Si	NPN	0,250	0,025	20 (Vcb)	200		150	T039	2 N 5910	MPS 7579
2 SC 128	Ge	NPN	0,125	0,100	25	5,5		30	T05	ASY 29	2 N 1000
2 SC 129	Ge	NPN	0,125	0,100	20	8		45	T05	2 N 1012	ASY 29
2 SC 130	Si	NPN	1,8	0,400	50	160	20	150	T08	TIP 61	BD 135
2 SC 131	Si	NPN	0,350	0,300	30	350	60		T018	2 N 916 B	2 N 834 A
2 SC 132	Si	NPN	0,350	0,300	20	350	60		T018	2 N 2501	2 N 3014
2 SC 133	Si	NPN	0,350	0,300	20	350	60		T018	2 N 2501	2 N 3014
2 SC 134	Si	NPN	0,350	0,300	30	350	60		T018	2 N 916 B	2 N 834 A
2 SC 135	Si	NPN	0,350	0,300	20	350	60		T018	2 N 2501	2 N 3014
2 SC 136	Si	NPN	0,350	0,300	60	350	60		T018	2 SC 205	2 SC 230
2 SC 137	Si	NPN	0,350	0,300	25	350	60		T018	BF 375 C	BF 374
2 SC 138	Si	NPN	0,800	0,500	30	400		50	T033	2 SC 139	2 SC 596
2 SC 138 A	Si	NPN	0,800	0,500	35	400		50	T033	2 SC 654	BSY 34
2 SC 139	Si	NPN	0,800	0,500	30	400		50	T033	2 SC 138	2 SC 596
2 SC 140	Si	NPN	1,7	1	60 (Vcb)	200	30		T09	2 N 2196	BD 137

REVUE de la PRESSE

TECHNIQUE INTERNATIONALE

CONVERTISSEUR CONTINU A CONTINU DE PETITE PUISSANCE

L'intérêt de ce convertisseur continu à continu réside dans les possibilités suivantes :

- 1°) tension continue d'entrée très faible, 1,2 à 2 V
- 2°) tension de sortie relativement élevée, de 70 à 150 V
- 3°) puissance consommée très faible
- 4°) encombrement réduit, de 7,5 cm environ de longueur
- 5°) deux indicateurs lumineux
- 6°) faible prix de revient
- 7°) multiples applications

Ce montage a été proposé par **FORREST M. MINS** dans *POPULAR ELECTRONICS* vol. 15 n° 5. Le LM 3909 (NATIONAL) est monté dans un boîtier rectangulaire à 8 broches dont le branchement est indiqué à la **figure 1**. Pour réaliser le convertisseur, on aura besoin également de trois résistances, deux condensateurs, un transistor 2N2222, une diode 1N4001, une LED et facultativement un tube au néon. Si ce tube au néon n'est pas utilisé, R₃ sera également supprimée. Une faible tension d'entrée de 1,2 à 2 V est susceptible d'intéresser ceux qui désirent expérimenter ce montage sur une pile de 1,2 V que l'on trouve facilement dans le commerce, et dont la durée peut être très longue.

Des essais de cellules solaires seront possibles avec ce montage. En effet, la tension d'une cellule solaire unique étant de 0,4 V environ, il suffira de trois ou quatre cellules, à monter en série pour obtenir 1,2 ou 2 V.

Analysons le schéma de la **figure 2**.

Le fonctionnement du LM3909 étant connu, on verra que les impulsions sont fournies à la broche 8. Etant transmises à la base du transistor NPN, Q1 = 2N2222, celui-ci fonctionne comme un commutateur. La résistance R2 est en série avec la bobine L, R2 étant connectée au collecteur du transistor.

Chaque fois que Q1 passe à état de blocage et ensuite à l'état de conduction, il y a commutation, à la fréquence déterminée par la valeur du condensateur C1.

Lorsque A1 est à l'état bloqué, le champ magnétique créé par le courant passant par la bobine L produit une tension élevée à ses bornes.

La tension périodique prélevée par L est redressée et emmagasinée par C2, autrement dit, on recueille aux bornes de ce condensateur une haute tension continue pouvant être utilisée dans des applications pour lesquelles sa puissance modérée peut se montrer suffisante.

Grâce à la LED on vérifiera en chaque instant qu'il y a production d'un signal alternatif, aux bornes 6-8 du circuit intégré LM3909.

Une lampe au néon en série avec une résistance de 15 K Ω peut être montée à la sortie du convertisseur, comme on le montre à la **figure 3** ou D1 et C2 reproduisent ceux du schéma de la figure précédente. Cette lampe au néon sert d'indicateur de « haute tension » de l'ordre de 70 V ou plus car pour des tensions intérieures à 70 V elle ne s'allume pas.

Bien entendu, un voltmètre pour continu de 0 à 100 V conviendra mieux mais le choix d'une lampe au néon est dicté par le souci de ne pas trop augmenter le prix de ce montage qui doit rester économique dans diverses applications. Le courant passant par le circuit lampe au néon + R₃ est de l'ordre de $70/15000 = 4,6$ mA mais l'appareil peut fournir à une utilisation un courant plus élevé.

Le choix de L et R2 est important dans ce montage.

En prenant L = 1 mH réalisable sous forme de bobine miniature, de dimensions comparables à celles d'une résistance de 0,25 W, on devra choisir une résistance R2 de 75 à 85 ohms.

Ces valeurs pourront être modifiées. Par exemple L de 33 mH (donc 33 fois la valeur précédente) conviendra aussi avec R2 de valeur inférieure à 75 Ω qui peut aussi être supprimée si L dépasse quelques millihenrys.

Pratiquement, des bobines pour GO ou toutes autres, de plus fortes valeurs, pourront être essayées en particulier des bobines d'arrêt.

A noter que des bobines miniatures à coefficient de selfinduction réglable, sont vendues dans le commerce comme bobine d'accord, bobines d'arrêt et bobines pour filtres électriques. La construction du convertisseur peut être effectuée selon un mode quelconque.

Comme source de tension continue d'entrée (alimentation) à basse tension, on pourra utiliser pour les essais ou d'une manière permanente outre les piles sèches ou les cellules photovoltaïques, des accumulateurs miniature au nickel cadmium de 1,2 V ou des accumulateurs « bouton » au mercure de 1,35 V.

L'emploi d'un accumulateur en tampon sur cellules solaires est non seulement re-

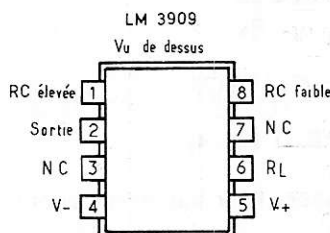


Figure 1

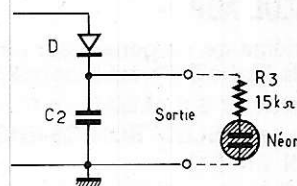


Figure 3

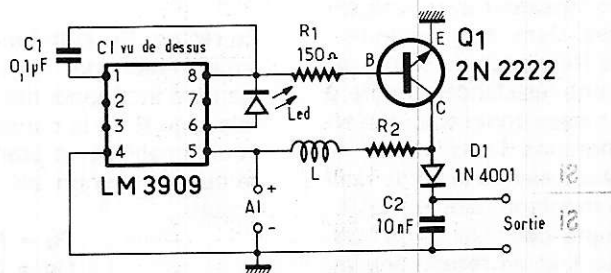


Figure 2

commandé mais souvent indispensable. Les dimensions ne sont pas respectées étant beaucoup plus grandes qu'en réalité. On n'a pas prévu sur cette platine le montage de R3 et de la lampe (ou tube) au néon. En raison de la tension élevée de sortie cette lampe ne pourra pas être remplacée par une LED. Voici à la **figure 4** comment diviser une cellule solaire ronde en trois ou quatre parties égales. Prenons comme exemple la cellule MOTOROLA qui se présente avec six secteurs circulaires composés chacun de deux rayons et un arc de cercle de $360/6 = 60^\circ$.

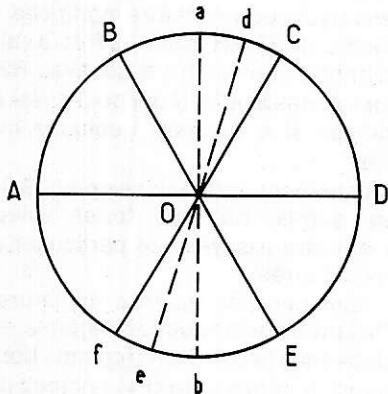


Figure 4

Pour découper ce disque, on effectuera les coupures entre les diamètres tels que AD, BE, CF par exemple selon des lignes comme (a b) pour obtenir deux moitiés (d e), pour obtenir quatre quarts ou trois tiers. Avec les cellules RTC le disque n'est pas divisé en secteurs et de ce fait, sa découpe s'effectuera sans problème.

NOUVEAU GENERATEUR DE SIGNAUX SINUSOÏDAUX A UN SEUL AOP

Le schéma de ce générateur est représenté à la **figure 5**. Il a été proposé par **A.M. SOLIMANN** et **S.S. AWAD** de l'Université du Caire dans **ELECTRONICS ENGINEERING** vol 1 n° 613.

Il s'agit d'une amélioration d'un montage établi par les mêmes auteurs publié dans **PROC. IEEE** vol 66 (de fév. 78). Dans ce montage publié, le générateur était à fréquence variable dépendant de l'accord à l'aide d'un condensateur avec une extrémité à la masse. Dans la nouvelle version proposée, la fréquence du signal est commandée par une résistance variable, à l'extrémité de la masse dont l'emploi n'affecte pas les conditions d'oscillation.

Le circuit est équivalent à celui de la **figure 6**. C'est un montage parallèle LCR. En tenant compte des valeurs de l'admittance d'entrée Y et du réseau équivalent, les auteurs obtiennent les valeurs de R et de L (**figure 6**) ci-après : (1)

Figure 5

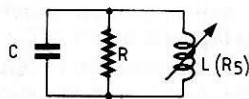


Figure 6

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1 - k}{R_3} + \frac{(1 - k)(1 + M)}{R_4}$$

et

$$L = \frac{C_2 R_4}{1 - k} \frac{R_3}{R_5} \quad (2)$$

$$\text{avec } M = C_1 / C_2 \quad (3)$$

$$K = R_2 / R_1 + R_2 \quad (4)$$

La condition d'oscillation est alors :

$$\frac{1}{4} = 0 \quad (6)$$

qui est satisfaite en réglant C_1

En réglant R_5 , la bobine équivalente L du circuit résonnant est commandée d'une manière indépendante sans influencer la valeur de R de la condition (6).

Pour simplifier, on prendra $R_1 = R_2$

ce qui correspond à $K = 0,5$.

Ensuite :

$$R_3 = R_4$$

$$C_0 = C_2$$

La condition d'oscillation se simplifie et a pour expression :

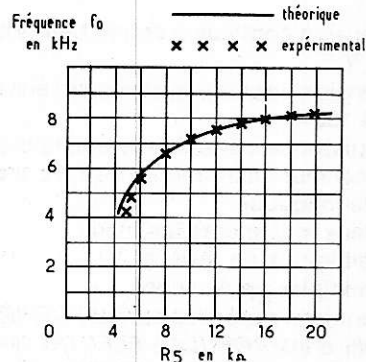
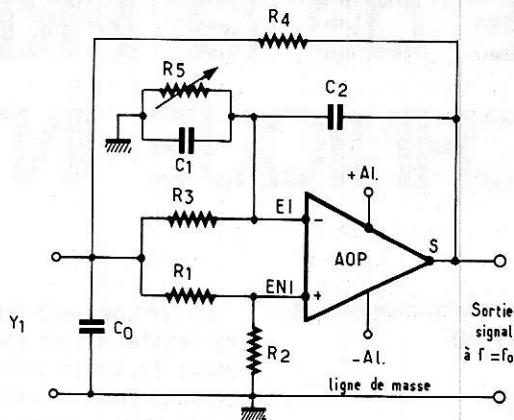


Figure 7

$$\frac{C_1}{C_2} = 2 + (R_3 / R_1) \quad (7)$$

et la fréquence d'oscillation est donnée par :

$$f_0 = \frac{\sqrt{1 - (R_3 / R_5)}}{2 \sqrt{2 \pi R_3 / C_0}} \quad (8)$$

Aux essais effectués en laboratoire, on a adopté le CI TCA 680 (Philips) qui a un produit gain. Largeur de bande de 6 MHz avec tension d'alimentation $V_{cc} = +15$ V, c'est-à-dire deux sources de 15 V montées en série avec le point commun à la masse.

Voici la valeur des éléments du schéma de la **figure 5** :

$$R_1 = R_2 = 68 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 3,7 \text{ k}\Omega$$

$$C_0 = C_2 = 3,3 \text{ nF}$$

$$C_1 = 6,8 \text{ nF}$$

R_5 sert de résistance de commande de la fréquence d'oscillation f_0 , donnée par la formule (8). Sur la **figure 7**, la courbe représente la fréquence f (en kHz et en ordonnées) en fonction de T_5 (en kΩ et en abscisses).

La courbe en trait continu est la représentation de la formule et les petites croix représentent les résultats expérimentaux.

En tenant compte des valeurs de R_5 indiquées en abscisses, on voit que cette ré-

sistance devra varier d'après la courbe entre 4K Ω et 20 K Ω .

On en déduit qu'elle pourra être constituée par un potentiomètre monté en résistance variable de 20K Ω en série avec une résistance fixe de 3 ou 4 K Ω comme indiqué à la **figure 8**. Si l'on se reporte à la formule (8) donnant f_0 on voit que celle-ci est inversement proportionnelle à C_0 . Dans le présent montage $C_0 = 3,3$ nF et permet d'obtenir la gamme 4 à 20 kHz. Il soit être possible d'obtenir d'autres gammes en modifiant la valeur de C_0 .

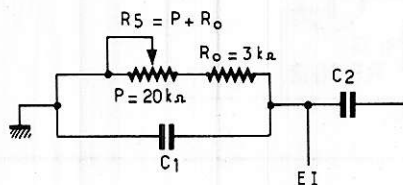


Figure 8

Par exemple, si C_0 était égal à 33 nF, f_0 devrait varier entre 0,4 et 2 kHz.

Si C_0 était égal à 330 pF, la gamme serait 40 à 200 kHz.

