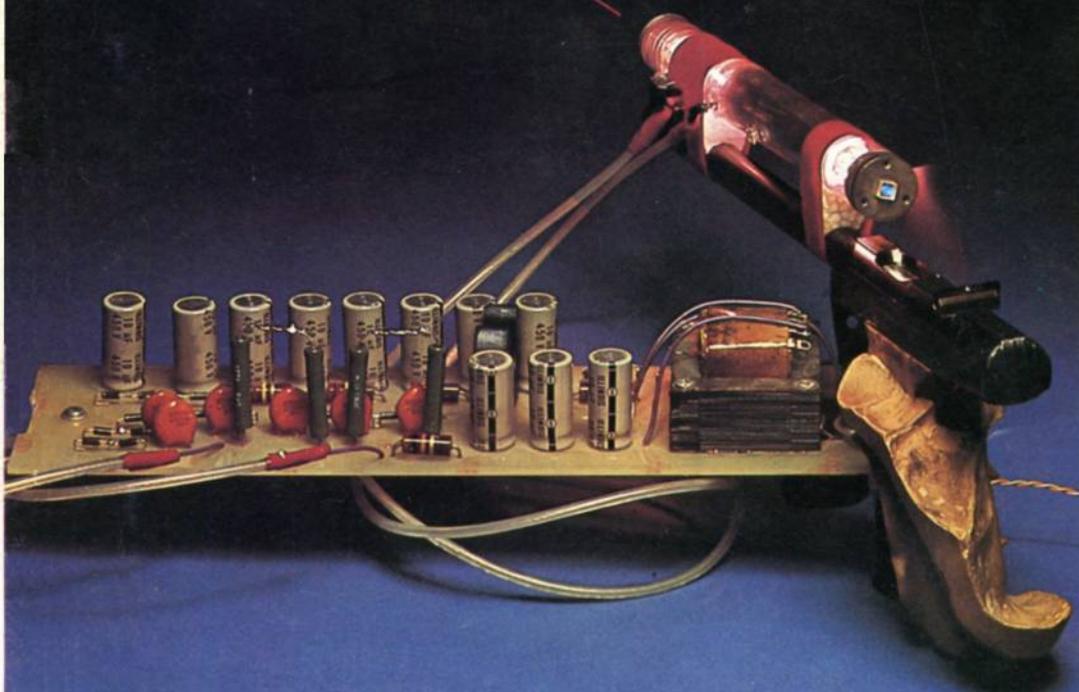


RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée · n° 370 Septembre 1978

5f.

un laser



**Commande de mise
sous tension graduelle**

**Système de montage
d'essais**

**Commutateur
pour CI logiques**

(Voir sommaire détaillé page 35)

PENTASONIC

PRESENTE

le kit d'initiation du 6800 MOTOROLA

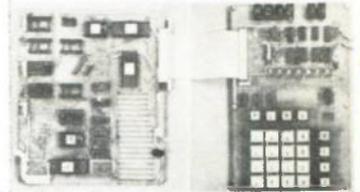
Ce dernier vous permet d'apprendre la technique du microprocesseur, d'élaborer un programme, de le modifier, de le tester ou de mettre en œuvre les dizaines d'applications qui sont parues sur ce microprocesseur aux Etats-Unis

Ce kit MKII comprend deux cartes reliées par un câble méplat et :

1. 1 microprocesseur 6800
2. 384 octets de RAM
3. 2 interfaces de sortie parallèle PIA
4. 1 interface de sortie série ACIA
5. 1 horloge biphasé
6. 1 K de ROM (J. Bug)
7. 4 supports câblés pour adjonction de 512 octets de RAM
8. 6 afficheurs
9. 1 clavier hexadécimal
10. 8 touches de fonction
11. 1 INTERFACE CASSETTE (utilise n'importe quelle cassette sans modification)
12. 19 boîtiers logiques (TTL - C MOS)

LE MONITEUR J. BUG VOUS PERMET, PAR LES 8 TOUCHES DE FONCTION :

- P Le transfert du contenu des RAM vers la cassette (adresses de début et fin également mises en cassettes)
- L Le transfert du contenu de la cassette dans RAM (à l'adresse marquée sur la bande)
- N De faire avancer le programme PAS-A-PAS
- V D'arrêter le déroulement d'un programme à une adresse déterminée
- M La lecture et l'écriture du contenu d'un pas de mém.
- E D'arrêter une de ces 7 fonctions pour en exécuter une autre
- R La lecture de tous les registres internes
- G GO programme



LE KIT MKII :
1 674 F (H.T.)
soit 1 968 F TTC

CLUB 6800

Ce club est accessible gratuitement la première année à tous les acheteurs de MKII. Il consiste à faire paraître des programmes conçus par PENTASONIC ou d'autres membres du club, et à les diffuser.

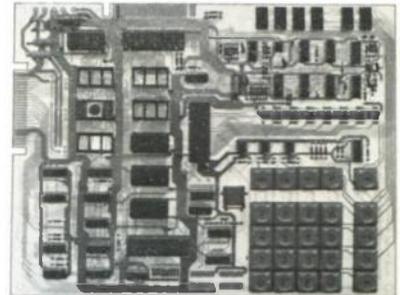
0089

Un nouveau système d'initiation du 6800 "Made in France"

Ce système développé à partir du SFF 96800 de SESCO, seconde source du 6800 MOTOROLA, est présenté sous la forme d'une carte unique reprenant toutes les fonctions du MK II avec en plus :

- Touches professionnelles
- Choix fréquence horloge par strap.
- Accès direct à la mémoire
- Possibilité de monter 6 K de REPRAM
- Générateur sur la carte (Baud-rates).

PRIX 2125 F TTC



Notice d'utilisation en français.

96896

Le 6502 fait son apparition en France, avec VIM 1

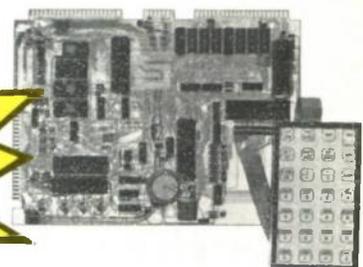
RAM : 1 K avec extension à 4 K sur la carte.
CLAVIER : 28 touches doubles.
CASSETTE : Interface avec 2 vitesses possibles 135 bauds et 1200 bauds.
Alimentation 5 Volts. 2 Amp.
TIMERS PROGRAMMABLE.
ROM/PROM 32 K SUR LE KIT.
Interface entrée/sortie : 50 lignes avec extension jusqu'à 70
MONITEUR 4 K BYTES.

Manuel en français

PERMET DE GERER DIRECTEMENT UNE TELETYPE OU UN INTERFACE VIDEO.

PRIX 2350 F TTC

EN OPTION
PROM BASIC



2059

sommaire

IDEES 60 Presse technique étrangère
75 Cellules solaires

MICROPROCESSEURS 82 Les modules périphériques

MONTAGES 36 Réalisation d'un laser
PRATIQUES 42 Commande de mise sous tension graduelle
55 Ampli 2 x 50 W avec le CI LM 391
69 Commutateur pour CI logiques

TECHNOLOGIE 52 Système de montage d'essais

DIVERS 65 Caractéristiques et équivalences des transistors
(2 N 6408 à 2 N 6558)
129 Répertoire des annonceurs

Notre couverture : Certains lecteurs pour leurs besoins personnels ou leur travail pourront réaliser l'alimentation de ce laser. (Cliché **Max FISCHER**).

Société Parisienne d'Édition
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
106 000 exemplaires
Copyright © 1978
Société Parisienne d'Édition



Publicité : Société Parisienne d'Édition
Département publicité
206, rue du Fg-St-Martin, 75010 Paris
Tel. : 607-32-03 et 607-34-58

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an 50 F - Etranger : 1 an 65 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

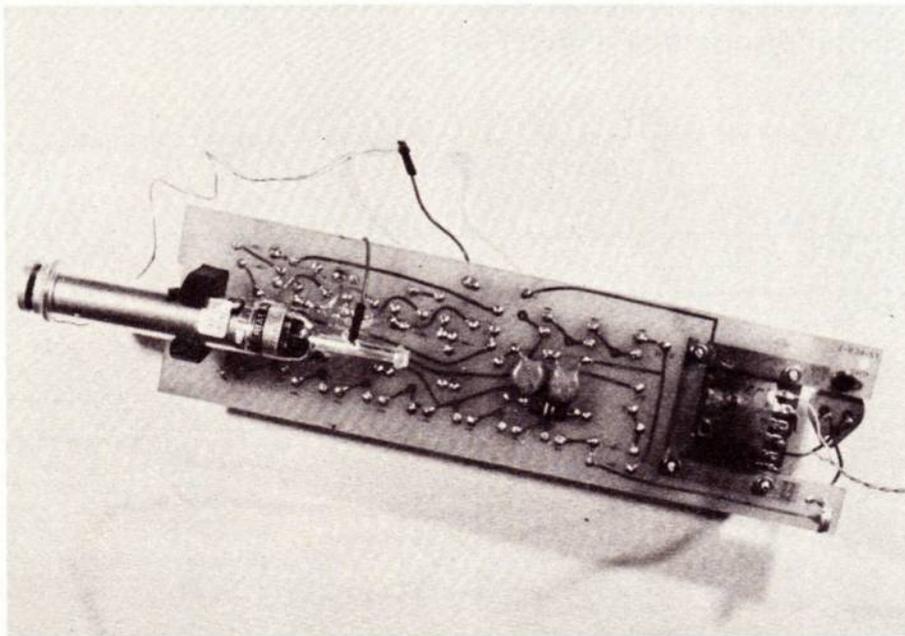


REALISATION D'UNE ALIMENTATION POUR LASER

Nos lecteurs qui ont eu le plaisir de voir *la Guerre des Etoiles* auront remarqué le duel aux épées laser ; cet appareil ne fait pourtant pas partie uniquement de la panoplie d'armes de science fiction, il est actuellement utilisé en chirurgie, pour le guidage d'engins, pour la soudure, sa puissance étant variable.

Nous vous proposons ici la réalisation d'un laser à petite échelle (quelques mW de sortie).

Nous vous donnerons également en fin d'article quelques applications (jeux de lumière, niveau, fil à plomb...).



Vue d'ensemble avant la protection sous altuglass (le fil en « balade » est à la masse).

Avant toute réalisation, l'auteur et la rédaction recommandent une extrême prudence lors de la manipulation de ce laser, la haute tension mise en œuvre étant de plusieurs kilovolts, ainsi qu'une mise en garde contre les lésions graves pouvant résulter de la réception accidentelle du faisceau dans les yeux. Nous déclinons toute responsabilité sur les accidents pouvant survenir par l'emploi que vous ferez de ce laser.

Principe

L'étude que nous nous proposons de faire concerne un laser à mélange gazeux (He - Ne) Hélium - Néon.

Un laser est constitué d'un tube d'émission et d'une alimentation. Le premier élément demande un travail de verrerie fine et une parfaite maîtrise des techniques du vide. En effet, si un LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) peut revêtir la forme d'un ballon de verre rempli de gaz et muni de deux miroirs et de deux électrodes de décharge dans le gaz (**figure 1**), les conditions de son fonctionnement exigent des techniques de pointe. Le ballon doit contenir un mélange gazeux adéquat (He - Ne ou CO_2N_2 - Ar, etc.) savamment dosé. Même si une haute tension « U » arrive à amorcer et entretenir la décharge électrique comme dans un vulgaire tube néon, l'émission du faisceau pointu et puissant de lumière n'aura lieu que si deux miroirs concaves concentrent convenablement les rayons vers un foyer et si l'un d'eux possède un orifice central pour permettre la sortie du faisceau.

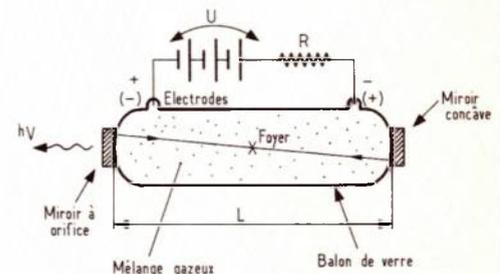


Figure 1. Structure d'un laser gazeux

Vouloir réaliser soi-même ce genre de tube équivaut au bricolage d'une de ces vieilles diodes des pionniers de l'électronique, ce n'est pas impossible mais fastidieux. Aussi nous utiliserons un tube du commerce LTR - 05 de laser Optronics. Il fonctionne sous 1,1 kV et 10 à 20 mA, mais exige une pointe d'amorçage de 2 à 3 kV.

Sa caractéristique statique a une forme de « S », comme celle de tous les tubes à décharge dans les gaz. Pour atteindre le point « M » de fonctionnement nous devons contourner une tension crête V_P , correspondant à un courant J_P généralement très faible : moins de 1mA, parfois $100\mu A$.

Si l'on se donne une tension d'alimentation E_a , après l'amorçage, le tube s'installera dans un point stable de fonctionnement M.

Si la droite de charge R pointait le point « N » (« E_a » très grande et « R » de forte valeur) on obtiendrait un multivibrateur. Le point « Q » de fonctionnement, correspondant, comme « N » à la même tension de fonctionnement de 1.1kV, et est une autre position stable à tube éteint.