Remarquons toutefois que d'après les relations données plus haut, il faudrait modifier C_1 et C_2 en même temps que C_0 ce qui rendrait ce montage moins simple à exécuter.

CHARGE ELECTRONIQUE POUR LES ESSAIS DES ALIMENTATIONS

Lorsqu'on désire essayer une alimentation continue, fonctionnant à partir d'une source de courant alternatif, destinée à un appareil consommant un courant I sous tension E , on remplace l'appareil à alimenter par une résistance équivalente, $R = E/I$, dont la puissance dissipée par le signal continu est $P = EI$.

La sésistance utilisée doit être de puissance supérieure à P par exemple de 2P watts ou plus. Il n'est pas toujours facile de trouver la résistance R de valeur exacte et de puissance suffisante. Pour cette raison, **HENRY SANTANA** de la Société Ewlett-Packard, a proposé dans **ELECTRONICS** vol 52 n° 14 (4 juillet 79) un montage électronique équivalent pouvant se connecter à la sortie d'une alimentation à la place de la résistance de charge R mentionnée plus haut. L'appareil porposé par Santana possède un réglage permettant d'obtenir pour R la valeur désirée entre 0 et 50 Ω entre les points de sortie + et - entourées d'un cercle aux **figures 9 et 10**. La puissance maximum est de 50 W.

A la **figure 9**, on donne un schéma très simplifié à l'aide duquel on exposera le principe de fonctionnement de cette charge électronique ou résistance simulée.

En négligeant la résistance représentée par Q1 et en considérant qu'il existe une masse virtuelle entre les entrées inverseuse et non inverseuse de l'amplificateur opérationnel A1, on a : $V_1 = V_{in} = k \alpha V_2$ avec : $0 < \alpha < 1$

ou K est le gain de A_2 , α est déterminé par la position du curseur du potentiomètre R_a ; V_2 est la tension de l'alimentation flottante nécessaire au maintien de la polarisation de commande du transistor.

On notera que $V_2 = I_{in} R_a$.

En remplaçant V_2 par cette valeur dans l'équation (1) on obtient :

$$R_{in} = V_{in} / I_{in} = K \alpha R_a$$

et par conséquent la résistance vue par l'alimentation à essayer peut être réglée avec le potentiomètre R_a .

On a vu plus haut que la charge peut se situer entre 0 et 50 Ω avec une puissance de 50 W au maximum. Le courant maximum est de 10 A ce qui correspond à 50/10 = 5 V. Dans ce cas, la charge est de 5/1 = 0,5 Ω . Elle peut s'abaisser jusqu'à quelques milliohms.

Des courants élevés pourront circuler dans les connexions indiquées sur les schémas en traits forts.

Passons maintenant au montage réel de la **figure 10**. On y trouve deux éléments amplificateurs opérationnels (AoP) A1 et A2 réalisés avec des circuits intégrés MC 1436 dont le brochage est indiqué sur les schémas.

A noter que ce brochage est le même que celui du $\mu A741$. Les amplificateurs fonctionnent avec deux sources l'une positive de + 55V et l'autre négative de - 5 V, connectées comme indiqué à la **figure 11**.

Le transistor Q2 a été introduit dans ce montage pour fournir le courant nécessaire du transistor de sortie Q1 à monter ainsi que la diode D4, sur radiateurs appropriés.

Dans le montage pratique R_a est représentée par R1 et R2 ou la valeur de R1 doit être faible afin de diminuer autant que possible la tension V_2 de polarisation du transistor de commande. Le gain de l'amplificateur opérationnel A1 doit être réglé à $K = 500$ fois et R_{in} peut varier entre 0 et 50 Ω .

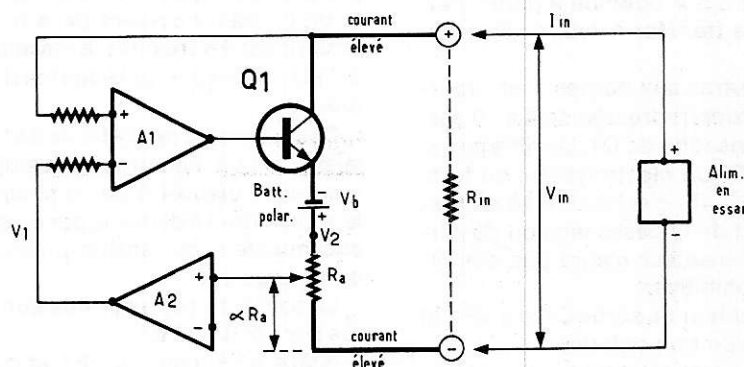


Figure 9

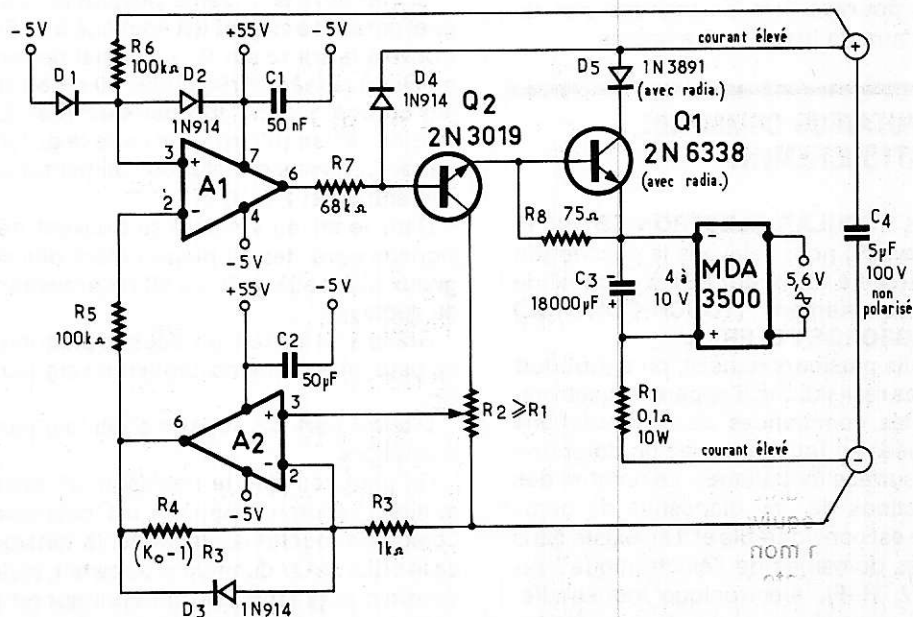


Figure 10

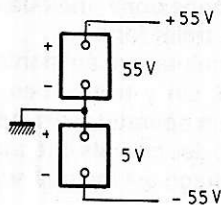


Figure 11

Si R2 est sélectionné par un procédé digital (numérique) une résistance de valeur donnée comprise entre les limites 0 et 50 Ω pourra être créée.

La tension maximum d'entrée est de 50 V et les courants d'entrée de 101 mais le produit des deux grandeurs ne devra pas dépasser 50 W.

En ce qui concerne les radiateurs, la puissance dissipée sera approximativement

$$P_d = (5 + V_{in}) I_{in}$$

Le MDA 3500 est un ensemble redresseur à quatre points de branchement. Deux sont destinés à l'application d'une tension alternative de 5,6 V obtenue à partir d'un secondaire de transformateur d'alimentation.

Les deux autres aux bornes + et - fournissent la tension redressée de 4 à 10 servant à la polarisation de Q1. Un filtrage est effectué par C3 un électrolytique de forte capacité 18000 μF , c'est-à-dire 18 millifarad. En raison de la basse tension de service, ce condensateur n'aura pas des dimensions prohibitives.

Le condensateur de sortie C4 est de 5 μF 100 V sera d'un type non polarisé.

Nous avons reproduit toutes les indications données par l'auteur de ce montage, dans le texte original.

A noter les connexions en gros fil vers la sortie, pouvant être parcourues par de forts courants jusqu'à 10 ampères.

COMMUTATEUR COMMANDE PAR ATTOUCHEMENT

Dans **POPULAR ELECTRONICS** vol 15 n° 2 (fév. 79) nous relevons la description d'un circuit à transistor FET à commande par attouchement (TOUCH-CONTROL) due à **GEORGE PETERKA**.

Depuis plusieurs années, on a introduit dans les réalisations d'appareils électroniques des commandes de commutations effectuées en touchant avec un doigt une petite surface métalliques. Le nombre des applications de ces dispositifs de commande est considérable et il en existe dans tous les domaines de l'électronique : radio, TV, Hi-Fi, électronique industrielle, alarmes optoélectronique, jeux, gadgets, musique, etc...

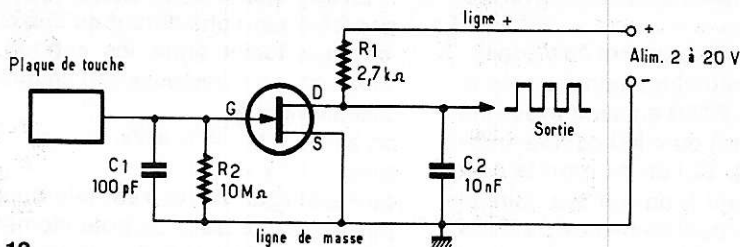


Figure 12

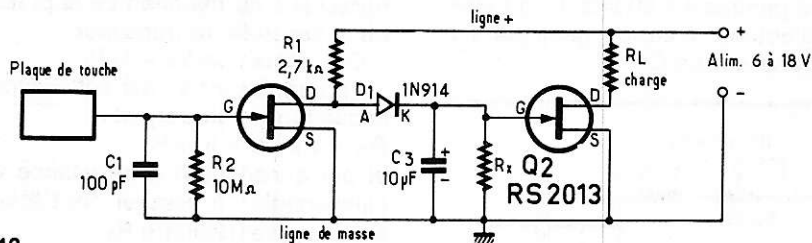


Figure 13

Voici d'abord à la **figure 12**, un montage amplificateur à transistor à effet de champs (FET) canal N, du type RS2036. La grille G est polarisée par R2 de 10 M Ω shuntée par C1 de 100 pF.

Si un signal quelconque est appliqué à la grille (ou porte) G le transistor Q1 l'amplifie et un courant circulera dans le circuit de drain, c'est-à-dire dans la résistance R1 de 2,7 k Ω reliée au + de la source d'alimentation.

Cette dernière peut être de 2 à 20 V ce qui laisse à l'utilisateur la possibilité d'alimenter ce dispositif de commutation par la source dont il dispose, par exemple, pile, accumulateur ou tension prélevée sur un autre appareil.

La sortie de cet amplificateur est shuntée par C2 de 10 nF.

Grâce à l'emploi du FET et de la résistance R2 de forte valeur, la résistance d'entrée de Q1 est très élevée, proche de 10 M Ω .

Si l'on touche la petite plaquette, le signal parasite ambiant est appliqué à G. On trouve à la sortie sur R1 un signal rectangulaire à la même fréquence, 50 ou 60 Hz (en Europe ou aux USA par exemple). La tension rectangulaire varie entre le potentiel de la masse et celui de l'alimentation soit entre 0 et 2 à 20 V.

Dans le milieu ambiant se trouvent des signaux parasites, la plupart étant des signaux alternatifs à 50 ou 60 Hz provenant du secteur.

Grâce à C1 de faible valeur, la plaquette ne peut faire office de capteur de signaux HF.

D'autre part C2 supprime des signaux transistors.

On peut voir que le transistor Q1 étant monté en source commune, est inverseur. Lorsqu'on touche la plaquette, la tension de la grille de Q1 diminue et de ce fait, celle du drain augmente, ce qui correspond à une diminution du courant dans R1.

En connectant le drain (D) à un point de

commande par une tension d'une alarme, on pourra déclencher ou arrêter celle-ci selon le mode de commande adopté.

Passons maintenant au montage de la **figure 13** à deux étages amplificateurs à FET, type RS2036 pour Q1 et RS2013 pour Q2.

Le montage de Q1 est identique à celui de la figure précédente, mais une diode D1 du type 1N914 est disposée dans la liaison avec Q2 qui est monté comme Q1 avec des valeurs des composants pouvant être différentes.

Le fonctionnement du montage à deux FET est le suivant : le signal alternatif existant sur drain de Q1 est redressé par la diode D1, 1 N914, ce qui produit une tension continue aux bornes de C3 de 10 μF , avec le + vers la cathode de la diode et la grille G de Q2.

Dans ces conditions Q2 devient conducteur, le courant dans RL augmente.

C3 se décharge dans Rx. Cette résistance a une valeur comprise entre 10 k Ω et 100 k Ω et doit être déterminée expérimentalement ou encore, remplacée par un potentiomètre de 100 k Ω monté en résistance ajustable.

Quant à la charge RL montée dans le circuit de drain de Q2, elle peut être une résistance de 1 k Ω à 5 k Ω ou un relais. Avec cette charge, on pourra agir sur l'état d'un transistor de puissance. Le courant maximum d'un tel transistor sera de 50 mA.

Les plaquettes de touche doivent être en métal, isolées de la masse et de surface de l'ordre de 6 cm² ou plus. Leur forme sera quelconque.

On pourra utiliser aussi des poignées de porte ou tout simplement une portion de plaque métallique.

Les deux montages décrits pourront servir en définitive comme organes de commande de toutes sortes d'appareils.

Dans les alarmes, les plaquettes de touche seront par exemple des boutons de porte ou de fenêtre.

F. JUSTER

— EMPLOI PRATIQUE — DES CELLULES SOLAIRES —

CONVERTISSEURS ELEVATEURS DE TENSION CONTINUE

On a commencé dans le précédent article, l'étude des convertisseurs continu à continu, appareils du plus haut intérêt pour les utilisateurs des cellules et des modules solaires.

Un schéma de convertisseur, valable pour diverses tensions continues de sortie a été donné.

Voici au tableau I ci-après, l'indication du nombre des spires N_s et des diverses caractéristiques du convertisseur (étude de M. Guennou de la RTC), en fonction de la tension de sortie désirée.

Indiquons aussi que pour les convertisseurs 1,5 à 6 V, le fil à utiliser pour N_s est de 0,23 mm de diamètre et pour le convertisseur 9 V, le fil est de 0,14 mm de diamètre.

Les cellules à utiliser sont celles de 57 mm de diamètre (0,7 A environ, 0,45 V environ) désignées individuellement, BPX 46A (57 mm) et BPX 46B (100 mm).