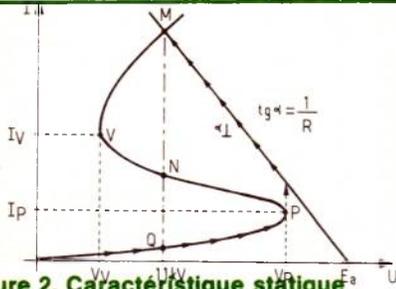
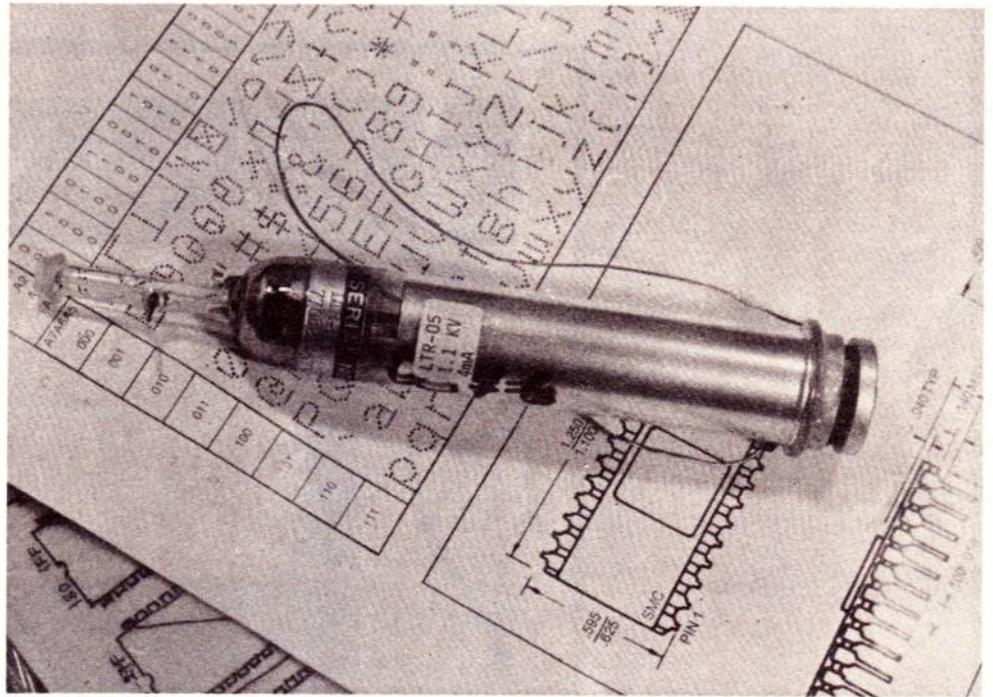


Figure 2. Caractéristique statique

Le désavantage d'une droite de charge purement résistive est lié à la dissipation de puissance dans cette résistance. Pour amorcer le tube, E_a doit dépasser V_P . Après l'allumage, R pourrait diminuer pratiquement de moitié, si elle ne pouvait pas être rendue variable, la résistance R aurait à ses bornes une tension égale à celle aux bornes du tube, de quoi faire fonctionner deux tubes en série...

Pour éviter cet inconvénient nous avons choisi une alimentation disposant d'une **régulation en courant** à transistor H.T. Son schéma de principe est celui de la **figure 3**. Comme on peut le constater, ce nouveau type d'alimentation LASER contient deux types de multiplicateurs de tension : un multiplicateur de puissance D,C muni de condensateurs C de très forte valeur. Des électrolytiques mis en série afin de mieux supporter la haute tension, qui fournit la tension E_a et un autre, utilisant des condensateurs D, C', de moindre valeur, qui fournira au démarrage la surtension « ΔU_a » d'amorçage. Le propre de ce schéma est la valeur relativement modeste de E_a . Elle reste dans une fourchette de + 10 % à + 20 % du point de fonctionnement normal de la décharge, alors que dans les modèles à droite de charge résistive sans régulation de courant, elle avoisine + 70 % à + 100 %. Une moindre tension E_a représente moins de dangers et une plus grande fiabilité en fonctionnement. Si le transistor T n'existait pas, la droite $1/R$ partant de E_a sur la **figure 3**, passerait à côté de la caractéristique statique et le tube, après une étincelle, resterait éteint.



Vue du tube : nous comptons l'utiliser pour l'affichage de caractères.

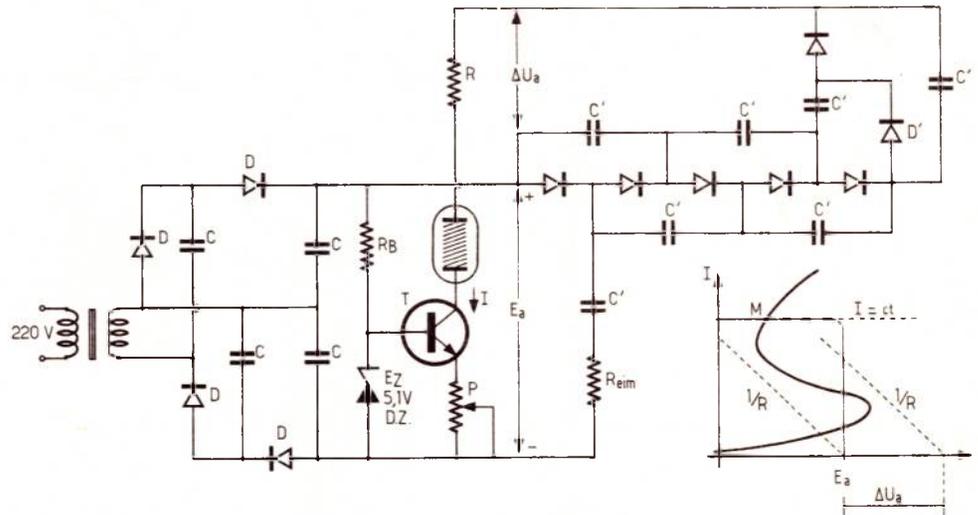


Figure 3. Schéma de principe de l'alimentation HT régulée en courant

La **régulation en courant** est réduite pourtant à sa plus simple expression. Le transistor T est caractérisé par une tension $U_{BE} \approx 0,5V$. Si la base est portée à une tension fixe, égale à E_z , le courant d'émetteur devra être :

$$I = (E_z - 0,5V)/P$$

Si $E_z = 5,1V$, on obtient 10mA de courant stabilisé pour $P = 460 \Omega$.

La résistance R n'est plus une droite de charge, mais plutôt une protection au démarrage, ainsi que R_{eim} , qui limite le cou-

rant de pompage dans le multiplicateur de tension d'amorçage.

Réalisation

En raison de la haute tension nous avons dû doubler ou tripler diodes et condensateurs dans diverses branches du schéma de principe. Cela même au circuit de la **figure 4** qui est plus spectaculaire que compliqué. La résistance de charge au démarrage, R est partagée cette fois-ci en trois parties, R_1, R_2, R_3 , d'un côté et de l'autre.

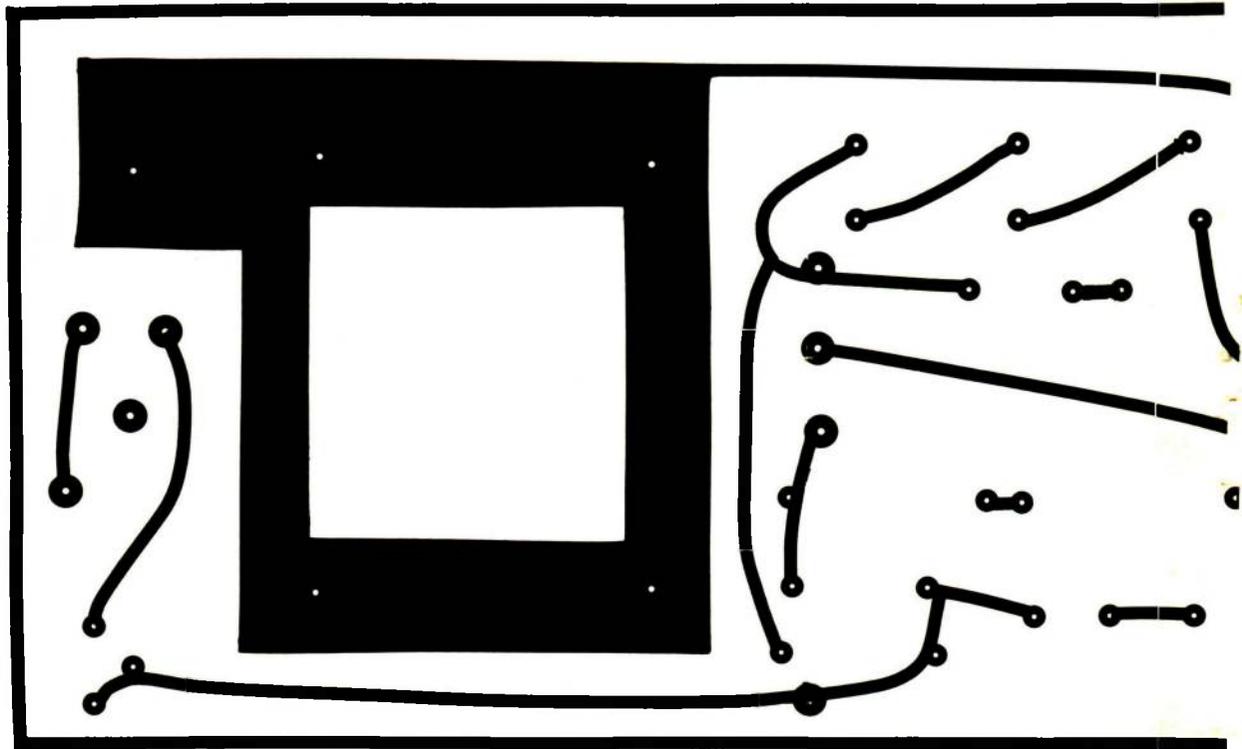
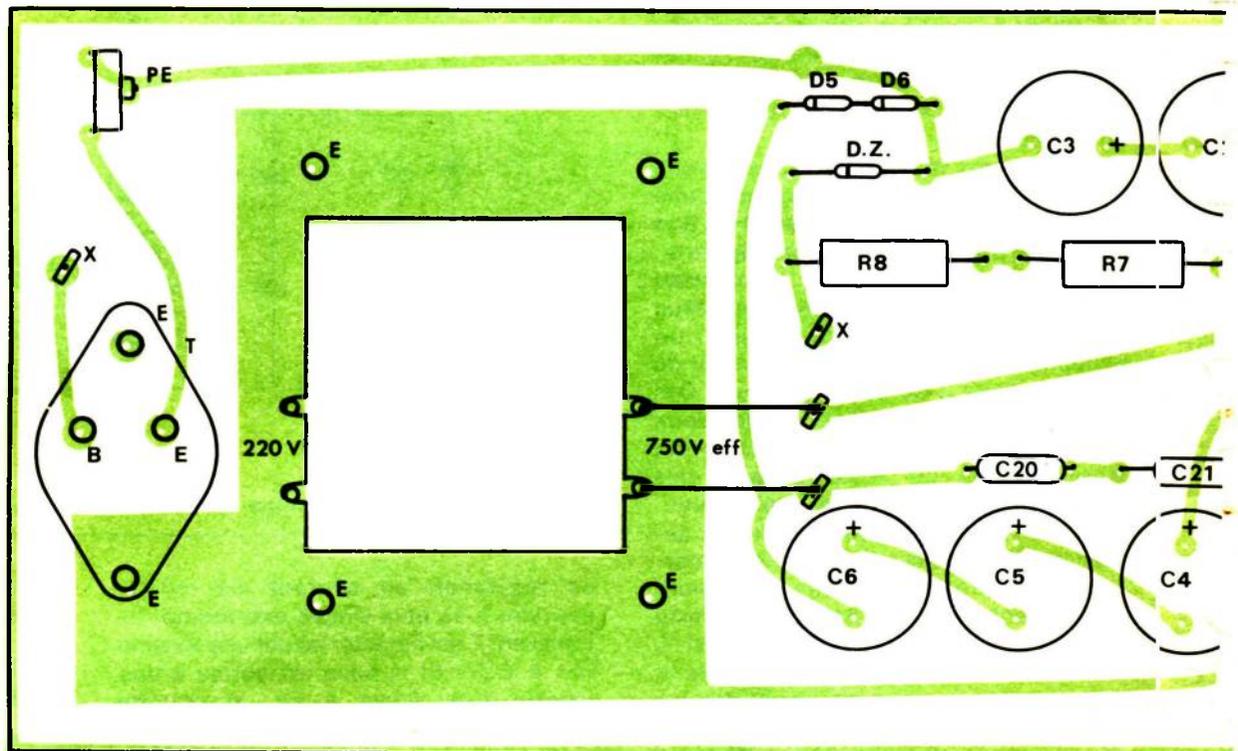
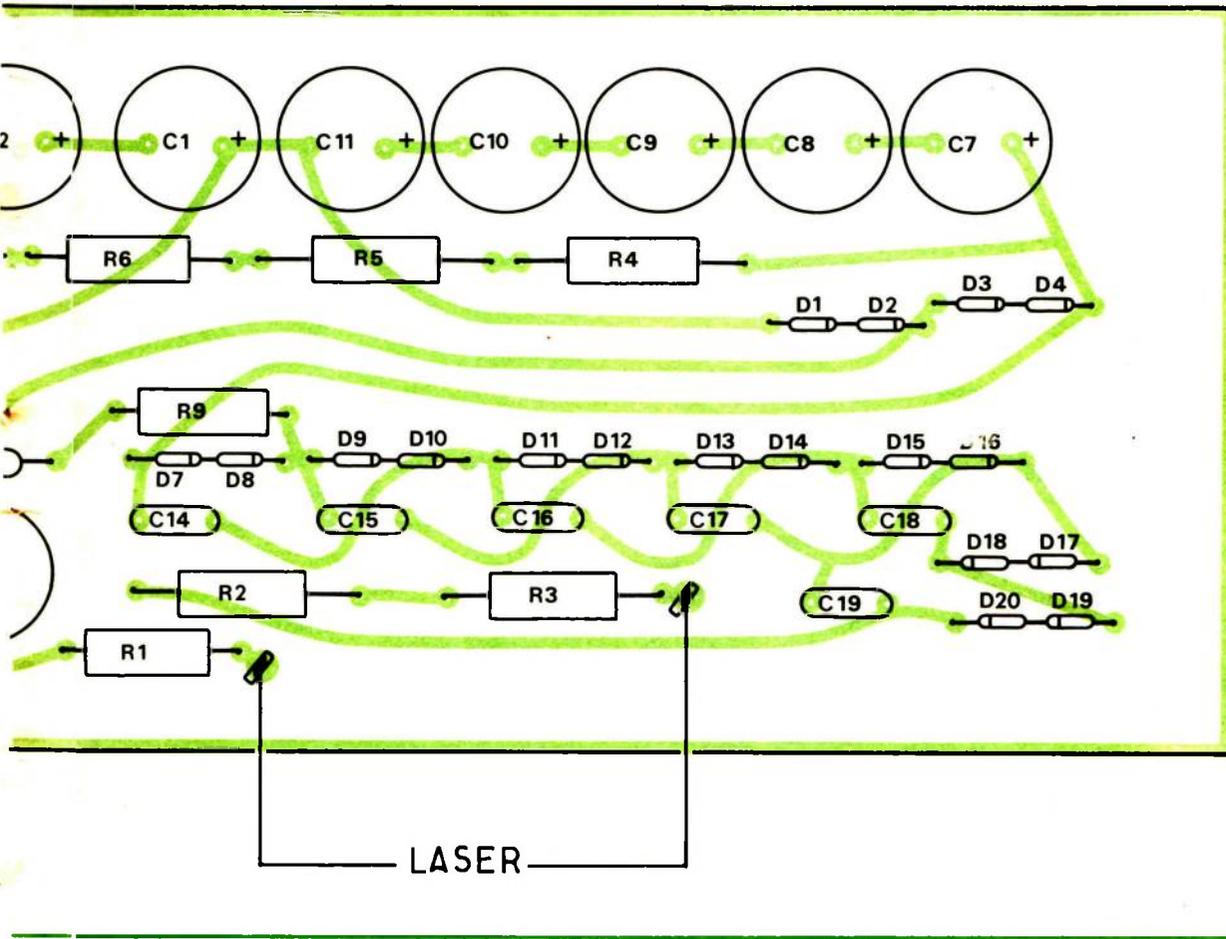
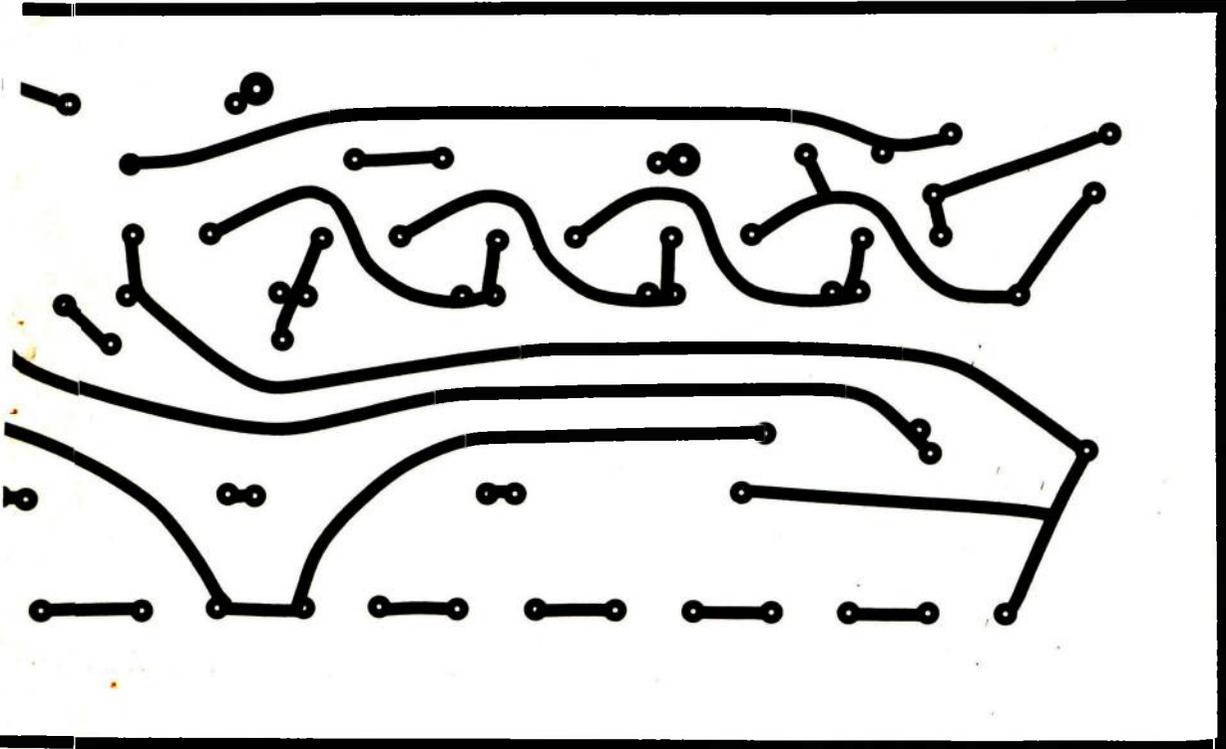


Figure 5



E: Trous $\varnothing 3$
 x: Réunir les 2 points

Figure 6



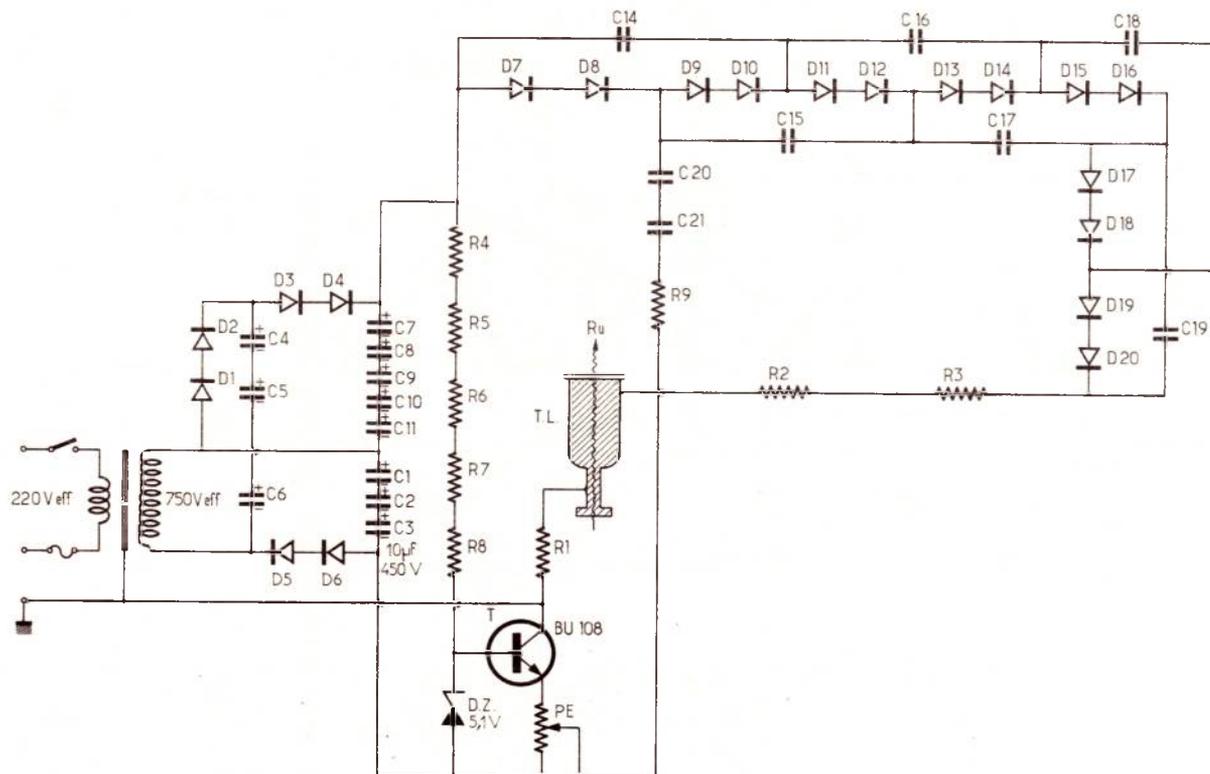


Figure 4. Schéma complet

tre du tube LASER, pour éviter des dommages à l'alimentation en cas de court-circuit.

L'emploi d'un transformateur autorise la mise à la masse d'une des bornes de l'alimentation, pour une plus grande sécurité. Eviter d'y toucher quand même et utiliser une prise-secteur munie d'une borne de terre correcte. Dans ces conditions, le potentiomètre PE est porté à une tension négative max de - 200 - 300V par rapport à la masse. Il sera néanmoins ajusté à l'aide d'un tourne-vis bien isolé.

La figure 5 donne le tracé du circuit imprimé sur lequel les composants prennent les places de la figure 6.

Mise en route

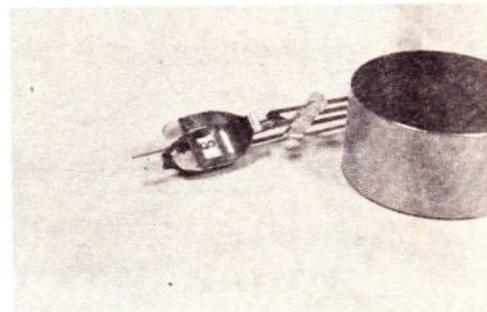
Le circuit imprimé doit être protégé dans une cage en plexiglass de laquelle dépasseront : la sortie du faisceau laser et le câble d'alimentation. Ne jamais toucher quelque fil que ce soit après la mise sur secteur. L'ajustage se fera en allumant le laser, en vérifiant un fonctionnement satisfaisant sans y toucher. A la coupure du secteur on attendra 15 secondes au moins avant de diminuer un peu « PE » et de recommencer, en cas de non-allumage.

Si le tube s'amorce, inutile de faire croître le courant par PE. Le faisceau sera le même. A trop fort courant interviennent d'ailleurs des phénomènes de saturation qui en diminuent l'intensité. Il n'y a pas de liaison parfaite entre l'intensité de la lumière qui émane de la décharge dans les gaz et celle du spot - LASER émis.

Quelques applications possibles

Des jeux de lumière, par exemple en collant un petit morceau de miroir sur un haut parleur relié à un ampli et à un oscillateur. Ou bien un miroir monté sur un système électro-magnétique (encore une fois attention à VOS yeux). Un niveau ou un « fil à plomb » auxiliaire en faisant passer le faisceau dans deux œilletons alignés et préalablement mis de niveau ou d'aplomb. Une ceinture d'alarme pour une grande propriété en renvoyant le faisceau par des miroirs celui-ci est toutefois visible la nuit etc.

A. Doris



Les soudures des cathodes des tubes TV et les enceintes closes (à droite) sous vide sont faites au laser.

Nomenclature

- TL LTR O5. Laser Optronics. Wissous
- R1 20kΩ/2 W
- R2 R3 47kΩ/10 W/10 % (non bobinées.)
- R4 R5
- R6, R7, R8, 220kΩ/2W/10 %
- C1 à C11, 10μF/450V électrolytiques
- C14 à C21 5nF/3kV plaquettes
- D1 à D20 1N 4007
- Dz 5,1V/0,5W Zener
- PE 1kΩ/1W ajustable
- T BU 108 (1000V, 100 mA NPN) RTC

N'achetez pas ces appareils, CONSTRUISEZ-LES...

et apprenez ainsi votre futur métier : L'ÉLECTRONIQUE.

Eurelec vous prépare sérieusement aux multiples carrières de l'électronique : radio-électricité, montages et maquettes électroniques, TV noir et blanc, TV couleur, transistors, mesures électroniques, etc.

Eurelec – le plus important institut privé européen d'enseignement à distance de l'électronique – vous permet d'acquérir une solide formation de technicien électronicien en travaillant chez vous, à votre rythme, sans quitter votre emploi actuel.

Concret et vivant, l'enseignement d'Eurelec est basé sur la pratique. Ses cours sont facilement assimilables, adaptés et progressifs,

d'un niveau équivalant au C.A.P. Et à la fin de votre cours, vous pouvez suivre un stage de perfectionnement gratuit dans les laboratoires Eurelec.