La cellule de 57 mm devra bénéficier d'un éclairage de 0,8 kW/m², tandis que celles de 100 mm se contentera d'un éclairage de 0,35 W/m² seulement, grâce à sa plus grande surface. La puissance de sortie sera toujours de l'ordre de 100 mW.

DETERMINATION DES CONVERTISSEURS

A l'aide du calcul, il sera possible de déterminer des convertisseurs donnant des tensions de sortie légèrement différentes de celles du tableau.

Voici d'abord le nombre des spires primaire,

$$N_p = \frac{(E - V_{ce\text{ sat}}) \theta}{BSF} \text{ spires} \quad (1)$$

dans laquelle :

E = tension fournie par la photopile au point optimum,

$V_{ce\text{ sat}}$ = tension de saturation du transistor,
 B = induction maximum permise en montage tesla,

S = section du circuit magnétique en m²,
 F = fréquence du convertisseur, en hertz,
 θ = rapport cyclique du signal obtenu.

La résistance R_b qui se trouve sur le schéma du convertisseur montée dans le circuit de base du transistor de puissance réduit l'influence des dispersions sur ce semi-conducteur. Elle doit satisfaire à la condition, (2)

$$R_b \leq \frac{E + \left[\frac{NE}{NP} (E - V_{ce\text{ sat}}) \right] - B v_{e\text{ sat}}}{I_b}$$

dans laquelle $I_b = I_{cm}/\beta$, avec :

I_{cm} = courant de crête produit par la photopile,

β = gain minimum à saturation.

Pour calculer le coefficient de self-induction de l'enroulement N_s , on utilisera la formule,

$$L = \frac{\Delta \theta}{I} \frac{S B N_s}{I_m} = \frac{S B N_s^2}{AT/m \cdot I_e} \quad (3)$$

où

I_m = courant magnétisant permettant d'obtenir l'induction B .

On a,

$$I_m = \frac{AT/m \cdot I_e}{N_s} \quad (4)$$

ce qui aboutit à,

$$L = \frac{S B N_s^2}{AT/m \cdot I_e} \quad (5)$$

avec :

l_e = longueur du parcours magnétique en mètres,

S = section du circuit magnétique en m²,
 B = induction max. en tesla,

AT/m = champ magnétique correspondant à l'inducteur B . Celle-ci est donnée par des courbes (voir étude originale de la RTC).

La valeur de C_1 diminue lorsque la tension de sortie V_s augmente, comme on peut le voir sur le tableau I.

C_1 dépend de l'accord du circuit $N_s - C$ te peut se calculer à l'aide de la formule de Thomson, écrite sous la forme,

TABLEAU I

V_s	1,5 V	3 V	4,5 V	6 V	9 V
N_s (spires)	20	40	60	80	120
R_s (Ω)	48	82	200	360	820
I_s (mA)	101	37	26	18,3	10
P_s (mW)	186	114	135	121	82
V_E (volts)	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45
I_E (A) (à vide)	0,28	0,145	0,190	0,240	0,135
I_E (A) en charge	1,18	0,680	0,680	0,640	0,470
P_E (mW)	531	306	306	288	211
n (%)	35	37	44	42	38
F (Hz) (à vide)	8750	8380	8807	7970	8261
t_b (us)	17	35	32	40	44
F (Hz) (en charge)	5990	5530	5929	6310	5425
C_1 (nF)	47	22	15	10	8,2

$L \omega^2 C_1 = 1$ avec $\omega \times 2 \pi F$
ou, sous sa forme habituelle,

$$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C_1}} \quad (6)$$

F = fréquence d'accord, L = valeur de la bobine N_s . La période étant $T_0 = 1/F$ et la durée de blocage du transistor étant t_b , il faut que,

$$T \approx 2 t_b \quad (7)$$

autrement dit les deux périodes partielles doivent être à peu près égales.

Cela aboutit à,

$$C_1 = \frac{1}{L (\pi/t_b)^2} \quad (8)$$

Voici à la **figure - 1** les caractéristiques de saturation du transistor BD 433.

D'autre part, on trouvera à la **figure - 2** la forme de la tension V_{CE} en fonction du temps.

Il est évident que la réalisation des bien des essais expérimentaux, des calculs et une mise au point tendant vers l'amélioration des résultats obtenus.

Les travaux doivent se poursuivre pour obtenir une augmentation de la puissance transmise, de la fréquence, du rendement et une réduction du courant consommé à vide.

On notera qu'en utilisant une cellule solaire de plus grand diamètre, on pourra obtenir la même tension de sortie qu'avec une cellule plus petite, mais avec un éclairage moindre, ce qui peut présenter un grand intérêt dans certaines applications.

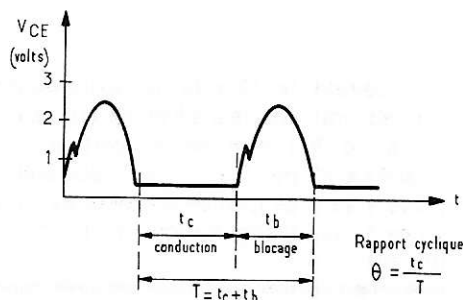


Figure 2

ALIMENTATION DES MOTEURS

Dans le précédent article, on a indiqué quelques méthodes permettant d'alimenter des petits moteurs sur des piles solaires en nombre réduit. Cette réduction a été rendue possible par le fractionnement d'une cellule ou par l'emploi d'un convertisseur dont on a donné le schéma.

Voici à la **figure - 3** le schéma de montage d'un moteur M fonctionnant normalement sur 1,5 V. Il peut être connecté à l'aide de l'interrupteur-contacteur S_1 , à cinq piles solaires montées en série, ce qui peut donner jusqu'à 5. 0,45 = 2,25 V, mais avec un éclairage maximum, ce qui ne sera pas toujours le cas en pratique.

En shunt sur les piles, on trouve un condensateur C de 2200 μF et éventuellement, un accumulateur au Cd Ni, de 1,2 V.

Deux sortes de moteurs peuvent être adoptés. D'une part, les moteurs à excitation par ferroxidure et d'autre part, ceux à rotor sans fer et stator en ticonal.

Grâce au condensateur C de 2200 μF 10 V, le rendement de l'ensemble est amélioré. Pendant les brèves interruptions du courant, imposées par le collecteur du moteur pour continu, le condensateur se charge et restitue sa charge pendant les autres intervalles, ce qui constitue une sorte de régulation et de filtrage.

La batterie au Cd Ni peut être branchée en tampon. Dans ce cas, le moteur pourrait fonctionner lorsque les cellules ne seront pas en mesure de fournir le signal continu nécessaire.

On indique une diode de jonction (c'est-à-dire de protection) des cellules n'est pas indispensable, toutefois on préconise la mise en circuit d'une sixième cellule solaire qui réduirait le courant de décharge de l'accumulateur pendant la nuit.

Pour des applications comme celle considérée, certains moteurs de petite puissance conviennent très bien. En voici des détails sur quelques-uns, fabriqués par la RTC.

MOTEUR 010.77000. Moteur à rotor sans fer. Il consomme une puissance de 0,37 W sous 9 V. Il sera donc nécessaire de recourir à un nombre suffisant de cellules ou de demi-cellules montées en série, donnant 9 V et 0,37 W au moins. Cela est possible avec la cellule de 0,7 A = 41 m1., et en la coupant en deux, on disposera encore de 350 mA. Des cellules beaucoup plus petites conviendraient mais une solution excellente serait dans l'emploi d'un convertisseur donnant 9 V 0,37 W minimum.

Le convertisseur décrit dans le précédent article (voir figure 10 du n° précédent) convient tout spécialement au moteur 010. 77000, car il donne justement 360 mW.

Ce moteur convient pour des maquettes de très petites dimensions ultra-légères. Voici ses caractéristiques au tableau II.

Le moteur 010 77000 de la RTC est représenté à la **figure 4** avec vues en coupe et de profil. Son diamètre est de 19 mm environ, sa longueur de 15 mm environ et son axe est long de 6 mm maximum.

Il se branche par un câble à deux conducteurs torsadés sortant de son boîtier. Un autre moteur recommandé est le 120 53 101 qui peut convenir pour des maquettes terrestres en actionnant directe-

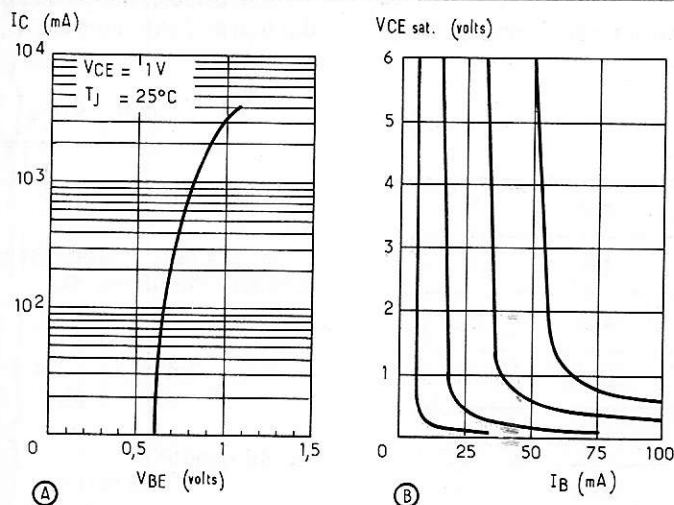


Figure 1

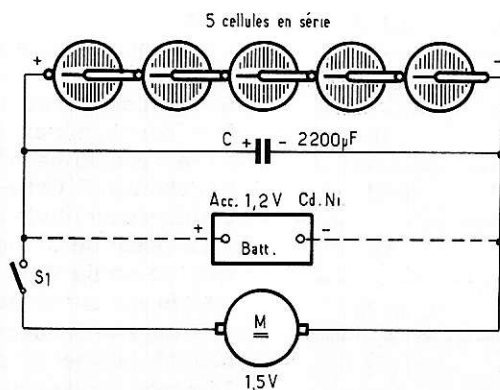


Figure 3

TABLEAU II
Moteur 010 77000

Tension nominale	9 V
Tension de démarrage	0,8 V
Courant nominal	41 mA
Courant à vide	9 mA
Courant maximum	60 mA
Vitesse nominale	5400 tr/mn
Vitesse à vide	7440 tr/mn
Résistance du moteur	85,5 Ω
Couple nominal	0,3 m Nm
Rendement	50 %
Poids	17 g

MOTEUR 01077000
dimensions approximatives

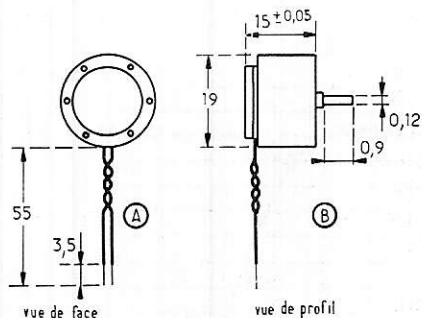


Figure 4

ment les roues et aux engins aquatiques, en supprimant le réducteur dont il peut être muni. Ce moteur consomme 0,45 W sous 3 V, ce qui correspond à un courant de $0,45/3 = 0,15 \text{ A} = 150 \text{ mA}$.

Voici d'ailleurs au tableau III ci-après les principales caractéristiques du moteur avec ou sans réducteur 120 53 101.

Ce moteur a un diamètre de 25 mm environ, une longueur de 20,5 mm environ, le réducteur prolonge cette dimension de 15 mm environ et l'axe est long de 6 mm environ.

Voici à la figure 5 les caractéristiques $U = f(I)$ de ce moteur sans réducteur, alimenté sur photopile réalisée avec 5 éléments de cellules solaires.

Le troisième moteur existe en deux versions, avec réducteur 120 52 402 et sans réducteur 120 52 405.

La consommation de ces deux moteurs est de 2,1 W. On donne leurs caractéristiques au tableau IV.

Indiquons que, vus en coupe, ces moteurs ont une base carrée de 39 mm de côté, la longueur du moteur est de 30 mm environ, celle du réducteur de 37 mm environ, et l'axe est long de 10 mm.

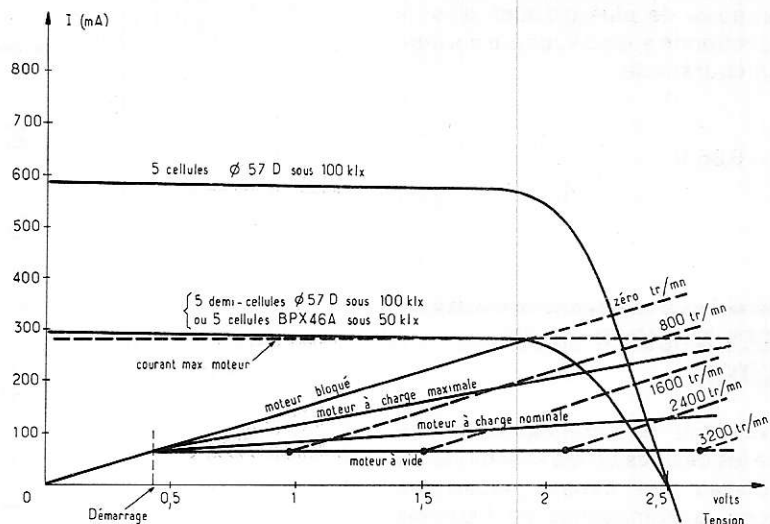


Figure 5

TABLEAU III
Moteur 120 53 101

Caractéristiques	Avec réducteur	Sans réducteur
Tension nominale	3 V	3 V
Tension de démarrage	0,45 V	0,4 V
Courant nominal	150 mA	140 mA
Courant à vide	50 mA	45 mA
Courant max.	285 mA	285 mA
Vitesse nominale	103 tr/mn	2700 tr/mn
Vitesse à vide	122 tr/mn	3250 tr/mn
Résistance du rotor	4,5 Ω	4,5 Ω
Couple nominal	15 m Nm	0,7 m Nm
Rendement	46 %	55 %
Poids	65 g	45 g

TABLEAU IV

Moteur	402	405
Tension nominale	6 V	6 V
Tension de démarrage	0,5 V	0,5 V
Courant nominal	360 mA	360 mA
Courant à vide	80 mA	80 mA
Courant maximum	500 mA	400 mA
Vitesse nominale	330 tr/mn	60 tr/mn
Vitesse à vide	415 tr/mn	78 tr/mn
Couple nominal	25 m N.m	150 m N.m
Rendement	41 %	33 %
Poids	125 g	125 g
Réduction	9/1	50/1

Ce moteur, plus puissant que les précédents, est aussi de plus grandes dimensions. Il fonctionne sous 6 V, ce qui correspond à un courant de,

$$I = \frac{2,1}{6} = 0,35 \text{ V}$$

EMPLOI DES MODULES SOLAIRES, SANS BATTERIE

On a vu dans les paragraphes précédents que les cellules ou les ensembles de cellules doivent être, dans la plupart des applications, accompagnés de batteries d'accumulateurs, car aucun courant ne peut être obtenu des cellules en l'absence de lumière.