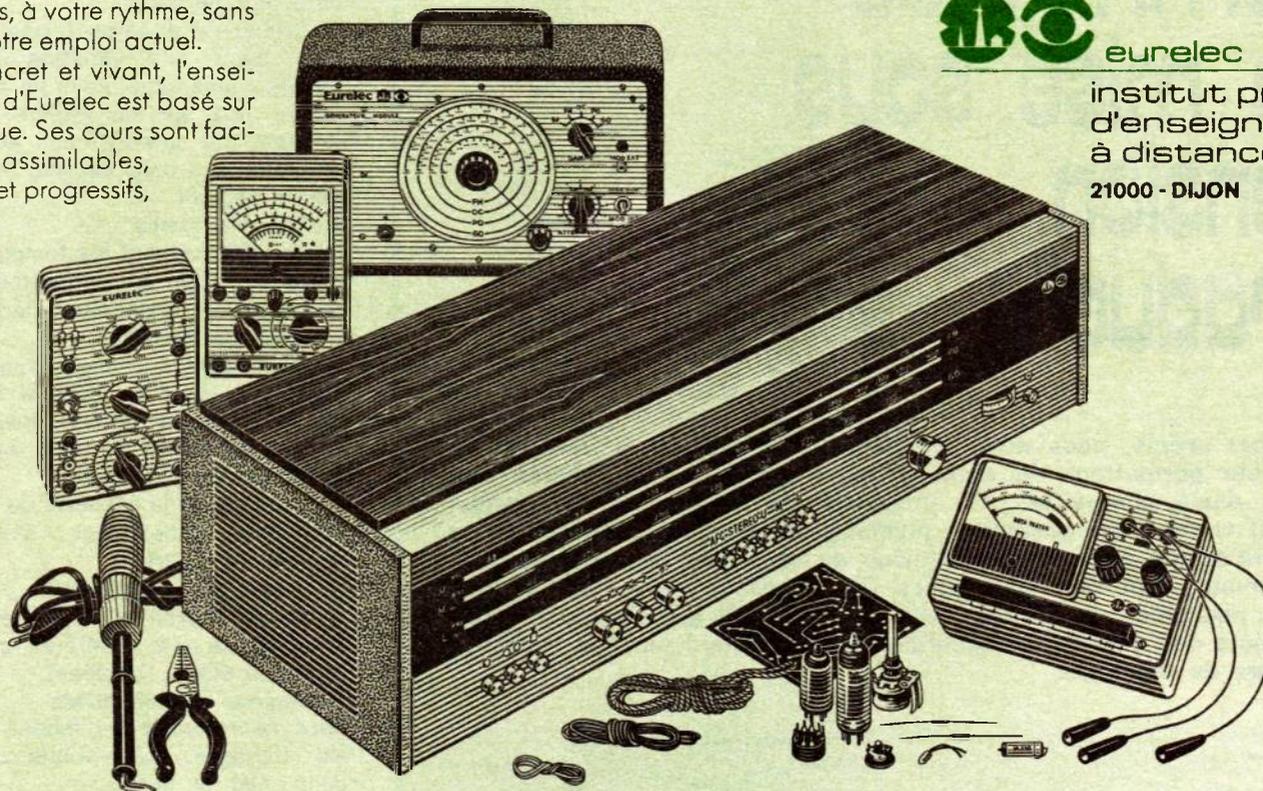
Tout ce matériel, nécessaire aux travaux pratiques, vous le recevez chez vous avec les cours. Ceux-ci achevés, il reste votre propriété et constitue un véritable laboratoire de technicien.



eurelec

institut privé
d'enseignement
à distance

21000 - DIJON



Pour tous renseignements et documentation, présentez le bon à découper au Centre Régional Eurelec le plus proche de votre domicile (liste ci-dessous) ou postez-le aujourd'hui même à Eurelec 21000 Dijon. Si vous habitez l'étranger, adressez-vous à l'Institut Associé de votre pays.

CENTRES RÉGIONAUX

21000 DIJON (Siège Social)
Rue Fernand-Holweck
Tél. : 30.12.00

13007 MARSEILLE
104, boulevard de la Corderie
Tél. : 54.38.07

44200 NANTES
5, quai Fernand-Crouan
Tél. : 46.39.05

75011 PARIS
116, rue J.P.-Timbaud
Tél. : 355.28.30/31

69002 LYON
23, rue Thomassin
Tél. : 37.03.13

59000 LILLE
78/80, rue Léon-Gambetta
Tél. : 57.09.68

68000 MULHOUSE
10, rue du Couvent
Tél. : 45.10.04

INSTITUTS ASSOCIÉS

BENELUX
230, rue de Brabant
1030 BRUXELLES

HAÏTI
4, ruelle Carlstroem
PORT-AU-PRINCE

CÔTE D'IVOIRE
23, rue des Selliers
(près Ecole Oisillons)
B.P. 7069 - ABIDJAN

ST-DENIS DE LA RÉUNION
134, rue du Mal-Leclerc
LA RÉUNION

TUNISIE
21 ter, rue Charles-de-Gaulle
TUNIS

MAROC
6, avenue du 2 Mars
CASABLANCA

Envoyez-moi, gratuitement et sans engagement de ma part, toute votre documentation N° F624 concernant les cours suivants :

- Électronique et T.V. couleurs Introduction à l'électronique
 Électronique industrielle Électrotechnique

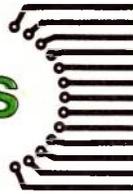
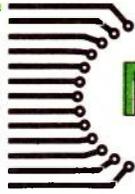
Pour les territoires hors métropole, joindre un coupon-réponse international de 3 francs.

Nom : _____

Adresse : Rue _____ N° _____

Ville : _____ Code Postal : _____

Profession : _____



COMMANDE de mise sous tension graduelle

Dans cet article, nous nous proposons d'étudier et de réaliser un ensemble permettant de diminuer ou d'augmenter la tension aux bornes d'une charge et ceci progressivement pendant des temps pouvant varier d'une seconde à plusieurs minutes. La charge pouvant être une rampe d'éclairage (allumage ou extinction des lampes dans un cinéma), soit des résistances de chauffage (chauffer graduellement une pièce ou les filaments d'un appareil à tubes pour éviter la coupure de l'élément de chauffage). Voir photo 1 ou 2 de l'appareil en cours de montage.



Synoptique

Celui-ci est donné **figure 1**.

- **Circuit de synchronisation sur le secteur**

Circuit permettant de synchroniser le montage sur le secteur : pour que la commande de l'angle d'ouverture du triac commence bien au début de chaque demi-période du secteur, ce circuit est donc un détecteur de zéro.

- **Circuit de mise en forme**

Pour avoir une variation linéaire de l'angle d'amorçage, nous ne pouvons travailler que sur un régime à variation linéaire. Ce circuit nous permet donc d'obtenir une dent de scie synchronisée sur le secteur.

- **Base de temps**

Circuit déterminant les temps d'allumage ou d'extinction et permettant lui aussi d'obtenir une variation linéaire de l'angle d'amorçage du triac.

- **Commande de l'angle d'amorçage**

Circuit prenant en compte les signaux de la base de temps ainsi que celui venant du circuit de mise en forme,

- **Circuit de puissance**

Commande de la gâchette du triac, transformateur d'isolement, sélection des impulsions et triac.

- **Circuit d'alimentation**

Destiné à fournir le + 12 V et le - 12 V nécessaires aux différents circuits, ces tensions étant régulées.

- **Logique de commande**

Bloc déterminant les modes (extinction ou allumage, automatique ou manuel) ainsi que la durée.

Circuit de synchronisation sur le secteur

Comme nous le verrons dans un chapitre suivant, nous sommes obligés de nous synchroniser sur le secteur et sur chaque demi-période. Nous utiliserons donc un pont redresseur pour pouvoir travailler sur les demi-périodes positives.

A la sortie du pont de GREATZ, nous avons le signal de la **figure 2** avec :

$$\tau = 0,2 \text{ ms}$$

$$T = 10 \text{ ms}$$

T étant de fréquence double de celle du secteur.

τ étant le temps nécessaire à la tension pour atteindre la valeur des tensions de seuil des diodes du pont.

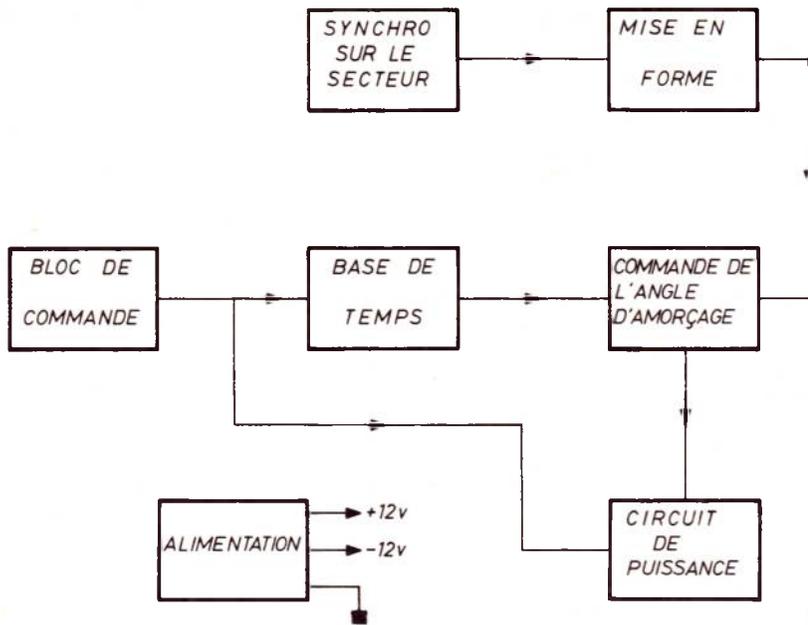


Figure 1

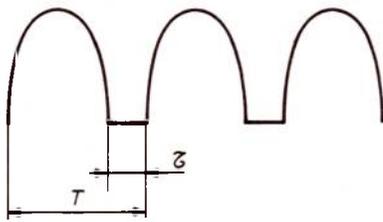


Figure 2

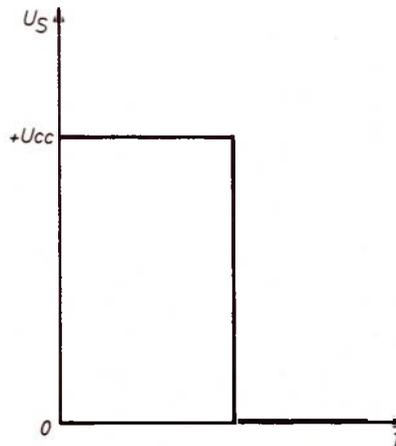


Figure 4

Pour avoir une impulsion à chaque fois que la tension est égale à zéro, nous devons réaliser un montage comparateur.

Le comparateur

Tout le principe des amplis opérationnels montés en comparateurs repose sur les faits suivants :

- gain peu différent de l'infini en boucle ouverte ;
- tension différentielle entre les deux entrées nulle.

Fonctionnement

Le principe est donné **figure 3**.

a) On pose que V_1 est fixe et que V_2 croît linéairement avec le temps :

- $T = T_1 \Rightarrow V_1 > V_2$. Donc la tension la plus élevée est sur la borne +, l'ampli ayant un gain peu différent de l'infini à la sortie, nous avons $(V_1 - V_2) \times \alpha = +V_{cc}$, comme la tension à la sortie est limitée par V_{cc} , nous avons donc $V_s = +V_{cc}$;
- $T = T_2 \Rightarrow V_1 = V_2$

$$\Rightarrow (V_1 - V_2) \times \infty = 0 = V_s = 0 ;$$

- $T > T_2 \Rightarrow V_2 > V_1$

$$\Rightarrow (V_1 - V_2) \times \alpha = -\infty = -V_{cc}.$$

Si on alimente l'ampli entre $+V_{cc}$ et la masse en sortie, on obtiendra l'oscillogramme de la **figure 4**.

b) Si on pose V_1 croissant et V_2 fixe, en suivant les mêmes raisonnements, on obtient :

- $T = T_1 \Rightarrow V_1 < V_2$ sur la borne —, on a la tension la plus élevée $\Rightarrow V_s = (V_2 - V_1) \alpha = -V_{cc}$;
- $T = T_2 \Rightarrow V_1 = V_2 =$
- $(V_2 - V_1) \times -\alpha = +V_{cc}$.

Dans notre étude, nous devons saturer un transistor du type NPN pendant que la tension d'entrée est nulle, il faut donc avoir une impulsion positive quand $V_{int} = 0$. Nous prendrons donc le montage que nous avons étudié en premier, ce qui implique le schéma de la **figure 5** :

- R_1 : sert de charge au pont redresseur ;
- R_2 : limite le courant dans la diode zener D_1 ;
- D_1 : limite la tension aux bornes de l'entrée θ , ce qui nous permet de prendre un transformateur dont la tension au secondaire peut varier de 5 V à 20 V crête-crête ; en effet, seul le passage à 0 de la sinusoïde redressée nous intéresse, nous n'avons donc rien à faire du haut de la sinusoïde (**figure 6**), voir **oscillogramme n° 1** ;

— P_1, R_3 : servent à fixer la référence au-dessus de 0 V ;

— LM 311 : nous avons pris un LM 311 au lieu d'un LM 741 monté en comparateur, car le premier a une tension de décalage beaucoup plus faible que le LM 741, ce qui se traduit sur la tension

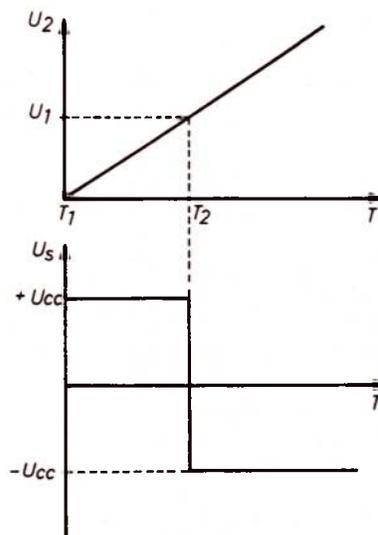
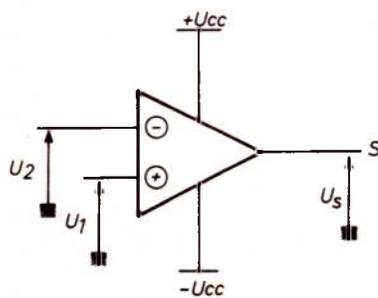


Figure 3

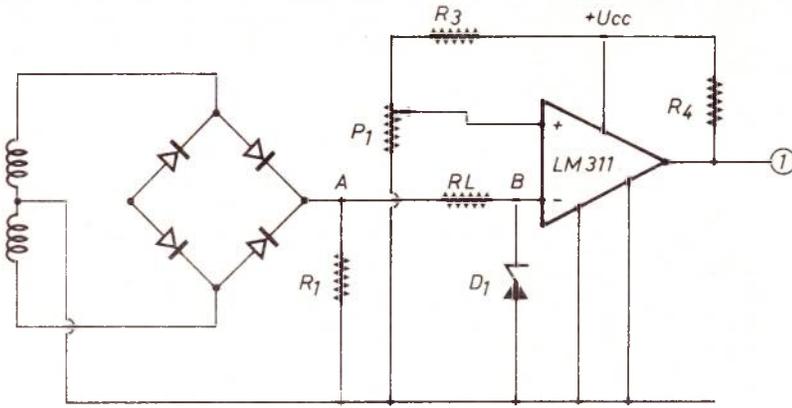


Figure 5

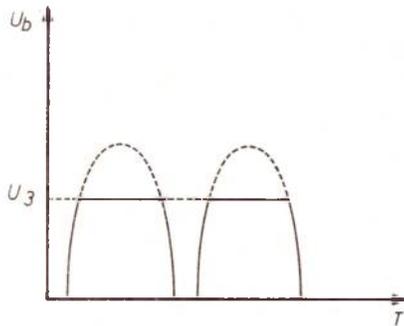


Figure 6

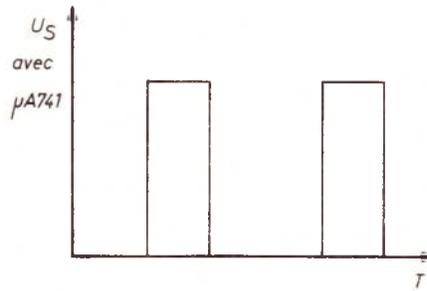


Figure 7

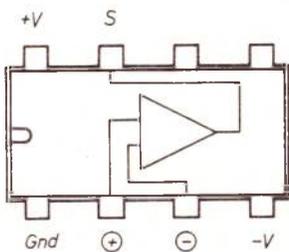
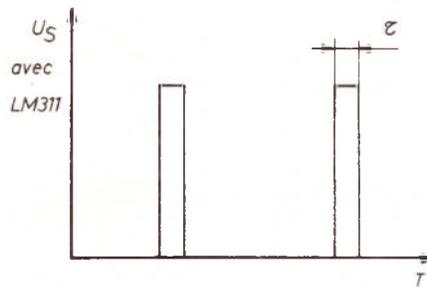


Figure 8



Générateur de courant constant

Un générateur de courant constant est un montage ayant une impédance de sortie très forte, il faut donc que le montage à transistor soit un montage à base commune (figure 9).

Pour que le montage soit bien polarisé, il faut que $VR1 = V_{be} + R3 \times I$ avec le \approx Ic.

Que se passe-t-il si la charge augmente ? Charge augmente \Rightarrow I diminue $\Rightarrow R3 \times I$ diminue, comme VR1 est constante $\Rightarrow V_{be}$ augmente $\Rightarrow I_b$ augmente \Rightarrow I augmente.

Que se passe-t-il si la charge diminue ? Charge diminue \Rightarrow I augmente $\Rightarrow R3 \times I$ augmente, comme VR1 est constante $\Rightarrow V_{be}$ diminue $\Rightarrow I_b$ diminue \Rightarrow I augmente.

Nous voyons qu'il y a bien une régulation de courant et que nous sommes bien en base commune puisque nous rentrons les variations sur l'émetteur et que nous sortons sur le collecteur :

$$I = \frac{VR1 - V_{be}}{R3}$$

- T2 : sert à assurer la synchronisation sur le secteur ;
- R10 : limite le courant base dans T2 ;
- R5, R6 : fixent la polarisation base de T1 ;
- R7 : règle le courant débité par T1 ;
- T1 : générateur de courant constant ;
- C1 : charge du générateur de courant, elle permet d'obtenir une rampe linéaire (voir figure 10 et oscillogramme n° 2).

Aux bornes de C1, nous aurons une tension maximum égale à $V_{cc} - VR5$, comme $VR5 = R5 \times I$:

$$V_{c \text{ max.}} = V_{cc} - (R5 \times I)$$

$$V_{c \text{ max.}} = V_{cc} - \left(\frac{VR5 - V_{be}}{R3} \right) \times R5$$

Si $I_p \gg I_b$:

$$VR5 = \frac{V_{cc} \times R5}{R5 + R6}$$

d'où :

$$V_{c \text{ max.}} = \frac{V_{cc} \times R5}{R5 + R6} - V_{be}$$

$$V_{cc} - \frac{VR5 - V_{be}}{R3} \times R5$$

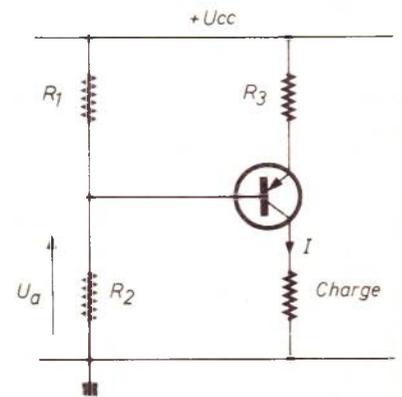


Figure 9

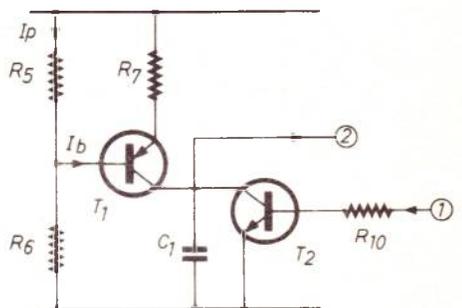


Figure 10

Base de temps

Il faut charger une capacité à courant constant pendant un certain temps, maintenir la valeur $V' + V$ pendant une période indéterminée, puis décharger cette même capacité avec une même valeur de courant constant pour arriver à la tension V pouvant durer un temps très long (voir la **figure 11**).

Pour le temps d'allumage, on utilise le même montage que précédemment.

Pour le temps d'extinction, nous avons le choix entre deux solutions :

— soit décharger le condensateur en déconnectant le générateur de courant servant à la charge et connecter un générateur de courant $-I$, ce qui déchargera la capacité avec la même pente si les courants de charge et de décharge sont égaux ;

— soit laisser le générateur de charge et brancher un générateur qui délivre un courant $= -2 \times I$, nous obtiendrons donc un courant de décharge $= -I$. Nous avons choisi la deuxième solution qui nécessitait moins de commutation (**figure 12**).

On se fixe $V \times 0,1$ V, ceci pour que la tension de la base de temps soit au départ supérieure à celle de la dent de scie synchronisée sur le secteur.

Quand T_3 sera saturé, on aura :

$$\begin{aligned} V &= V_{be} T_3 + V_{seuil} Si \\ &+ 2 \times V_{seuil} Ge \\ V &= 0,7 + 0,6 + 0,2 = 0,1 \text{ V} \end{aligned}$$

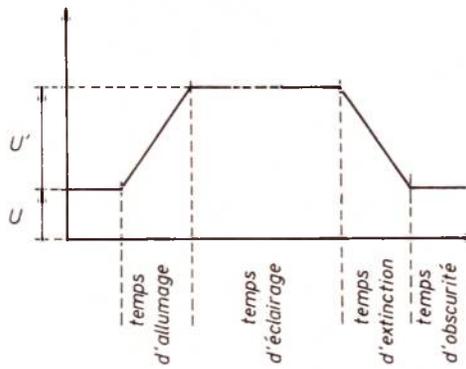


Figure 11

On se fixe :

$$V + V' = 5,6 \text{ V}$$

$$VR 7' = V_{cc} - (V + V')$$

$$VR 7' = 12 - (0,1 + 6,6) = 6,4 \text{ V}$$

Pour le calcul de cet étage, on aura donc :

$$R 10 \times I \text{ déch.} = -12 - 0,6 = -11,3 \text{ V}$$

$$R 7' \times I \text{ charge} = 12 - 5,7 = 6,4 \text{ V}$$

En position E, nous sommes en position allumage.

En position 2, nous sommes en position extinction.

Comme nous attaquons un comparateur à haute impédance d'entrée, nous n'avons pas besoin d'un buffer pour ne pas perturber la charge des condensateurs.

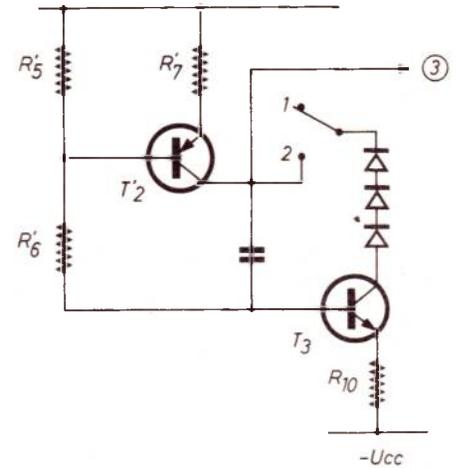


Figure 12

Commande de l'angle d'amorçage

Le circuit s'explique de lui-même quand on suit le déroulement sur l'oscillogramme de la **figure 13**.

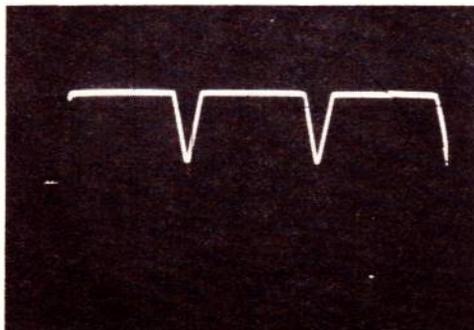
A la sortie du comparateur : **oscillogramme n° 3**.

On pose :

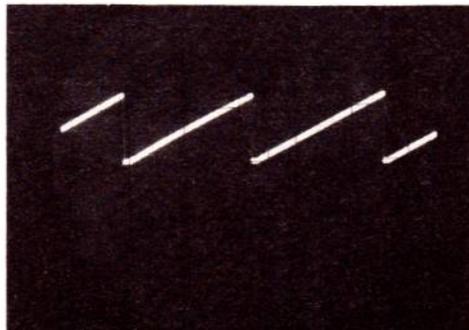
v = tension de la base de temps

v' = tension du signal de synchro

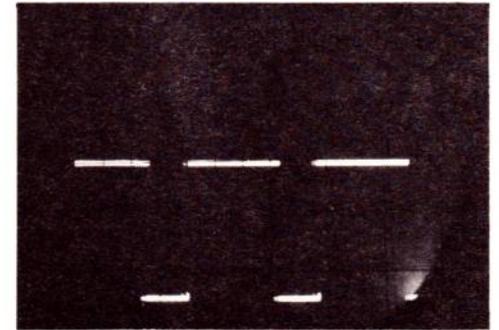
Premier temps : $v = 0,1$ V. On voit donc que la tension du signal de synchro est la plupart du temps supérieure à v ,



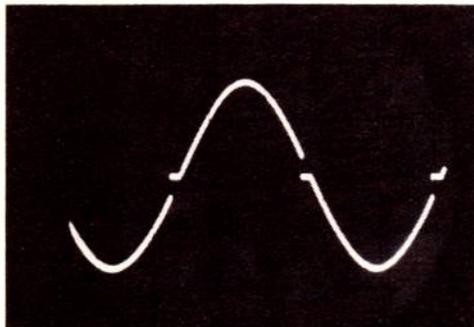
oscillogramme n° 1



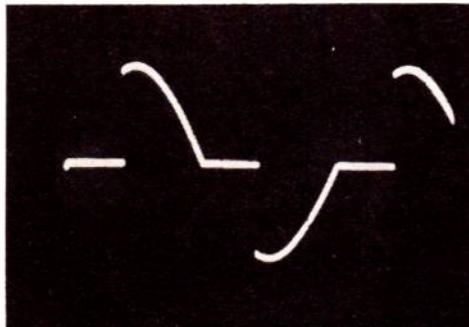
oscillogramme n° 2



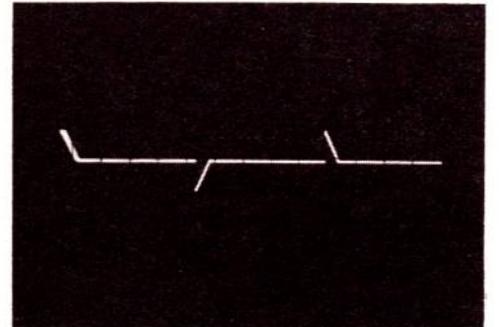
oscillogramme n° 3



oscillogramme n° 4



oscillogramme n° 5



oscillogramme n° 6

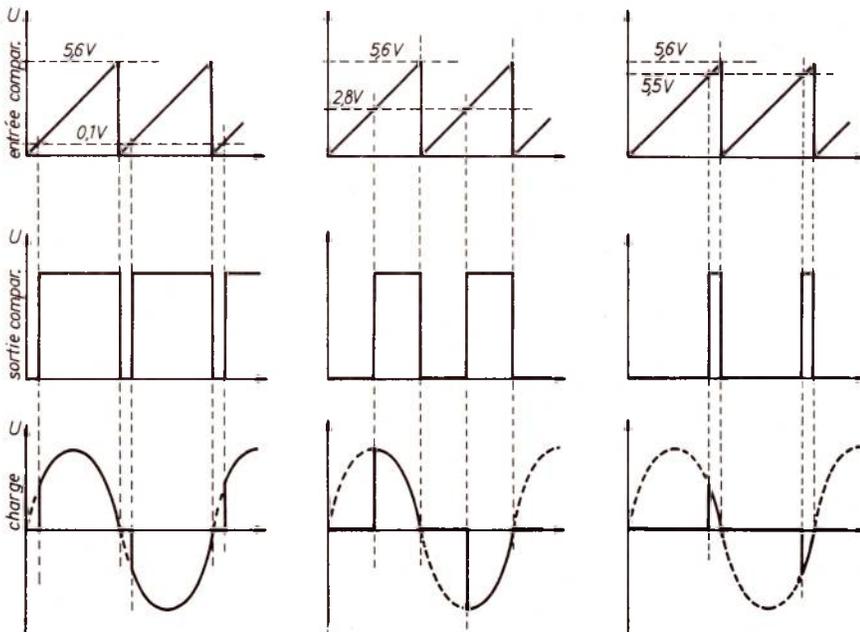


Figure 13

comme v est relié à la borne $-$ et v' à la borne $+$ en sortie, nous avons des créneaux positifs beaucoup plus larges que les négatifs ; si nous sélectionnons les fronts de montée pour amorcer un triac aux bornes de la charge, nous aurions une sinusoïde presque complète (**oscillogramme n° 4**).