Restent toutefois des emplois qui ne s'effectuent que dans la journée lorsqu'il y a par conséquent possibilité de les faire fonctionner dans des conditions satisfaisantes. Dans ces cas, une économie importante est réalisée, aussi bien sur le coût des installations que sur leur entretien, celui des accumulateurs n'étant jamais de tout repos.

Il convient toutefois de reconnaître que les batteries ont aussi d'autres qualités que celles de « suppléantes » des cellules lorsque celles-ci sont inactives ou insuffisantes.

Les batteries, outre leur fonction de stockage, assurent une répartition convenable des tensions sur ces modules, montés en série, en parallèle ou en série-parallèle.

Si les batteries sont absentes, il est nécessaire de faire appel à un convertisseur disposé directement entre la source « solaire » et l'utilisation.

Grâce au convertisseur, l'ensemble fonctionne en un point proche du point optimum de puissance. Une expérience a été faite en laboratoire RTC par M.J. RUAUX et on trouve ci-après l'exposé des résultats obtenus. Le montage essayé est celui de la figure 6 qui comprend six groupes de trois modules montés en parallèle, chaque groupe parallèle est shunté par une diode BYX 42. Les modules sont des BPX 47-A.

L'ensemble a été vérifié et on a obtenu la courbe de réponse $I = f(V)$ de la figure 7, avec un éclairement,

$$E = 700 \text{ W/m}^2$$

à la température ambiante de 30°C.

Pour connaître l'influence des batteries d'accumulateurs sur l'ensemble des modules, on a branché aux points (A) (M) une batterie de 89 V. Ensuite, on a relevé les tensions aux points a, b, c, d, e, et on a trouvé, dans le même ordre, 74,0 V 59,4 V, 23,6 V, 14,8 V.

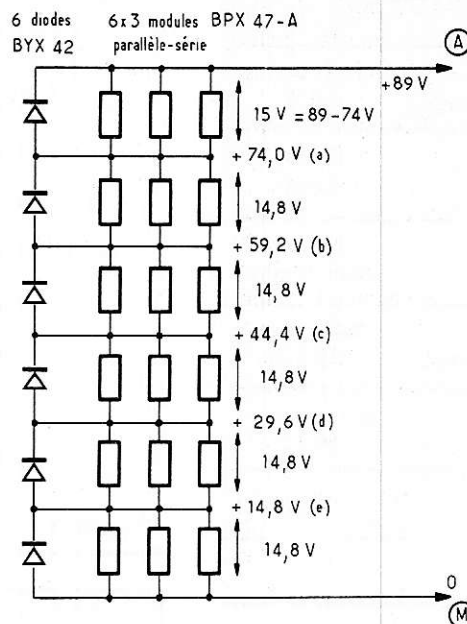


Figure 6

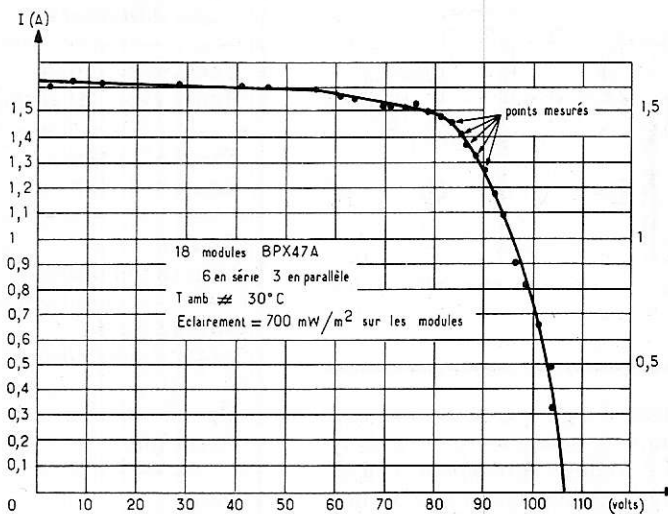


Figure 7

D'après les courbes, on a constaté que ces tensions sont dans la courbe des caractéristiques, de plusieurs modules en parallèle.

La seconde opération était l'occultation totale d'un module complet choisi dans un groupe. On a constaté que la tension était tombée à 7,5 V dans un groupe et à 7,5 V dans un autre.

Sans occultation, les tensions sur chaque groupe étaient 89 - 74 = 15 V, 74 - 59,2 = 14,8 V, 59,2 - 44,4 = 14,8 V, 44,4 - 23,4 = 14 V, 23,4 - 14,8 = 8,6 et en bas de l'ensemble, 14,8 V.

On constate que la tension de la partie occultée est tombée de moitié environ. En troisième position, la tension totale, en (A) a été descendue jusqu'à 87 V (au lieu de 89 V). Dans ces conditions, le groupe occulté accusait une tension de 5,5 V seulement, donc diminué dans une proportion beau-

coup plus grande que précédemment. Ensuite, la tension totale a été augmentée jusqu'à 91 V et on a mesuré la tension du groupe occulté. Elle était de 9,5 V.

La conclusion de ces essais est la suivante : si la tension aux bornes d'une série de modules est suffisante et si l'occultation d'un groupe de module n'est pas trop importante (donc pas totale, comme on l'a fait dans l'expérience) on évitera sur tout module une tension trop basse. A la suite de ces essais, on a pu établir les caractéristiques du convertisseur-adaptateur.

CONVERTISSEUR-ADAPTEUR

La fonction de cet appareil est destinée, en premier lieu à fixer la tension et le courant de fonctionnement des photopiles à une valeur proche du point optimum de puissance, quels que soient l'éclairement

et la température des cellules entrant dans la composition des modules. Deux sortes de convertisseurs peuvent être établis : convertisseur à asservissement de tension et convertisseur à asservissement de courant.

Dans le cas du convertisseur à asservissement par tension et au cours de l'expérience exposée plus haut, il suffisait de faire fonctionner les photopiles à une tension de 15 V environ par module, la température était alors de 50°C environ. Comme référence pour l'asservissement de la tension, on pourrait utiliser un capteur ayant les mêmes caractéristiques thermiques : résistance et dérive thermiques, que les cellules solaires.

L'asservissement de courant dépend de la valeur de I_{cc} . Il fallait dans le cas de l'expérience précédente que le courant consommé sur les photopiles soit environ $0,8 I_{cc}$ ou I_{cc} = courant de court-circuit des photopiles. Dans ces conditions, le fonctionnement correct sera obtenu.

Il serait donc nécessaire de connaître à chaque instant la valeur de I_{cc} et de faire fonctionner le convertisseur à $0,8 I_{cc}$.

Nous donnerons ultérieurement, si nous en avons la possibilité, des renseignements plus précis sur ces procédés.

NOMBRE MAXIMUM DES MODULES

La détermination du nombre maximum des modules doit s'effectuer d'après deux critères.

1° Soit un groupe de m modules en parallèle. L'occultation maximum sera telle que le courant de court-circuit débité par ces m modules sera, au moins, égal à $(m - 1)/m$ fois le courant du groupe le moins occulté.

2° La tension d'un groupe de modules ne devra pas descendre au-dessous de 8 V pour une température ambiante T_j de 60°C des cellules solaires entrant dans la composition des modules.

On a par conséquent effectué des calculs, d'après les caractéristiques typiques des modules BPX 47-A à $T_j = 60^\circ\text{C}$ des cellules, avec une tension de fonctionnement de 15 V par module. Le nombre total des modules est nm et on a considéré les cas de $m = 1$ à $m = 5$.

Cas de $m = 1$, donc un module par groupe série. On suppose que l'occultation pourrait être totale. Dans ce cas, le courant débité par les n modules en série et la tension des $(n - 1)$ modules non occultés est,

$(n - 1) V$ ($I = 0$), avec n = nombre des colonnes - série.

Comme V , à $I = 0$ est la tension à vide, soit 18,2 V, on aura une tension de fonctionnement de,

$(n - 1) \cdot 18,2 V$

Comme est doit être supérieur à 8 V (d'après les enseignements de l'expérience) il faut que,

$n \cdot 15 - (n - 1) 18,2 \geq 8$,

ce qui donne $n \leq 3$

donc $n = 1$ ou 2 ou 3.

Cas de $m = 2$. Il y a deux modules en parallèle dont un peut être occulté complètement.

Si I_{cc} est le courant débité par un groupe de deux modules non occultés, le courant de court-circuit d'un seul sera $I_{cc}/2 = 0,14 A$.

La tension des $(n - 1)$ groupes non occultés sera,

$$(n - 1) \cdot 17$$

On aura alors,

$$n \cdot 15 - (n - 1) \cdot 17 \geq 8$$

ce qui donne

$$n \leq 4$$

Cas de $m = 3$.

Il y a trois modules en parallèle dans un des groupes. Un seul module peut être occulté complètement. Dans ce cas, le courant débité est $2 I_{cc}$. Trois modules non occultés doivent fournir 1,48 A, c'est-à-dire environ 0,5 A par module, avec une tension de 16,3 volts.

La condition est alors,

$$n \cdot 15 - (n - 1) \cdot 16,3 \geq 8$$

ce qui donne

$$n \leq 6$$

Cas de $m = 4$. Il y a quatre modules en parallèle. Si un module, d'un groupe de 4 modules est complètement occulté, le courant total débité est $3 I_{cc}$. Quatre modules non occultés doivent fournir 2,22 A, c'est-à-dire 0,55 A par module. La tension présentée est 15,8 V et la condition donnant n est

$$n \cdot 15 - (n - 1) \cdot 15,8 \geq 8$$

$$\text{ou } n \leq 9$$

Cas de $m = 5$. Un seul module est totalement occulté sur les cinq du groupe considéré. Cinq modules « propres », doivent fournir 2,96 A, soit 0,59 A par module, la tension présentée étant de 15,3 V.

La condition est dans ce cas,

$$n \cdot 15 - (n - 1) \cdot 15,3 \geq 8$$

d'où on tire,

$$n \leq 24$$

La tension de 24 modules en série est 360 V, ce qui doit être suffisant dans des applications à haute tension.

Le schéma de la figure 6 peut être généralisé pour diverses valeurs de m et n . Le nombre total des modules est $N = mn$.

En conclusion, on pourra dire que le fonctionnement sans accumulateur, peut être obtenu à condition que l'on dispose d'un convertisseur (adaptateur) associé aux photopiles. Il doit maintenir aux bornes de l'ensemble une tension U telle que l'on ait,

$$U \geq n \cdot 15 V,$$

à $T_j = 50^\circ\text{C}$, n étant le nombre des groupes en série avec $I \leq 0,8 I_{cc}$ environ.

Chaque groupe doit totaliser un minimum de m modules BPX 47-A en parallèle. La relation entre m et N est donnée au tableau V ci-après.

TABLEAU V	
Modules en parallèle $m =$	Modules en série $n =$
1	3
2	4
3	7
4	9
5	24

Si ces conditions sont remplies, le point de fonctionnement de chaque module ne pénétrera pas dans les zones de contrainte thermique, situées à gauche de la droite d'abscisses 8 V, même en cas d'occultation totale d'une cellule ou d'un module.

Référence : Etude effectuée à la RTC par J. RUAUX (oct. 78)

F. JUSTER

ACOUSMAT

LES MODULES HYBRIDES « APOLLO »



PERFORMANCES PROFESSIONNELLES

Boîtier 24 pins DIL
Alimentation 24 volts

HM 80 AMPLI OP

$\pm 40 \text{ dB} - 3 \text{ Hz à } 200 \text{ kHz}$
0,1 % de distors. Nombreux schémas
fournis avec ce module :
EQUALIZER - FILTRES
OSCILLATEURS, etc.

PRIX : 190 F

HM 70 PRÉAMPLI

70 dB - Faible bruit 0,05 % distor.
Utilisations : PU, MICRO
TÊTES MAGNÉTIQUES

PRIX : 190 F

HM 30 COMPRESSEUR

34 dB - Complet 0,3 % distor.
La qualité d'un matériel de studio
dans un boîtier miniature
33 x 20 x 15 mm

PRIX : 250 F

RADIO-ROBUR

VENTE EXCLUSIVE

102, bd Beaumarchais - 75011 PARIS

Tél. : 700-71-31

Métro : Sébastien-Froissant

"AVEC MES BASES EN ÉLECTRONIQUE, J'AI PU SUIVRE LES COURS DE SPÉCIALISATION RADIO ET OBTENIR UNE QUALIFICATION SUPÉRIEURE."

Si comme notre élève, vous avez une formation de base en électronique n'hésitez pas à vous spécialiser.

EURELEC, des cours spéciaux pour les passionnés d'électronique.

Vous avez déjà des connaissances en électronique, vous êtes un technicien, ou vous voulez vous recycler. Vous pouvez suivre les cours de spécialisation Radio EURELEC, vous pouvez



compléter vos connaissances et tout savoir sur la propagation des ondes, la modulation de fréquence, la stéréophonie, les circuits intégrés, etc...

EURELEC c'est le premier centre européen d'enseignement de l'électronique par correspondance, c'est un enseignement concret, vivant basé sur la pratique. Il vous permettra d'acquérir facilement un niveau supérieur en électronique.

Un professeur d'EURELEC s'occupe personnellement de vous.

Avec les cours EURELEC, vous progressez sans difficultés, les cours sont très facilement assimilables, et pour vous aider et vous conseiller, un professeur d'EURELEC vous suit du début à la fin des cours. La méthode pédagogique est simple mais

efficace, chaque nouvelle leçon est suivie d'exercices de révision et après chaque nouveau groupe de leçons achevé, des examens écrits sont à renvoyer à votre professeur pour correction. Des exercices de travaux pratiques sont répartis sur toute la durée des cours, ce sont eux qui vous permettent d'assimiler et de mémoriser plus rapidement les cours.

Avec le matériel de travaux pratiques vous montez votre propre laboratoire.