Période de la sinusoïde : 20 ms.

Deuxième temps : $v = 5,6 \text{ V} / 2 = 2,8 \text{ V}$. Maintenant nous voyons que v est supérieur à v' pendant la moitié du temps, à la sortie nous aurons donc une moitié de sinusoïde (**oscillogramme n° 5**).

Troisième temps : $v = 5,6 \text{ V}$, $v' = 5,5 \text{ V}$. Pendant ce troisième temps, c'est maintenant au tour de v' d'être la plupart du temps supérieure à v , à la sortie aux bornes de la charge nous trouverons donc seulement une petite partie de sinusoïde (**oscillogramme n° 6**).

Nous nous trouvons bien dans le cas d'une augmentation de la tension aux bornes de la charge ; si nous avons raisonné sur une tension v décroissante, nous nous serions trouvés dans le cas d'une diminution de la tension aux bornes de la charge (**figure 14**).

Circuit de puissance

Ne pouvant pas commander le triac directement, car il aurait fallu mettre une des phases à la masse avec tout les risques que cela comporte, tant sur le matériel que sur le personnel se servant de l'appareil, on ne pouvait pas non

plus attaquer directement le transformateur d'isolement avec la sortie du comparateur, car celui-ci ne peut pas délivrer suffisamment de courant. Il ne restait donc que la solution du comparateur attaquant un amplificateur lui-même chargé par le transformateur d'isolement pour avoir une commande par impulsions et pour éviter le passage d'une composante continue dans le transformateur, celui-ci sera attaqué par l'intermédiaire d'un circuit passe-haut. L'amplificateur étant un Darlington monté en collecteur commun pour avoir un gain en courant suffisant et une impédance de sortie faible pour pouvoir dériver le transformateur.

Le circuit de puissance comporte aussi le triac qui délivre une partie de la puissance du secteur à la charge (voir la **figure 15**).

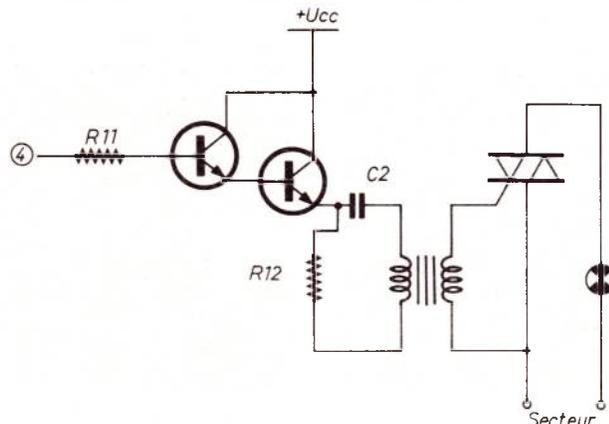


Figure 15

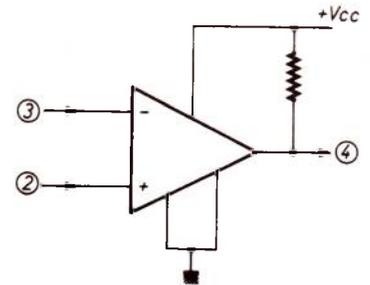


Figure 14

Circuit d'alimentation

Voir le schéma de base sur la **figure 16**. Nous allons analyser le rôle des différents éléments :

— **R 1 et R 2** : circuit d'échantillonnage. Permet de prélever une partie de la tension de sortie :

$$V \text{ éch.} = V_s \frac{-R_2}{R_1 + R_2} ; \text{ si } I \text{ éch.} \ll I_p$$

— **R 3 et Dz** : permet d'obtenir une tension stabilisée, mais il faut que $I \text{ réf.} < I_z$ et que la diode zener soit la plus stable en température et ait une résistance la plus faible possible. Il faut

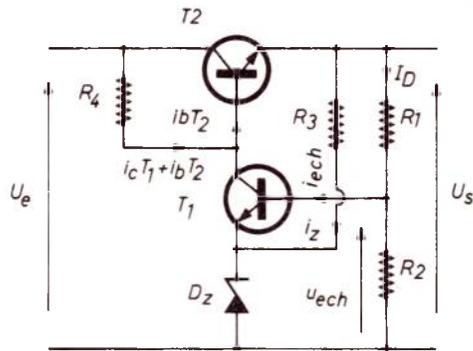


Figure 16

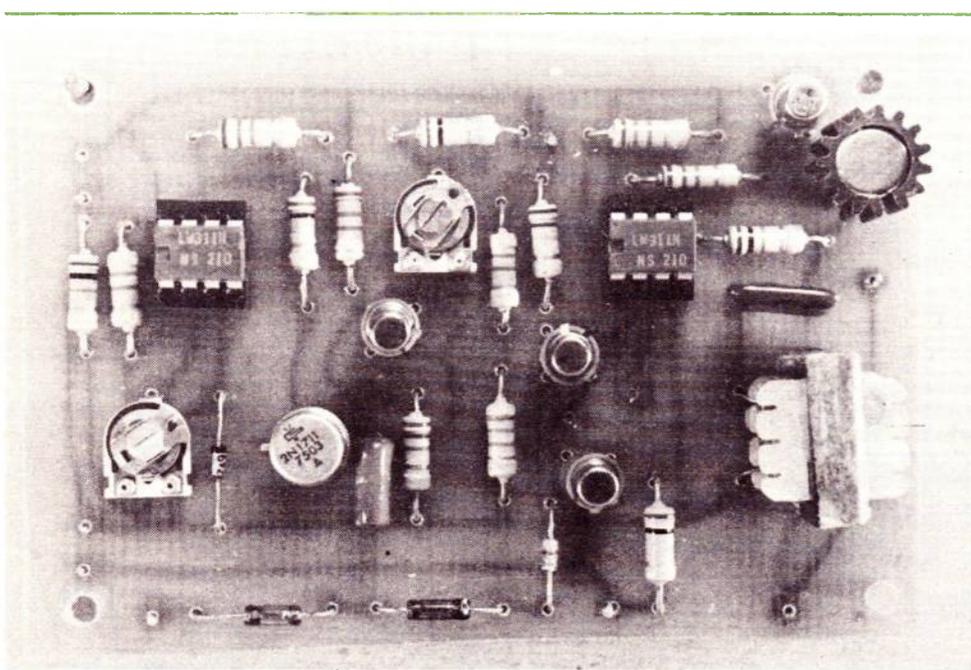


Photo 1

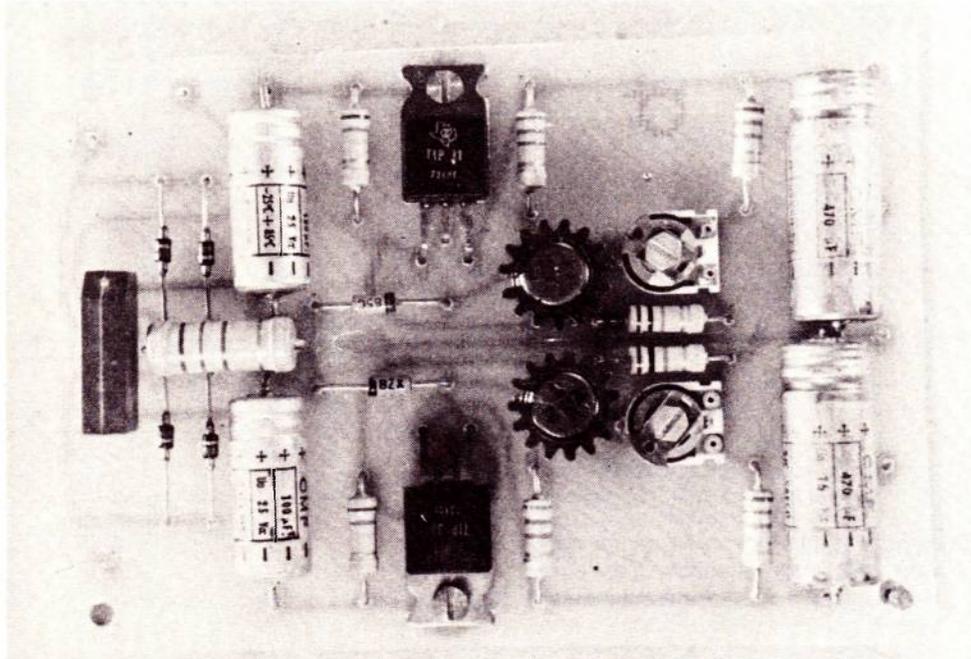


Photo 2

dra donc essayer de prendre une valeur de tension zener la plus proche possible de 6,3 V, car c'est à cette valeur que les zeners sont les plus stables ;

— **T1 et R4** : permet d'amplifier la différence entre $V_{éch.}$ et $V_{réf.}$. Pour que le transistor soit conducteur, il faut que $V_{éch.} = V_{réf.} + V_{be T1}$;

— **T2** : ce transistor est commandé par la tension d'erreur amplifiée* par T1. Il faut qu'il y ait suffisamment de tension à ses bornes pour qu'il puisse faire la correction pour rétablir la tension de sortie, mais il faut aussi faire attention à la valeur de la puissance dissipée par le transistor et celle qu'il peut dissiper :

$$P \text{ dissipée} = (V_e - V_s) \times I_s$$

Cas dans lequel V_e augmente : $V_e \nearrow \Rightarrow V_{éch.} \nearrow \Rightarrow V_{be T1} \nearrow \Rightarrow I_c \nearrow \Rightarrow I_b T2 \nearrow \Rightarrow V_s \nearrow \Rightarrow V_{éch.}$

REGULATION

Cas dans lequel la charge augmente (R_c diminue) : $R_c \searrow \Rightarrow V_s \searrow \Rightarrow V_{éch.} \searrow \Rightarrow V_{be T1} \searrow \Rightarrow I_c \searrow \Rightarrow I_b T2 \searrow \Rightarrow V_{ce T2} \nearrow \Rightarrow V_s \nearrow$

REGULATION

Dans les cas où V_e diminue et où la charge diminue, en tenant les mêmes raisonnements nous aboutirions aussi à une régulation. Sur le circuit de l'alimentation, nous avons aussi inclus une sortie pour les signaux de synchronisation. Pour obtenir la régulation d'une tension négative, nous utiliserons le même schéma que pour les tensions positives, nous prendrons des transistors PNP à la place de NPN et nous inverserons le sens de la diode zener.

Logique de commande

Celle-ci est composée de :

— **S1 (on-off)** : permet de mettre la charge en service ou hors service ;

— **S2 (automatique)** : permet de se servir du circuit de temporisation (auto) ou de commander manuellement grâce à un potentiomètre ;

— **S3 (int.-ext.)** : permet de se servir des circuits automatiques (int.) ou de S1 (ext.), sauf dans la position off qui est une sécurité et qui fonctionne dans tous les cas ;

— **S4 (allumage-extinction)** : permet d'augmenter ou de diminuer la tension aux bornes de la charge.

Il est possible de faire un « preset » dans une des positions extrêmes : allumage ou extinction complète et ceci rapidement, en positionnant S2 sur auto, S3 sur int., S4 sur la position désirée et en laissant le potentiomètre de réglage de temps sur la position minimum, ce qui est facile puisque l'interrupteur de marche-arrêt est couplé sur son axe.

Calcul de la puissance dans la charge

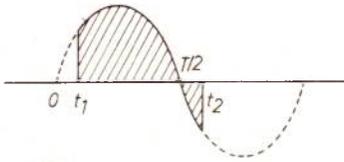


Figure 17

La valeur moyenne pendant une période d'une grandeur périodique est la moyenne de toutes les valeurs que la grandeur prend pendant une période. L'intensité moyenne d'un courant périodique est égale à l'intensité continue qui transporterait la même quantité d'électricité Q pendant un même temps T :

$$I_{\text{ moy. }} = \frac{I_{\text{ max. }}}{2 \pi} (\cos. \omega t_1 - \cos. \omega t_2)$$

Voir figure 17.

La valeur efficace d'un courant périodique est la valeur d'un courant continu qui produirait dans une même charge la même puissance calorifique :

$$W \frac{t_1}{t_2} = \frac{R I^2}{4} \text{ maxi.}$$

$$\left(\frac{2 \omega t_2 - 2 \omega t_1 - \sin. 2 \omega t_2 + \sin. 2 \omega t_1}{\omega} \right)$$

Réalisation et câblage des circuits imprimés

L'interconnexion de chaque fonction décrite précédemment (schéma général) est donnée à la figure 18.

Les circuits ont été réalisés sur verre époxy, selon les tracés de la figure 19. Pour les schémas d'implantation, voir la figure 20.

Le boîtier est un coffret TEK0, réf. 363.

Réglages et courbes d'étalonnage

Etalonnage de l'alimentation : nous nous servirons des deux potentiomètres pour ajuster les tensions de sortie à -12 V et à $+12 \text{ V}$.

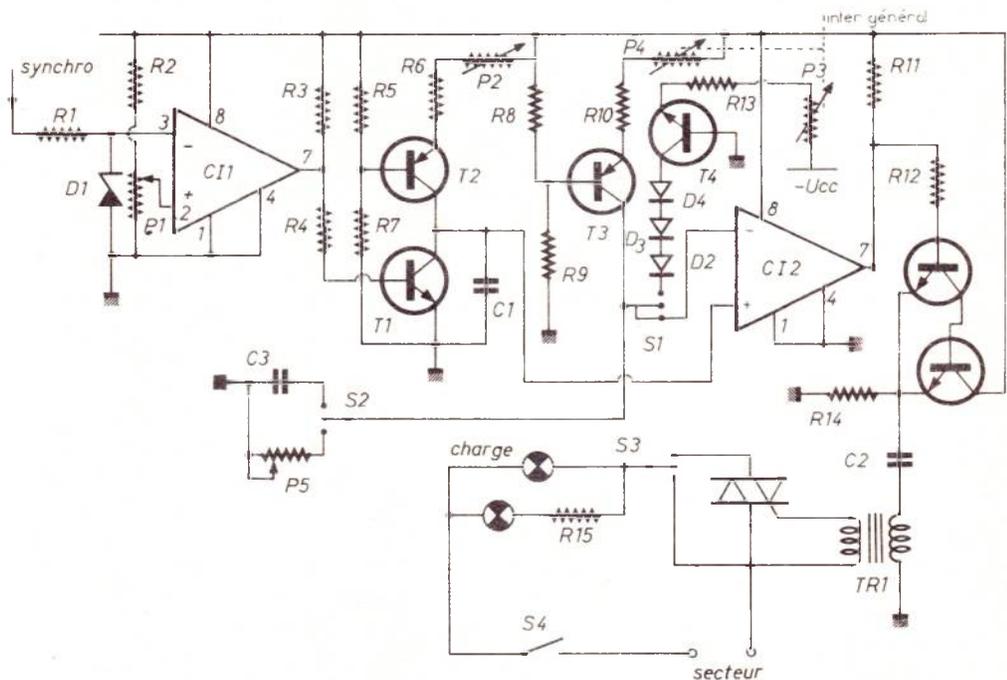
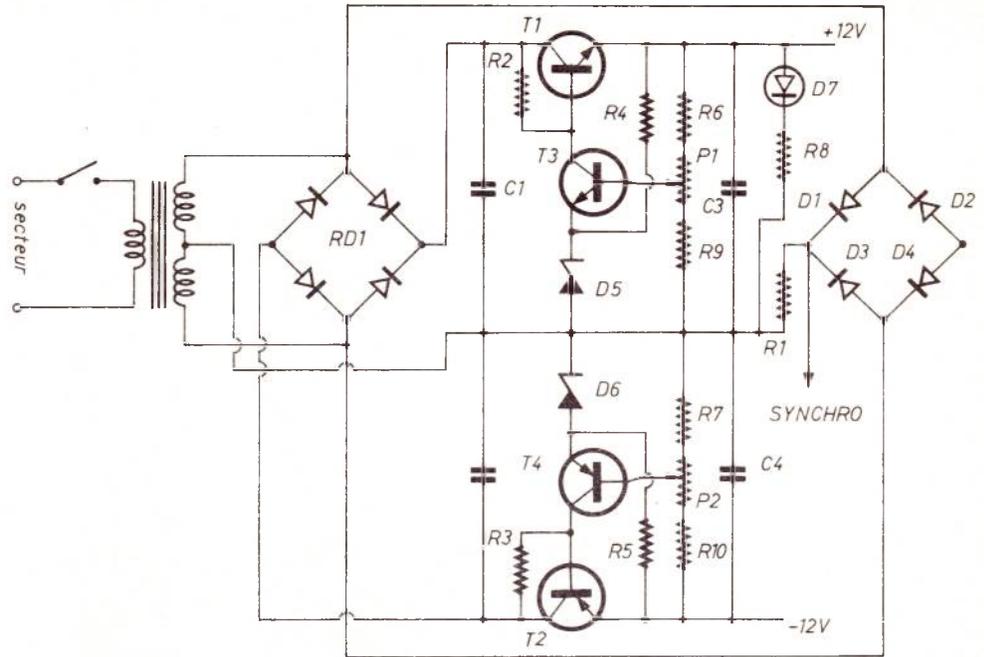


Figure 18

Etalonnage du circuit de synchronisation sur le secteur : on ajustera le potentiomètre P1 pour obtenir en sortie une impulsion positive la plus courte possible et d'une fréquence de 100 Hz.

Etalonnage du circuit de mise en forme : on ajustera le potentiomètre P2 pour obtenir une tension en dent de scie d'une amplitude de 5,6 V et sans palier sur le haut de la dent.

Courbes : Voir courbe 1
P3, P4 = 10 K

| μF | Montée (s) | Descente (s) |
|---------------|------------|--------------|
| 10 | 0,25 | 0,25 |
| 22 | 0,5 | 0,5 |
| 47 | 0,75 | 0,75 |
| 100 | 1 | 1 |
| 220 | 2 | 3 |
| 470 | 5 | 8 |
| 1.000 | 9 | 16 |
| 2.200 | 25 | 37 |

| Voir courbe 2 P3, P4 = 47 K - C = 2.200 μ F | | |
|---|------------------|------------------|
| T (s) | \rightarrow ms | ms \rightarrow |
| 0 | 1,75 | 1 |
| 20 | 2,6 | 2,6 |
| 40 | 3,5 | 4 |
| 60 | 4,4 | 5,2 |
| 80 | 5,1 | 6,5 |
| 100 | 6 | 8 |
| 120 | 6,75 | 8,5 |
| 140 | 7,5 | 8,5 |
| 160 | 8,5 | 8,5 |
| | Descente | Montée |

| C = 2.200 μ F Voir courbe 3 | | |
|---------------------------------|---------------|-----------------|
| P3, P4 K Ω | Montée (s) | Descente (s) |
| 100 | 240 | 380 |
| 47 | 130 | 190 |
| 10 | 25 | 38 |
| 4,7 | 15 | 20 |
| 1 | 3 | 5 |
| 22 | 65 | 80 |

Sur la photo, on voit la modification pour pouvoir brancher l'option réglage manuel du temps : P3-P4. La modification est juste pour P4.

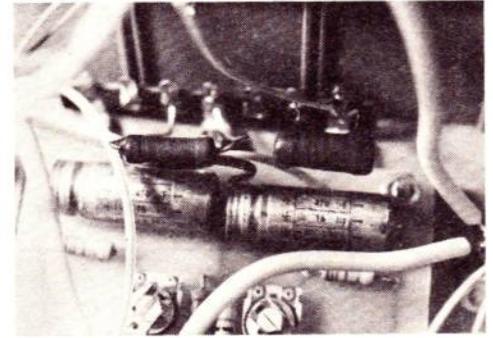
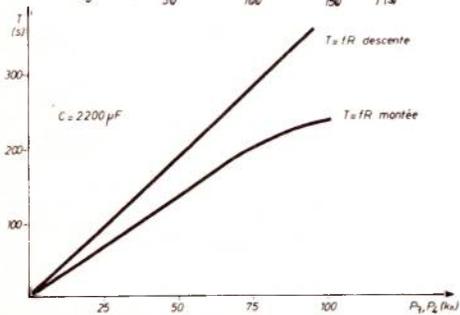
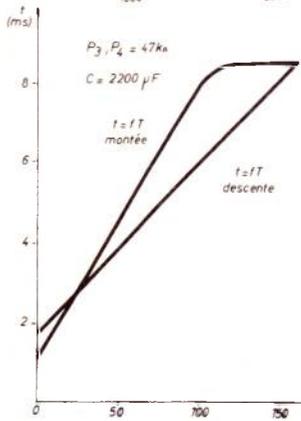
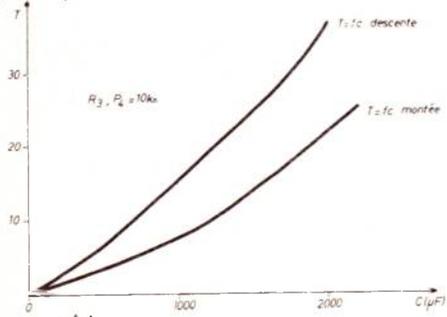