Tout au long du cours, vous

recevez du matériel expérimental mais aussi des appareils à monter ; un générateur H.F., un récepteur stéréophonique : tout ce matériel reste votre propriété.

En plus à la fin des cours EURELEC offre un stage d'une semaine.

A l'issue des cours EURELEC reçoit ses élèves dans ses laboratoires pour un stage gratuit d'une semaine. Vous y rencontrerez votre professeur, et d'autres élèves, qui comme vous, viennent de terminer leur cours. Vous pourrez confronter vos expériences et vous perfectionner sur le matériel que vous utiliserez dans votre nouvelle profession. Le stage terminé, EURELEC vous remet

un certificat de fin d'étude, du niveau du C.A.P. Vous constaterez vous-même, par la suite, que la formation EURELEC est connue et appréciée des entreprises

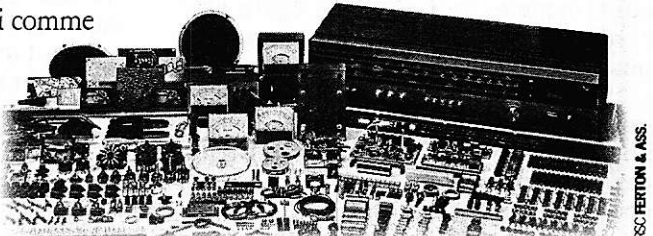
puisque 2000 d'entre elles nous ont déjà confié la formation de leur personnel.

C'est notre sérieux, la qualité de nos professeurs et la réussite de nos élèves qui nous ont valu cette réputation.

Compléter ses connaissances, améliorer sa qualification et son salaire sont les bénéfices que retirent les élèves qui suivent les cours de spécialisation

EURELEC.

Faites comme eux, mettez toutes les chances de votre côté. Préparez votre avenir avec EURELEC.



COURS D'ELECTRONIQUE EURELEC

Je soussigné : Nom _____

Prénom _____

Domicilié : Rue _____

N° _____

Ville : _____

Code Postal : _____

désire recevoir, à l'adresse ci-dessus, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel du cours de :

☐ SPÉCIALISATION RADIO STÉRÉO A TRANSISTORS

12 envois de 246 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 123 F + 15 F (frais d'envoi)

☐ ÉLECTRONIQUE FONDAMENTALE

12 envois de 206 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 103 F + 15 F (frais d'envoi)

☐ INITIATION A L'ÉLECTRONIQUE 8 envois de 170 F + 15 F (frais d'envoi).

➤ Si je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage et je ne vous devrai rien.

➤ Si, au contraire, je désire le garder, vous m'enverrez le solde du cours, à raison d'un envoi en début de chaque mois, que je vous réglerai contre remboursement (ajouter 10 F de taxe des P.T.T.). Dans ce cas, je reste libre d'arrêter les envois par simple lettre d'annulation et je ne vous devrai rien.

DATE ET SIGNATURE (pour les enfants mineurs, signature du représentant légal).

☐ ÉLECTROTECHNIQUE

17 envois de 188 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 94 F + 15 F (frais d'envoi)

☐ ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

23 envois de 224 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 112 F + 15 F (frais d'envoi)

BON POUR UN EXAMEN GRATUIT



eurelec
institut privé
d'enseignement
à distance
Rue Fernand-Holweck
21000 DIJON - FRANCE

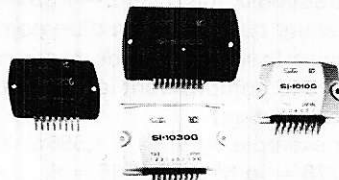
WEIRCLIFFE

Effaceurs de bandes



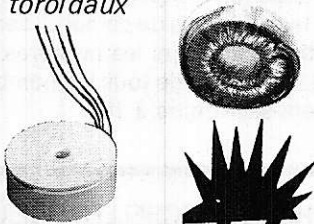
SanKen

Amplis et régulateurs
hybrides de 10 à 100 W



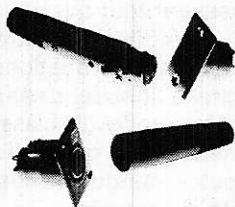
TRANSDUKTOR

Transfo. d'alimentation
toroïdaux



SWITCHCRAFT

Connecteurs professionnels



Renseignements

tradelec

12, rue St-Merri, 75004 PARIS
887.40.90 - 272.03.87

Nous sommes une société
dont l'activité est axée sur les
radiotéléphones VHF-UHF.

Nous recherchons
pour notre agence de VICHY

1 TECHNICIEN

pour la maintenance de nos réseaux.
Expérience souhaitée (niveau BTS-DUT)
Formation assurée.

Envoyer C.V. détaillé et photo pour le 30
août 1979 à :

Société SAGE

148, rue de la République
92800 PUTEAUX

POUR RECEVOIR VOTRE MENSUEL CHEZ
VOUS, CONSULTEZ NOS CONDITIONS
D'ABONNEMENT EN PAGE 124

RAMOPLAN

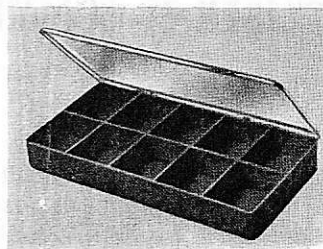
AU HAVRE

ou par correspondance

ELECTRONIC CENTER

(ouvert tous les jours)

3, rue Paul-Doumer, 76600 LE HAVRE



☐ Hobby-box **F 15,00**
Boîte de rangement en
matière plastique avec
couvercle transparent.
265x140x30 (10 cases).

KITS-COMPOSANTS

Tous nos kits-composants sont livrés dans une hobby-box

- ☐ 300 résistances couche carbone 1/2 W 5 %.
Ensemble des valeurs usuelles (30 valeurs) **F 60,00**
- ☐ 100 condensateurs chimiques 16 V.
mF : 1, 2.2, 3.3, 4.7, 10, 22, 47, 100, 220, 470 **F 80,00**
- ☐ 100 condensateurs chimiques 25 V.
mF : 1, 2.2, 3.3, 4.7, 10, 22, 47, 100, 220, 470 **F 95,00**
- ☐ 100 condensateurs chimiques 63 V.
mF : 1, 2.2, 3.3, 4.7, 10, 22, 47, 100, 220, 470 **F 120,00**
- ☐ 300 condensateurs céramiques
de 1 pF à 33 nF (30 valeurs) **F 90,00**

AFFAIRES RARES

- ☐ 10 plaques époxy 160 x 200 **F 75,00**
- ☐ 10 plaques époxy double face **F 95,00**
- ☐ 10 C.I. 741 **F 30,00**
- ☐ 10 C.I. NE 555 **F 40,00**
- ☐ 5 transistors UJT 2N 2646 **F 27,00**
- ☐ 5 afficheurs Fairchild
couleur rouge, 9 mm **F 30,00**
- ☐ 30 leds $\varnothing$ 3.5 (10 R + 10 V + 10 J) **F 50,00**

Si vous ne pouvez pas nous rendre visite au Havre, retournez-nous cette annonce après y avoir indiqué le nombre de lots commandés dans chaque case.

Nom : Prénom :

Adresse :
.....

Ci-joint chèque de F : (prévoir **12,00 F** de port)

RP09

Sachons mesurer:

5. ECHELLES DES CADRANS GRADUES EN DECIBELS. COMMENT LES UTILISER ET COMMENT LES TRACER.

Pratiquement tous les multimètres existant actuellement sur le marché comportent, sur leur cadran, une échelle graduée en décibels, établie essentiellement pour toutes les mesures ou relevés de courbes dans le domaine de la B.F. : appréciation d'un gain ou d'un affaiblissement, mise au point des circuits correcteurs de tonalité etc.

Cependant, et nous l'avons observé plus d'une fois, beaucoup de techniciens n'utilisent guère cette échelle et ne profitent pas des avantages qu'elle offre, surtout parce qu'ils ne se rendent pas très bien compte de ce qu'est un décibel, dont la manipulation obéit à des règles particulières.

L'utilisation des décibels dans le domaine de la B.F. s'explique par le fait que ces « grandeurs » sont proportionnelles aux logarithmes des rapports de tensions, d'intensités ou, surtout, de puissances. Or, la sensibilité de l'oreille humaine n'est pas linéaire, mais présente une allure à peu près logarithmique par rapport aux variations des excitations sonores. Autrement dit, si la puissance de sortie électrique d'un amplificateur passe du simple au triple, par exemple, notre oreille n'entend pas un son trois fois plus intense, mais enregistre, cependant, un accroissement de l'intensité sonore représentant à peu près 5 décibels par rapport au niveau primitif, chiffre proportionnel au logarithme du rapport des puissances avant et après l'accroissement.

Donc, avant tout, il est nécessaire de rappeler quelques notions essentielles sur les logarithmes.

LOGARITHMES

Tout le monde connaît les logarithmes on peut, au besoin, rafraîchir ses connaissances en feuilletant n'importe quel manuel de mathématiques élémentaires. La définition d'un logarithme du système le plus largement utilisé, appelé décimal ou de base 10, peut être formulée ainsi : c'est la puissance à laquelle il faut élever la base pour obtenir le nombre correspondant au logarithme donné.

On en conclut immédiatement que le logarithme de 1 est égal à 0 (on écrit $\lg 1 = 0$), car $10^0 = 1$, que $\lg 10 = 1$, car $10^1 = 10$, que $\lg 100 = 2$, car $10^2 = 100$ etc.

Les logarithmes des nombres intermédiaires se trouvent dans les tables éditées séparément ou intercalées dans les formulaires, mémentos etc.

Les quatre règles fondamentales du calcul logarithmique sont :

Multiplication. — Pour multiplier deux nombres on additionne leurs logarithmes et on cherche le nombre dont le logarithme est égal à cette somme.

Soit 17×5 . Nous avons $\lg 17 = 1,230$ et $\lg 5 = 0,699$, dont la somme est 1,929, qui est le logarithme de 85. Donc $17 \times 5 = 85$.

Division. — Pour diviser un nombre a par un nombre b (tel que $b < a$), on soustrait le logarithme de b du logarithme de a et on cherche un nombre dont le logarithme est égal à la différence.

Soit $72/3$. Nous avons $\lg 72 = 1,857$ et $\lg 3 = 0,477$. Comme $1,857 - 0,477 = 1,380$, et que le nombre correspondant à ce logarithme est 24, $72/3 = 24$.

Élévation à une puissance. — Pour élever un nombre a à une puissance n , on multiplie le logarithme de a par n et on cherche le nombre dont le logarithme est égal au produit.

Soit à effectuer l'opération 4^3 . Nous avons $\lg 4^3 = 0,602 \times 3 = 1,806$. Or $1,806 = \lg 64$. Donc $4^3 = 64$.

Extraction d'une racine. — Pour extraire une racine quelconque n d'un nombre a , on divise le logarithme de a par n et on cherche le nombre dont le logarithme est égal au quotient.

Par exemple, $\lg \sqrt{36} = 1,556/2 = 0,778$. Or $0,778 = \lg 6$, d'où $\sqrt{36} = 6$.

Le tableau 5-1 donne les logarithmes à 3 décimales des nombres 1 à 10 et ensuite ceux des nombres premiers de 10 à 100, à partir desquels on peut trouver, en appliquant les principes de calcul ci-dessus, les logarithmes de tous les nombres de 10 à 100 et aussi ceux de tous les nombres non premiers supérieurs à 100.

GRAPHIQUES A ECHELLES LINEAIRES ET LOGARITHMIQUES

Lorsque, à la suite d'une série de mesures, on doit tracer une ou plusieurs courbes (qui peuvent tout aussi bien être des droites) illustrant la variation d'une grandeur en fonction des variations d'une autre, une échelle linéaire, c'est-à-dire celle que nous offre une feuille classique de papier millimètre n'est pas suffisante pour « loger » toute l'étendue d'une variation ou une lisibilité acceptable.

Le cas le plus courant est celui des échelles graduées en fréquences, c'est-à-dire des courbes de réponse de

Tableau 1 — Logarithmes des nombres 1 à 10 et des nombres premiers de 10 à 100

Nombre	lg	Nombre	lg	Nombre	lg	Nombre	lg
1	0	10	1	41	1,613	79	1,898
2	0,301	11	1,041	43	1,634	83	1,919
3	0,477	13	1,114	47	1,672	89	1,949
4	0,602	17	1,230	53	1,724	91	1,959
5	0,699	19	1,279	59	1,771	97	1,987
6	0,778	23	1,362	61	1,785	100	2
7	0,845	29	1,462	67	1,826	101	2,004
8	0,903	31	1,491	71	1,851	103	2,013
9	0,954	37	1,568	73	1,863	107	2,029

Par exemple, $\lg 33 = \lg 11 + \lg 3 = 1,518$; $\lg 62 = \lg 31 + \lg 2 = 1,792$ etc.

toute sorte, touchant des amplificateurs B.F. essentiellement. Le problème consiste alors à loger, sur une longueur raisonnable (200 à 250 mm) de l'axe horizontal, les fréquences comprises entre 20 Hz et 10, 20 ou même 50 kHz. Si on choisit une échelle linéaire et qu'on attribue, par exemple, 20 mm pour 1 000 Hz, il faut déjà 200 mm pour aller seulement jusqu'à 10 kHz (ce qui est souvent insuffisant) et avoir la partie basse du spectre (20 à 800 Hz à peu près) totalement illisible.

La solution consiste alors à adopter, pour les fréquences, un axe horizontal à graduation logarithmique, c'est-à-dire constitué d'une série de tronçons (généralement trois ou quatre) gradués chacun de 1 à 10, les marques intermédiaires (2, 3, 4 etc.) étant placées par rapport à 1 à une distance proportionnelle à $\lg 2$, $\lg 3$, $\lg 4$ etc. La figure 1 montre la façon dont s'effectue une telle graduation, la longueur totale de la décade étant de 120 mm, longueur que l'on multiplie successivement par $\lg 2$, $\lg 3$ etc. pour obtenir les points 2, 3 etc.

Bien entendu, les divisions intermédiaires telles que 1,5, 2,5 etc. s'obtiennent exactement de la même façon, en tenant compte du fait que $\lg 1,5$ a la même partie décimale (on l'appelle mantisse) que 15 (ou 150, 1 500 etc.), mais que sa partie avant la virgule est 0, puisqu'il s'agit d'un nombre inférieur à 10. Et puisque $\lg 15 = \lg 5 + \lg 3 = 1,176$, nous avons $\lg 1,5 = 0,176$, la graduation correspondante se plaçant alors à $120 \times 0,176 = 21,1$ mm de la graduation 1. Procédé identique pour 2,5, 2,5 etc.

Une graduation logarithmique présente certaines particularités, dues aux propriétés des logarithmes, qui peuvent faciliter l'établissement d'une échelle logarithmique lorsqu'on a besoin d'en tracer une, d'une certaine longueur que l'on ne trouve pas sur les papiers quadrillés du commerce.

On commence par marquer le point 2, en fonction de la longueur L d'une section 1-10 que l'on désire et en utilisant la relation $L \cdot \lg 2$. Soit **a** la longueur de l'échelle

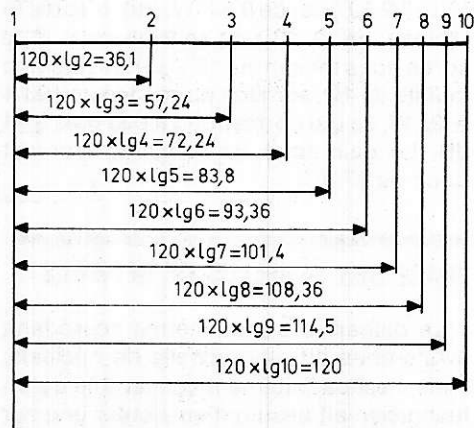


Figure 1

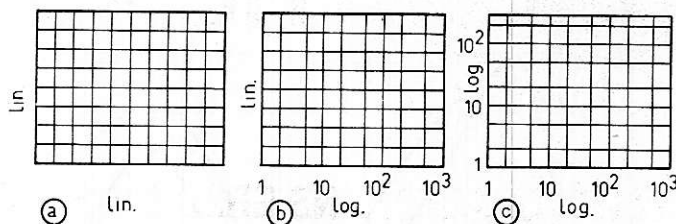


Figure 2

entre 1 et 2. Nous avons immédiatement les points 4, 5 et 8 en ajoutant **a** à 2, pour 4 d'une part, en portant la même longueur à partir du point 10, mais en arrière, pour 5, et, enfin, en l'ajoutant à 4 pour 8. Autrement dit, les trois segments : 1-2, 2-4 et 4-8 sont de même longueur.

Le point 3 doit être calculé : $L \cdot \lg 3$, mais une fois marqué il nous donne les points 6 et 9, le premier, en ajoutant **a** à 3, le second en ajoutant à 3 la longueur du segment 1-3 = **b**. Pour terminer, il reste à ajouter, par calcul, le point 7 : $L \cdot \lg 7$.

Pour tracer les différentes courbes traduisant les résultats des mesures ou des essais, on trouve couramment, dans le commerce, trois sortes de papier quadrillé : le papier millimétré classique, c'est-à-dire « lin. x lin. » (figure 2 a), le papier dit semi-logarithmique ou « log. x lin. » à 3 modules, dont le grand côté (généralement de 223 mm à peu près) comporte trois échelles logarithmiques successives comme celle de la figure 4-6, marquées 1-10, 10-10² et 10²-10³ (figure 2 b) et dont le côté « lin. » est divisé en centimètres et en subdivisions de 2 mm ; le papier logarithmique ou « log. x log. » (Figure 2 c), dont le grand côté est le même que celui du « log. x lin. », et dont le côté vertical comporte une division logarithmique soit à 2 modules seulement, soit à un peu plus de 2, le troisième s'arrêtant à 3.

Il faut noter qu'en dehors de ces papiers quadrillés pour ainsi dire classiques, on peut trouver, dans des maisons spécialisées des papiers de toute sorte, des logarithmiques à 2 ou 4 modules etc.

DECIBELS

La notion de décibels (symbole dB) est largement employée en électronique et, plus spécialement, dans les domaines où il est nécessaire de comparer des niveaux de tensions, d'intensités ou de puissances. Dans ce cas, un décibel désigne un rapport et il est donc un nombre sans dimension, ce qui veut dire qu'il n'est pas une unité ou un sous-multiple d'une unité, au même titre que milliampère, volt, ohm, microfarad etc.

Il est alors nécessaire de tenir compte de deux relations fondamentales :

Lorsqu'un gain **G** est exprimé par un certain rapport de **tensions** ou d'**intensités**, son équivalent en décibels est

$$dB = 20 \lg G$$

S'il s'agit d'un affaiblissement, d'une atténuation, c'est-à-dire d'un gain négatif, en quelque sorte, il est exprimé par un nombre correspondant de décibels, également négatifs :

$$dB = 20 \lg$$

$$\frac{1}{G}$$

Lorsqu'un gain **P** est exprimé par un certain rapport de **puissances**, son équivalent en décibels est

$$dB = 10 \lg P,$$

ou, s'il s'agit d'une atténuation, et par analogie avec ce qui vient d'être dit à propos des tensions et des intensités,

$$-dB = 10 \lg \frac{1}{P}.$$

Les décibels, exprimant des rapports de tensions, d'intensités ou de puissances suivant une échelle logarithmique, sont beaucoup plus indiqués pour graduer l'axe vertical d'un graphique représentant la courbe de réponse globale d'un amplificateur B.F., par exemple, car les différents niveaux de cette courbe correspondront mieux à la sensibilité de l'oreille humaine, c'est-à-dire à la perception réelle de la présence plus ou moins marquée des graves ou des aiguës, que si ses niveaux étaient définis par une échelle linéaire en volts ou en watts.

Nous avons déjà tracé deux courbes de réponse (figure 16, R.P. mai 79) d'un même amplificateur, l'une avec l'axe vertical gradué en volts mesurés à la bobine mobile, l'autre avec l'axe vertical gradué en décibels, mais ce graphique avait été fait sans aucune explication sur la façon de traduire les volts en décibels, explication que nous allons pouvoir donner maintenant.

La figure 3 représente tout d'abord une courbe de tensions (V) relevées aux bornes de la bobine mobile d'un amplificateur pour des fréquences de 30 Hz ou 10 kHz et

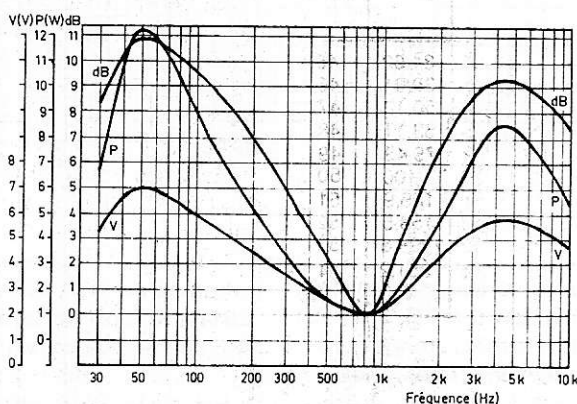


Figure 3

dont le niveau « zéro » a été fixé (arbitrairement) à 2 V et à 800 Hz.

La courbe P est la traduction en valeurs de puissance des tensions de V, en supposant que l'impédance de la bobine mobile soit de 4 Ω. Le niveau « zéro » correspond évidemment à une puissance de 1 W et l'échelle adoptée pour la graduation des axes verticaux V et P est la même : 1 cm pour 1 V ou pour 1 W.

Comment faire pour tracer une courbe exprimant en décibels toutes ces variations de niveau pour les deux courbes ? Ce que nous allons faire pour un point quelconque de l'une de ces courbes est évidemment valable pour n'importe quel point de chacune des deux courbes. Prenons donc, sur la courbe V, le point correspondant à 100 Hz. Nous voyons qu'il se trouve au niveau 6 V et que le rapport des tensions relevées en ce point et au point « zéro » est $6/2 = 3$. Le niveau 2 V et 1 W sera celui de 0 dB.

On peut dire, d'autre part, que le point 100 Hz de la courbe V présente un gain en tension $G = 3$ par rapport au niveau « zéro ». L'expression en décibels de ce gain sera donc, d'après ce que nous avons dit plus haut, $20 \lg 3 = 9,54$ dB, définissant le point 100 Hz sur la courbe dB.

Et que devient, en décibels, le point correspondant de la courbe P ? Il est, comme on le voit, au niveau 9 W, soit un gain en puissance $P = 9$ par rapport au niveau de référence, qui est à 1 W. Si on traduit ce gain en décibels, on obtient $10 \lg 9 = 9,54$ dB.

Conclusion : que l'on traduise en décibels une variation de tension ou de puissance aux bornes d'une même impédance, le résultat est le même, comme on peut facilement se rendre compte en répétant ce que nous venons de faire au point 100 Hz pour n'importe quels points situés à la même fréquence des courbes V et P.

La courbe dB a été dessinée, sur la figure 3, à la même échelle que les deux autres (1 dB = 1 cm), mais on peut, évidemment, la tracer à une échelle quelconque.

Par ailleurs, rien n'empêche d'adopter, pour l'échelle verticale de la courbe dB, une graduation logarithmique, ce qui est particulièrement commode lorsque les variations possibles de niveau sont très importantes, de l'ordre de plusieurs dizaines de décibels. La seule différence par rapport à une graduation linéaire, c'est l'absence d'un niveau de référence « 0 dB », qui sera remplacé par un niveau quelconque, en rapport avec la « gamme » couverte.

ERREURS A NE PAS COMMETTRE

Un rapport de tensions (ou d'intensités) peut être exprimé directement en décibels à la condition qu'il concerne les tensions mesurées aux bornes d'un même circuit ou de deux résistances (ou impédances) de même valeur, ou les intensités traversant des circuits de même résistance.

Autrement dit, le gain de l'étage T_1 de la figure 4, représenté par le rapport de tensions V_2/V_1 , ne peut pas être exprimé directement en décibels, car dans un montage normal à émetteur commun la résistance d'entrée du transistor est toujours nettement plus faible que sa résistance de sortie.

Le moyen de tourner cette difficulté consiste à introduire une correction tenant compte de la résistance d'entrée R_e de l'étage et de sa résistance de sortie R_1 . Le gain de l'étage, exprimé en décibels, devient alors

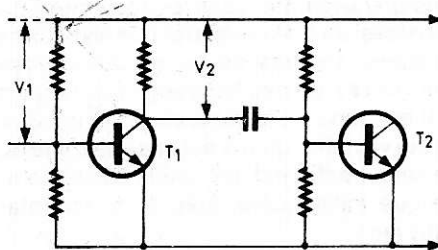


Figure 4

$$20 \lg \frac{V_2}{V_1} + 10 \lg \frac{R_e}{R_1}$$

Comme le rapport R_e/R_1 est inférieur à 1, on touche ici une particularité du calcul à base de logarithmes : caractéristique (à partir de la virgule) négative ; mantisse positive et la même que pour toute autre puissance de 10, positive ou négative. Nous ne pouvons évidemment pas développer ce point ici.

DECIBELS-UNITE DE PUISSANCE

Jusqu'à présent, la notion du décibel était liée à celle d'un rapport, de tensions, d'intensités ou de puissances. Cependant, il a été jugé commode d'exprimer également en décibels la puissance tout court, ce qui permet de caractériser, en particulier, un amplificateur en disant qu'il peut, dans les conditions normales, fournir une puissance de 30 dB, par exemple.

Pour que cette façon de s'exprimer ait un sens, il est évident qu'il est nécessaire de définir le niveau zéro, qui a été fixé à 1 milliwatt (mW) sur 600 Ω, ce qui correspond à une tension de 0,775 V.

A partir de ce niveau de référence on peut chiffrer en décibels n'importe quelle puissance, sans tenir compte de la résistance de charge, en puissances inférieures à 1 mW étant exprimées évidemment en décibels négatifs. Le tableau 2 indique la correspondance watts-décibels pour une certaine plage de puissances le plus souvent utilisées.

On remarquera surtout que la puissance se trouve multipliée par 10 chaque fois que le niveau augmente de 10 dB.

D'autre part, le même tableau permet d'estimer très rapidement le gain en décibels d'un amplificateur dans sa totalité, c'est-à-dire entre l'entrée et la sortie. Supposons, par exemple, qu'un amplificateur quelconque ait une résistance d'entrée de 2 000 Ω et que la tension y appliquée soit de 1 mV. La puissance correspondante ($1 \cdot 10^{-6} / 2 \cdot 10^3$) est de 0,5 mW, soit, d'après le tableau, de -3 dB très sensiblement. A la sortie nous mesurons 10 V sur une bobine mobile de 4 Ω, soit une puissance de $100/4 = 25$ W, ce qui correspond à peu près à 44 dB. Le gain total de l'amplificateur est donc de 47 dB.

TRACE DES ECHELLES DE DECIBELS

La plupart des multimètres possèdent, avons-nous dit, une échelle de décibels, mais il est parfaitement concevable qu'un technicien ait besoin d'en ajouter une sur un appareil qui n'en comporte pas, ou encore qu'il veuille transformer un voltmètre en décibelmètre.

Tableau 2. — Correspondance puissance-décibels pour le niveau $O_d B = 1 \text{ mW}$

mW	dB	mW	dB	mW	dB	mW	dB	W	dB	W	dB	W	dB
0,010	-20	0,316	-5	3,162	5	31,62	15	0,316	25	3,162	35	31,62	45
0,016	-18	0,398	-4	3,981	6	36,81	16	0,398	26	3,981	36	39,81	46
0,025	-16	0,501	-3	5,012	7	50,11	17	0,501	27	5,011	37	50,12	47
0,039	-14	0,631	-2	6,310	8	63,10	18	0,631	28	6,310	38	63,11	48
0,063	-12	0,794	-1	7,943	9	79,43	19	0,794	29	7,943	39	79,43	49
0,100	-10	1	0	10	10	100	20	1	30	10	40	100	50
0,127	-9	1,259	1	12,59	11	125,9	21	1,259	31	12,59	41	125,9	51
0,158	-8	1,585	2	15,85	12	158,5	22	1,585	32	15,85	42	158,5	52
0,199	-7	1,995	3	19,95	13	199,5	23	1,995	33	19,95	43	199,5	53
0,251	-6	2,512	4	25,12	14	251,2	24	2,512	34	25,12	44	251,2	54

S'il s'agit d'ajouter une échelle, l'opération n'est pratiquement réalisable que si le cadran existant est suffisamment grand pour recevoir une graduation supplémentaire normalement lisible et si on peut le démonter facilement. Si ces conditions sont réunies, la première chose à faire c'est de déterminer l'angle de rotation de l'équipage mobile, qui est le plus souvent 100 gr ou 90°, mais pas toujours : on rencontre des appareils dont le galvanomètre a une course de 110 gr et même de 111-112 gr.

Pour le faire, on démonte le cadran et on calque le tracé de ses différentes échelles (sans se préoccuper de leurs graduations) dont les extrémités, réunies par deux droites (figure 5), nous donnent, à l'intersection de ces dernières (point A), le centre de rotation de l'équipage mobile et aussi, en principe, le centre des différentes échelles. En effet, on a parfois affaire à des multimètres où, pour allonger les échelles, on adopte pour ces dernières un rayon nettement plus grand que celui de l'arc décrit par l'aiguille. Cette façon de faire est représentée par la figure 6, où A constitue le centre de rotation de l'aiguille, et B celui des différentes échelles. On se rend facilement compte que l'échelle cd est plus longue que ab et on sait que la longueur de ces échelles est proportionnelle aux rayons Ab et Bd. Autrement dit, si nous avons, par exemple, $Ab = 40 \text{ mm}$ et $Bd = 60 \text{ mm}$, la longueur de l'échelle ab sera de 62,8 mm et celle de l'échelle cd de 94,2 mm. $Bd/Ab = 62,8/40 = 1,56$.

Cependant, lorsqu'on se trouve dans le cas de la figure 6, une certaine difficulté peut surgir pour déterminer le centre des échelles « étalées » telle que cd. Pour y parvenir, on peut faire appel à une construction géométrique très simple (figure 7). En partant de chaque extrémité de l'échelle décalquée cd on trace deux cordes, telles que ce et df, d'égale longueur pour simplifier les choses (mais ce n'est pas obligatoire). On s'arrange pour que chaque corde ait une longueur représentée par un nombre pair de millimètres, ce qui facilite la suite des opérations. En partant du milieu de chaque corde (points g et

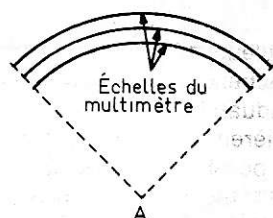


Figure 5

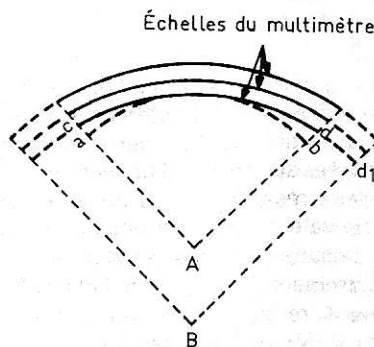


Figure 6

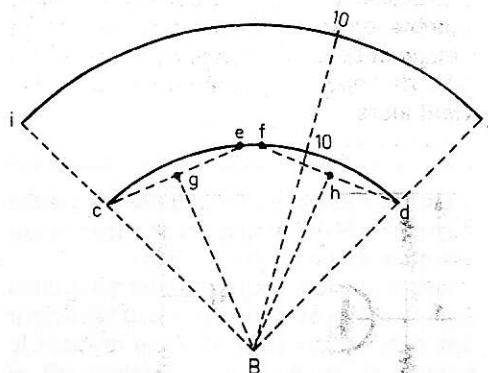


Figure 7

h) on mène une perpendiculaire à chacune, et le point B où ces deux perpendiculaires se rencontrent constitue le centre des échelles telle que cd.

L'opération suivante consiste à « agrandir » l'échelle de façon à faciliter sa graduation. Cette opération se fera dans tous les cas, qu'il s'agisse d'une échelle simple, dont le centre correspond à celui de l'équipage mobile (figure 5), ou d'une échelle « étalée » (figure 6). Elle consiste tout simplement à tracer, en partant du centre des échelles (B, figure 7), un arc tel que ij, de rayon beaucoup plus grand que Bc (double, par exemple), sur lequel on effectuera toutes les graduations nécessaires, que l'on rabattra ensuite sur l'arc qui doit servir de support à l'échelle que l'on désire établir. Pour cela, il suffit de réunir chaque graduation de l'échelle ij (10, par exemple) au centre B, la ligne de rappel correspondante marquant la même graduation sur l'échelle cd.

Pour tracer l'échelle de décibels, il faut choisir comme base la plus faible calibre en tensions alternatives : 3 ou 5 V si possible, sinon 10 ou 15 V, comme dans certains multimètres, en pensant que, le point 0 dB étant à 0,775 V, on ne pourra guère avoir de décibels négatifs si on est obligé de choisir le calibre de 10 ou 15 V.

Un autre point dont il faut tenir compte c'est l'allure de la graduation choisie comme base : linéaire ou non. Actuellement, sur un grand nombre de modèles de multimètres, l'échelle des tensions et intensités alternatives est linéaire et se confond donc avec celle des tensions continues, mais il existe encore beaucoup d'appareils dont les échelles en alternatif, surtout pour les faibles tensions (1,5 à 3 ou 5 V) sont très fortement non linéaires, ce qui demande, pour leur étalonnage en décibels, une « procédure » un peu différente. Il y a donc deux cas à considérer.

Echelle des tensions alternatives linéaire

C'est le cas de la figure 8 où le calibre 0-3 V a été choisi comme échelle de base, la longueur de l'échelle étant prévue pour une rotation de l'équipage mobile de 100 gr. Dans ces conditions, puisque nous avons 100 gr pour 3 V, il nous faut 33,33 gr pour 1 V et $33,33 \cdot 0,775 = 25,8$ gr pour 0,775 V c'est-à-dire pour le point 0 dB. Il suffit donc de multiplier 25,8 successivement par le rapport de tensions correspondant à 1,2,3... 10 etc. décibels pour obtenir la position des graduations correspondantes.

Par exemple, 1 dB représente un rapport de tensions de 1,122 et le produit $25,8 \cdot 1,22 = 31,48$ gr situe la graduation 1 dB.

Pour éviter des calculs fastidieux, nous donnons, dans le tableau 3, la valeur des rapports de tensions (ou d'intensités) relative à un certain nombre de décibels positifs ou négatifs, ainsi que la position (en

Tableau 3. — Correspondance décibels-rapports de tensions et position des graduations dB sur les échelles linéaires de 3 et 5 V.

dB tensions	Rapport échelle 3V	Position échelle 5V (gr)	Position dB (gr)	tensions	Rapport échelle 3V	Position échelle 5V (gr)	Position (gr)
-20	0,100	2,58	1,55	4	1,585	40,49	24,57
-15	0,178	4,59	2,76	5	1,778	45,87	27,56
-10	0,316	8,16	4,90	6	1,995	51,47	30,12
-5	0,562	14,51	8,71	7	2,239	57,76	34,70
-4	0,631	16,28	9,78	8	2,512	64,80	38,94
-3	0,707	18,26	10,96	9	2,818	72,70	43,68
-2	0,794	20,49	12,31	10	3,162	81,58	49,01
-1	0,891	22,99	13,81	11	3,548	91,53	54,99
0	1	25,83	15,50	12	3,981	102,7	61,71
1	1,122	28,94	17,39	13	4,467		69,24
2	1,259	32,48	19,51	14	5,012		77,69
3	1,413	36,45	21,90	15	5,623		87,16
				16	6,310		97,81

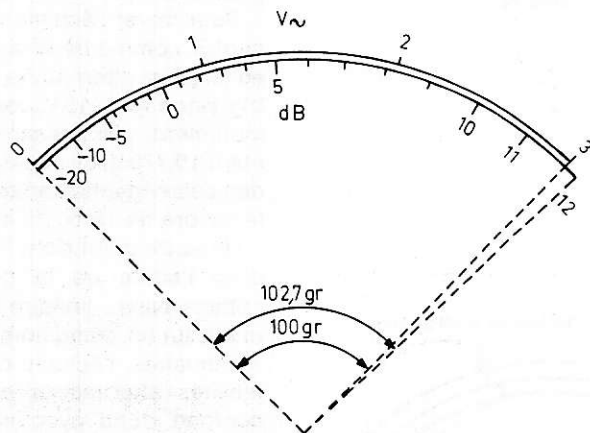


Figure 8

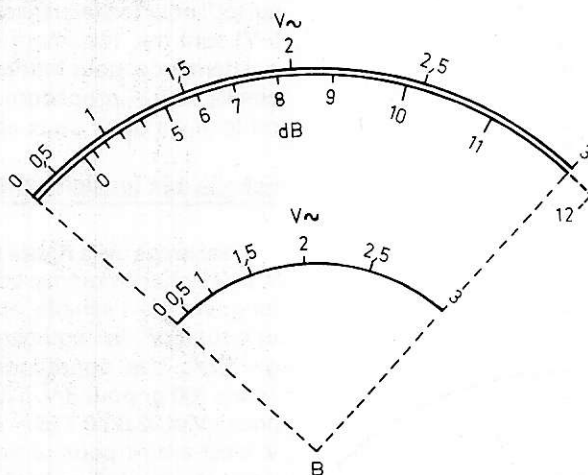


Figure 9

grades) des graduations qui s'y rapportent pour deux sortes d'échelles linéaires : 3 et 5V.

En ce qui concerne les décibels négatifs, les graduations correspondantes s'obtiennent en divisant les grades du point 0 dB par le rapport de tensions relatif à 1,2,3 etc. décibels positifs. Par exemple, pour avoir le point -2 dB on calcule $25,8/1,259$, soit 20,49 gr.

On peut également multiplier les grades du point 0 dB par le rapport de tensions qui correspond à -1n -2n -3 dB etc.

Il est à remarquer que les points indiqués pour l'échelle 5V peuvent être utilisés pour une échelle (linéaire) 10 V, en divisant le nombre de grades par 2. Le point 0 dB se situe alors à 7,75 gr et celui de 16 dB à 48,9 gr, ce qui veut dire qu'il y a de la place pour pousser l'échelle de décibels jusqu'à 22

dB, c'est-à-dire $7,75.12,59 = 97,57$ gr. Quant aux rapports de tensions donnant lieu à plus de 16 dB, on peut les emprunter au tableau 5-2 en extrayant la racine carrée du rapport de puissances correspondant. Nous aurons ainsi : 7,079 pour 17 dB ; 7,943 pour 18 dB ; 8,912 pour 19 dB ; 10 pour 20 dB ; 11,22 pour 21 dB.

Echelle des tensions alternatives non linéaire

Soit une échelle représentée dans la partie inférieure de la figure 9, n visible-ment non linéaire, correspondant au calibre 3 V en alternatif et que nous nous proposons de compléter par une échelle en décibels. Première opération : nous « agrandissons » cette échelle de façon qu'elle épouse le contour du rapporteur que nous possédons, gradué en grades ou en degrés, peu importe, l'exemple décrit utilisant les grandes, mais la marche à suivre restant la même pour l'une ou l'autre variante.

Sur cette échelle agrandie nous transposons toutes les divisions de l'échelle originale, aussi bien les principales (0, 1, 2, et 3) que les secondaires (0,5, 0,6... 1,1, 1,2 ... 2,1, 2,2 etc.). En posant le rapporteur contre cette graduation et en le fixant sur la feuille de papier à l'aide de 2-3 bouts de ruban « adhésif », nous pouvons très rapidement traduire en grades toutes les divisions de cette échelle non linéaire qui, ne l'oublions pas, est une image fidèle de l'échelle originale.

Ensuite, nous délimitons un carré de 200 mm de côté sur une feuille de papier millimétré (figure 10) et portons, sur l'axe vertical extérieur, le plus possible de points repérés en grades : 0,5 V = 5 gr ; 1 V = 15,5 gr ; 1,2 V = 22 gr ; 1,5 V = 32 gr env. etc. Nous reproduisons donc, sur cet axe, la graduation non linéaire du voltmètre.

Après cela, nous graduons l'axe horizontal d'une façon linéaire, pour les tensions de 0 à 3 V. Cela nous permet d'obtenir un certain nombre de points tels que a et b à partir des graduations de même valeur des deux échelles. En réunissant ensuite tous ces points, nous obtenons une courbe telle que S qui nous permettra de traduire les décibels de l'échelle linéaire en ceux de l'échelle non linéaire.

Pour cela, nous établissons une graduation en décibels pour l'échelle linéaire, en procédant comme nous l'avons fait plus haut (échelle A), dont nous rapportons chaque point sur l'axe vertical, en procédant comme pour les points c (0 dB), d (5 dB) et e (9 dB). La graduation en décibels B est donc celle de l'échelle non linéaire du voltmètre utilisé. Il nous reste ensuite à reporter sur l'échelle dB de la figure 9 tous les points de l'échelle B, compte tenu du nombre de grades correspondant à chacun d'eux : 0 dB = 10,5 gr ; 5 dB = 26,5 gr ; 6 dB = 32,5 gr etc.

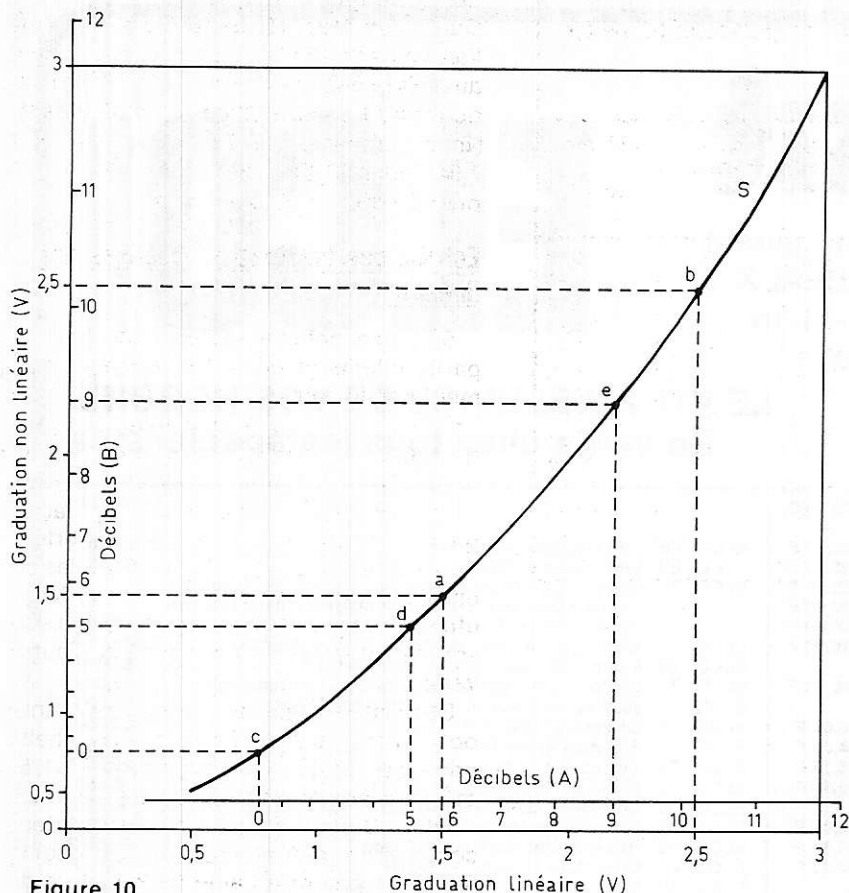


Figure 10

Graduation Linéaire (V)

CHANGEMENT DE CALIBRE

Une échelle de décibels étant tracée, le plus souvent, avec, comme base, celle du calibre le plus bas de tensions alternatives, la mise en service d'un calibre supérieur revient à ajouter aux décibels de la graduation existante ceux qui correspondent au rapport des tensions maximales des deux calibres.

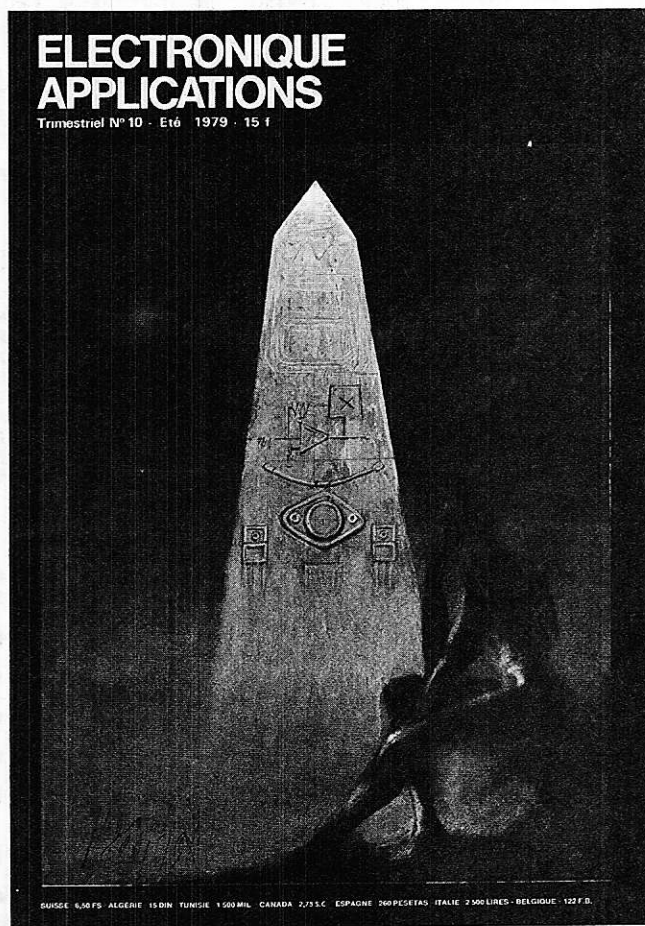
Par exemple, si l'échelle de décibels a été établie sur un calibre de 3 V, les calibres suivants étant de 30 et de 300 V, on doit ajouter 20 dB à chaque graduation si on est sur 30 V et 40 dB si on est sur 300 V. Autrement dit, si l'aiguille se fixe sur - 10 dB, on doit lire - 10 + 20 = 10 dB dans le premier cas, et - 10 + 40 = + 30 dB dans le second.

Certains multimètres, comportent des calibres se présentant suivant la série 3 - 10 - 30 - 100 etc., qui, le plus souvent, peut être mise sous la forme $\sqrt{10}$ - 10 - 10 $\sqrt{10}$ - 100 etc. Or, le rapport $10/\sqrt{10} = 3,162$, ce qui correspond à 10 dB. Donc, si on passe du calibre 3 au calibre 10, il faut ajouter 10 dB à la valeur lue sur l'échelle de décibels.

W. SOROKINE

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 10 - Été 1979 - 15 f



SUISSE 6,30 FS ALGERIE 15 DIN TUNISIE 1500 ML CANADA 2,75 LC ESPAGNE 200 PESETAS ITALIE 2.900 LIRE BELGIQUE 122 F.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

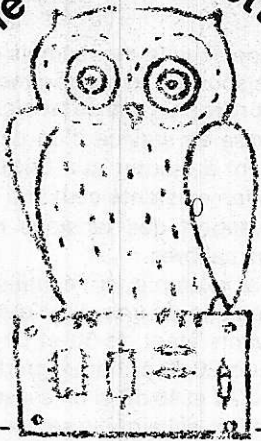
N° 10

Été 1979

172 pages
15 Francs

Depuis le
1^{er} juillet 1979
chez votre
marchand
de journaux

le kit chouette



kit

2, rue Saint-Laurent
33000 BORDEAUX
Tél. (56) 52-14-18
Télex : 541 00 1

ELCO

LE KIT AU SERVICE DE VOS HOBBIES
En vente chez tous les spécialistes

	PU TTC
ELCO 9 : Gradateur de lumière	39,00 F
ELCO 10 : Modulateur 3 canaux	95,00 F
ELCO 11 : Voie négative pour modulateur	26,00 F
ELCO 12 : Modulateur 3 V + négatif	125,00 F
ELCO 15 : Centrale alarme pour maison	280,00 F
ELCO 16 : Stroboscope 60 joules	110,00 F
ELCO 17 : Chenillard 4 canaux, alimentation 220 V, vitesse de défilement réglable	130,00 F
ELCO 19 : Chenillard 8 canaux, aller-retour, alimentation 220 V, vitesse de défilement réglable	220,00 F
ELCO 20 : Filtre HP 2 voies pour enceinte 30 W	54,00 F
ELCO 21 : Filtre HP 3 voies pour enceinte 60 W	78,00 F
ELCO 22 : Chenillard 16 voies aller-retour, programmable	290,00 F
ELCO 23 : Chenillard 8 voies professionnel, 10 programmes enchaînés en automatique, 2 vitesses réglables	380,00 F
ELCO 24 : Mini-orgue électronique (8 notes réglables)	58,00 F
ELCO 25 : Mini-récepteur FM 80 à 108 MHz	54,00 F
ELCO 26 : Chenillard-Modulateur (ce kit rassemble un chenillard 4 canaux et un modulateur 3 V + négatif, un simple inverseur permettant de passer de l'une à l'autre fonction)	250,00 F
ELCO 27 : Préréglage à touche control pour tuner FM (4 touches préréglables par potentiomètre 20 tours)	115,00 F
ELCO 28 : Clignotant alterné 2 x 1200 W	70,00 F
ELCO 29 : Carillon 9 tons	110,00 F
ELCO 30 : Ampli 15 W eff. pour voiture (alimentation 12 V)	120,00 F
ELCO 31 : Testeur de semi-conducteur	45,00 F
ELCO 32 : Thermostat électronique sortie sur relais 4 RT	85,00 F
ELCO 33 : Compte-tours électronique digital, affichage sur 2 x 7 segments de 0000 à 9900 tours	185,00 F
ELCO 34 : Barrière à ultra-son (portée 15 m)	165,00 F
ELCO 35 : Emetteur à ultra-son	75,00 F
ELCO 36 : Récepteur à ultra-son	90,00 F
ELCO 37 : Alarme à ultra-son par effet Doppler	230,00 F
ELCO 38 : Ampli 10 W stéréo	130,00 F
ELCO 39 : Interrupteur crépusculaire, permet d'allumer ou d'éteindre un spot de façon progressive en automatique le temps d'allumage et d'extinction étant réglable	88,00 F
ELCO 40 : Stroboscope 150 joules, vitesse réglable	150,00 F
ELCO 41 : Interphone 2 postes	85,00 F
ELCO 42 : Chenillard 10 voies	240,00 F
ELCO 43 : Stroboscope 2 x 150 joules	250,00 F
ELCO 44 : Régie-lumière (1 strobo 60 joules, 1 chenillard 4 canaux, 1 modulateur 3 canaux + négatif)	390,00 F
ELCO 46 : Stroboscope 300 joules	250,00 F
ELCO 47 : Chenillard strobo 4 canaux x 60 joules	390,00 F
ELCO 49 : Alimentation stabilisée 3 à 24 V 1,5 A, avec transfo	140,00 F
ELCO 50 : Signal Tracer	35,00 F
ELCO 51 : Générateur 1 Hz à 2 MHz, en 6 gammes	95,00 F
ELCO 52 : Ampli 2 W	47,00 F
ELCO 53 : Ampli 6 W	61,00 F
ELCO 54 : Ampli 10 W	75,00 F
ELCO 55 : Temporisateur 1 s à 5 mn, sortie sur relais 4 RT	88,00 F
ELCO 56 : Antivol auto, sortie sur relais 4 RT	68,00 F
ELCO 57 : Alimentation pour mini-K7 en 7,5 V à partir du 12 V, ou auto-radio	49,00 F
ELCO 58 : Cadenceur d'essui-glace	68,00 F
ELCO 59 : Alimentation stabilisée 5 à 15 V 500 mA, avec transfo	89,00 F
ELCO 60 : VU-mètre à 6 leds	58,00 F
ELCO 61 : VU-modulateur à 6 triacs	195,00 F
ELCO 62 : Préampli à micro pour modulateur avec micro-électret fourni	58,00 F
ELCO 63 : Alimentation 5 V 1,2 A avec son transfo	95,00 F
ELCO 65 : VU-mètre stéréo pour ampli jusqu'à 100 W (avec les VU-mètre)	89,00 F
ELCO 66 : Horloge digitale (heure-minute)	129,00 F
ELCO 67 : Alarme pour ELCO 66, transforme ELCO 66 en horloge-réveil	36,00 F

	PU TTC
ELCO 68 : Amplificateur d'antenne	28,00 F
ELCO 69 : Sirène électronique	85,00 F
ELCO 70 : Déclencheur photo-électrique, permet de construire des barrières lumineuses, comptage d'objets, etc., sortie sur relais 4 RT	85,00 F
ELCO 71 : Modulateur à micro 3 canaux, avec son micro	185,00 F
ELCO 72 : Métrologue électronique avec son H.P.	55,00 F
ELCO 73 : Compte-tour électronique, avec son galvanomètre	75,00 F
ELCO 74 : Jeux de dé électronique (affichage 7 leds)	45,00 F
ELCO 75 : Décodeur stéréo FM	95,00 F
ELCO 77 : Préampli mono RIAA	25,00 F
ELCO 78 : Correcteur de tonalité	29,00 F
ELCO 79 : Préampli TRIAA, stéréo	38,00 F
ELCO 80 : Correcteur de tonalité stéréo	56,00 F
ELCO 84 : Manipulateur code morse	62,00 F
ELCO 86 : Roulette électronique à 16 leds	95,00 F
ELCO 89 : Clignotant 1 canal x 1200 W	49,00 F
ELCO 90 : Vox control, sortie sur relais 4 RT	75,00 F
ELCO 91 : Fréquence-mètre digital 10 Hz à 2 MHz	245,00 F
ELCO 93 : Préampli micro	35,00 F
ELCO 94 : Préampli guitare	68,00 F
ELCO 95 : Modulateur 1 voie	38,00 F
ELCO 97 : Temporisateur à affichage digital (heures minutes) réglable jusqu'à 40 mn précision une seconde	145,00 F
ELCO 98 : Tuner FM, sensibilité 1,6 µV CAF, préréglé	220,00 F
ELCO 99 : Bloc de comptage de 0 à 999, affichage sur 3 x 7 segments, exemple d'application en fréquence-mètre, comptage de passage, etc.	180,00 F
ELCO 100 : Ampli 2 x 18 W eff. avec préampli correcteur	220,00 F
ELCO 101 : Equalizer 6 filtres réglables par 6 potentiomètres	125,00 F
ELCO 102 : Platine de mixage pour 2 platines magnétiques stéréo (réglage par potentiomètres rectilignes)	160,00 F
ELCO 103 : Allumage électronique	160,00 F
ELCO 104 : Capacimètre digital, par 3 afficheurs 7 segments de 100 pf à 10 000 microfarad	210,00 F
ELCO 105 : Trémolo électronique	90,00 F
ELCO 106 : Générateur 6 rythmes	250,00 F
ELCO 107 : Ampli 80 W eff.	260,00 F
ELCO 108 : Ampli 120 W eff.	320,00 F
ELCO 109 : Ampli 80 W eff. stéréo	495,00 F
ELCO 110 : Amplificateur téléphonique	75,00 F
ELCO 111 : Chronomètre digital (à Quartz)	180,00 F
ELCO 112 : Emetteur 27 MHz, à quartz	55,00 F
ELCO 113 : Récepteur 27 MHz, à quartz	110,00 F
ELCO 114 : Base de temps à quartz 50 Hz pour horloge digitale	68,00 F
ELCO 115 : Bloc système pour train électrique	70,00 F
ELCO 116 : Sifflet à vapeur pour train électrique	95,00 F
ELCO 117 : Table de mixage, 2 entrées, platines magnétiques ou céramiques, 2 auxiliaires, 1 micro, avec potentiomètre rectiligne	250,00 F
ELCO 118 : Pré-écoute pour table de mixage avec commutateur pour 6 entrées	95,00 F
ELCO 119 : Stroboscope alterné 2 x 60 joules	180,00 F
ELCO 120 : Mixage 1 micro + 1 magnétophone, permet de sonoriser des diapositives ou des films	72,00 F
ELCO 121 : Mini-batterie électronique, imite le son de deux instruments à percussion	68,00 F
ELCO 122 : Passe-vue automatique pour diapositives, vitesse réglable	85,00 F
ELCO 123 : Sablier électronique 3 temps réglable (entre 2 mn et 5 mn) sélection d'un des 3 temps, alarme par buzzer	70,00 F
ELCO 124 : Logique feu de croisement, respecte l'ordre des feux rouges, affichage par 2 leds rouges, 2 jaunes et 2 vertes	85,00 F
ELCO 125 : Applaudimètre à led, en fonction du niveau et de la durée des applaudissements, allume de 1 à 12 leds fourni avec le micro	150,00 F
ELCO 126 : Horloge de bureau à affichage digital (heures minutes) alim. 220 V peut faire reveil	79,00 F