Photo 3

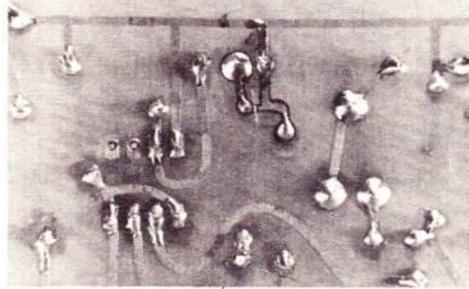


Photo 5

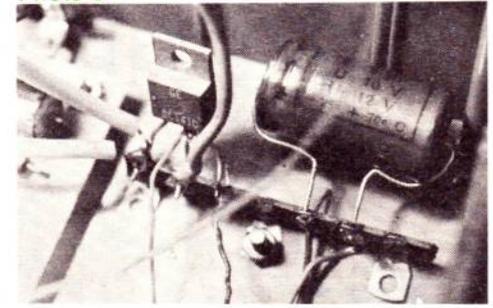


Photo 4

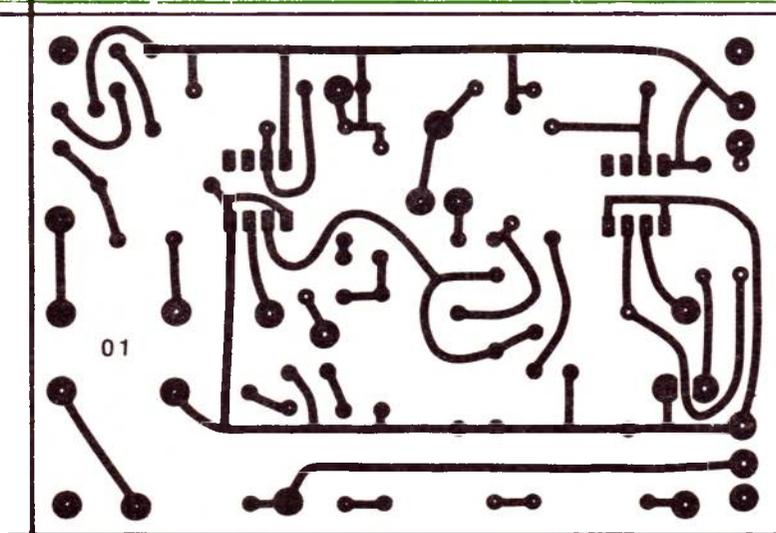


Figure 19 a

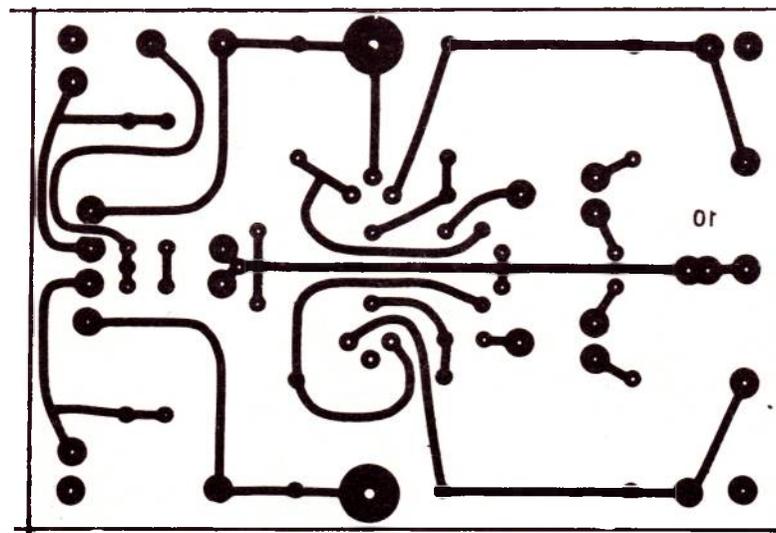


Figure 19 b

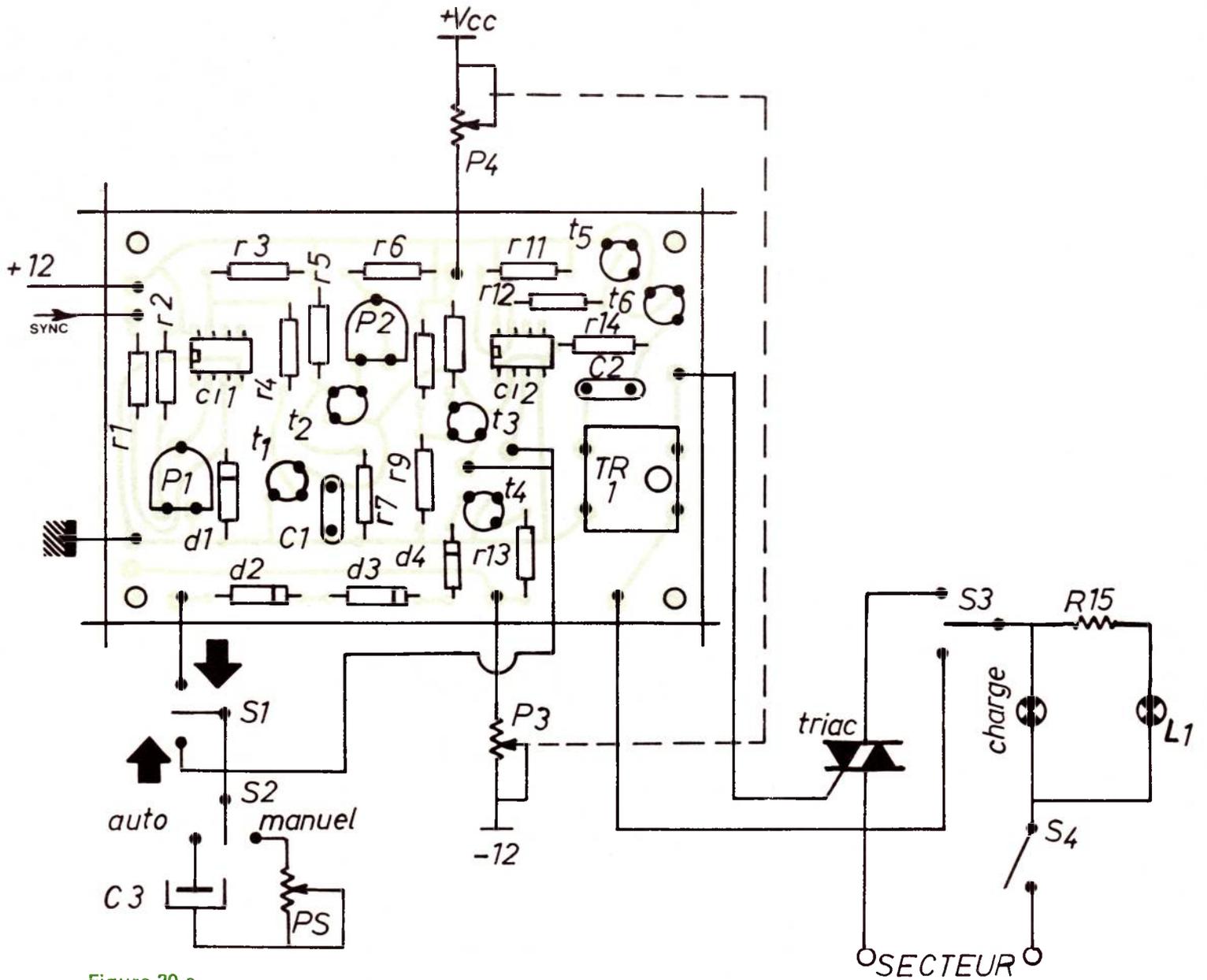


Figure 20 a

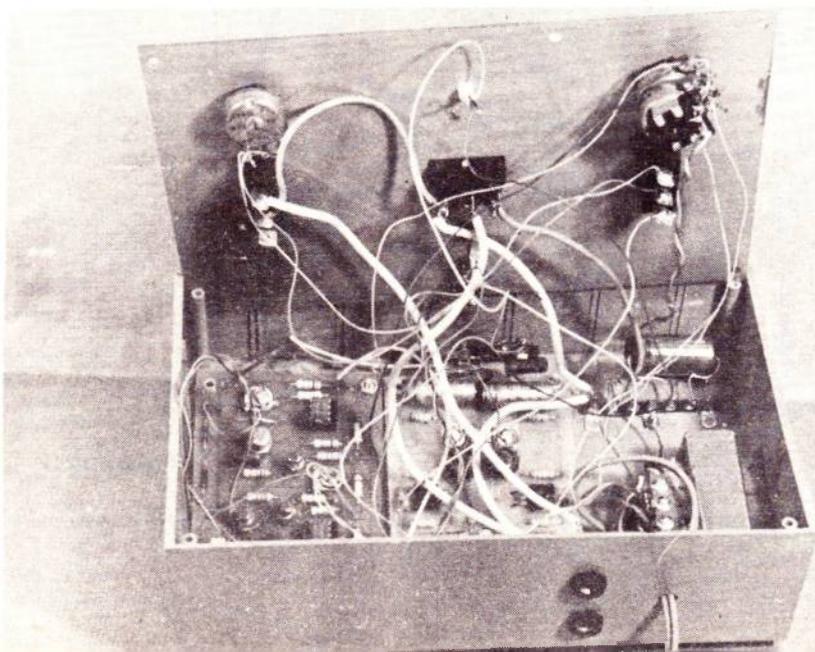


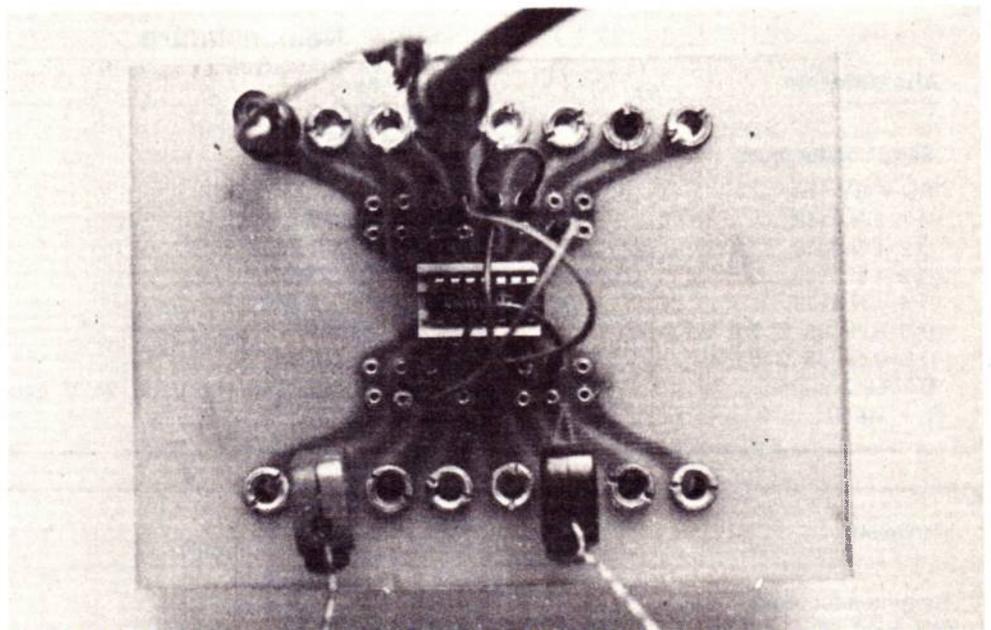
Photo 6

Mise en place de l'ensemble dans le boîtier TEKO

Chaque électronicien possède une façon qui lui est propre de réaliser ses « montages de table », utilisant ou non les accessoires du commerce prévus pour faciliter ce travail. Ces accessoires vont du circuit imprimé à pastilles ou à bandes prégravées jusqu'aux modules de câblage réutilisables, souvent très coûteux.

Notre but est ici de fournir aux lecteurs quelques plans leur permettant de réaliser en nombre plus ou moins grand des plaquettes supports pouvant recevoir sans soudure transistors et circuits intégrés et acceptant facilement connexions et composants extérieurs.

Systeme de montages d'essai



Les fils de connexion équipés de broche de 1 mm facilitent beaucoup la réalisation de montages d'essais à circuits logiques.

1. Le principe de réalisation de plaquettes

Chaque plaquette consiste en un circuit mesurant 9×12 cm, prévu pour recevoir en son centre un support de bonne qualité approprié au composant à câbler. Chaque broche du support est reliée à deux clips pouvant recevoir les broches

correspondantes sur lesquelles seront soudés les fils de terminaison des composants associés et les diverses connexions faisant partie du montage à tester. Enfin, une douille de 4 mm équipe chaque broche afin de faciliter le branchement des alimentations et instruments de mesure. Les clips et les broches (\varnothing 1 mm) pourront être récupérés sur des prises multibroches, des supports, des connecteurs, ou encore être achetés au détail (rayons décolletage).

2. Les différents types de plaquettes

Les figures 1 à 6 montrent les différents types de plaquettes que nous avons dessinées. Il va de soi que tout autre modèle peut être réalisé pour tel ou tel besoin spécial, entre autres des réseaux de clips au pas de 5,08, voire de 2,54, rassemblés en bandes terminées par une ou deux douilles de 4 mm.

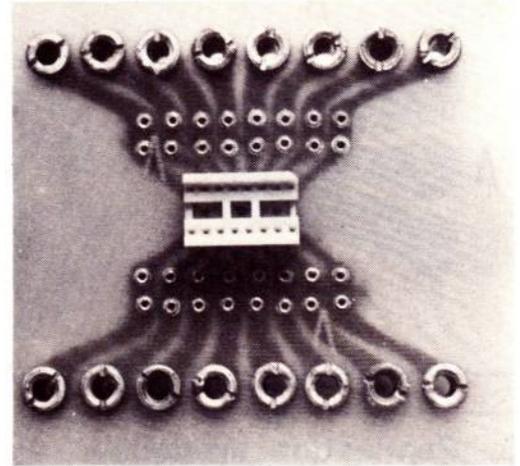
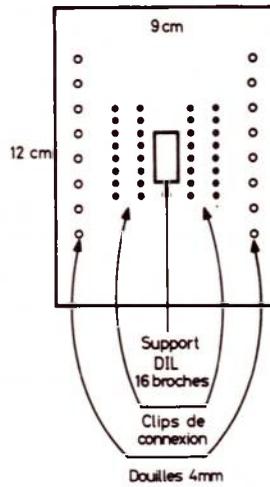
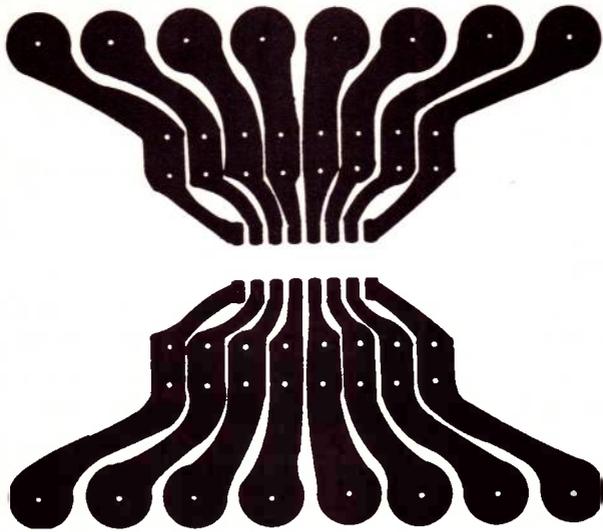


Figure 1 : Circuit intégré DIL 16 broches, ou 14 broches, ou 2 × 8 broches, ou 4 × 4 broches...

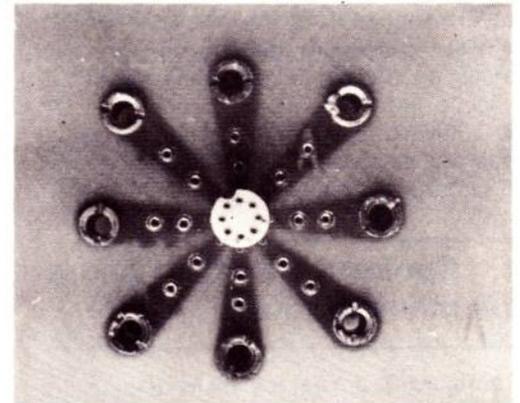
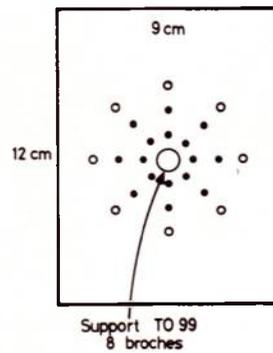
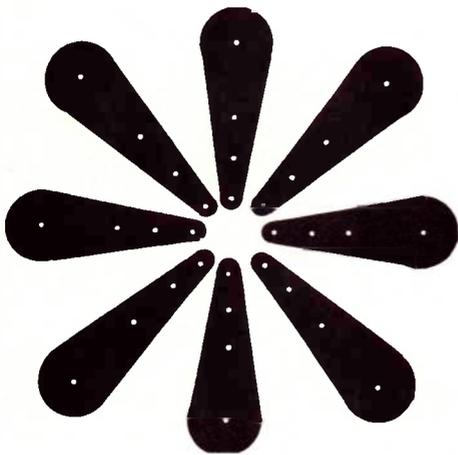


Figure 2 : Circuit intégré en boîtier métallique rond à 8 broches, ou bien transistors doubles.

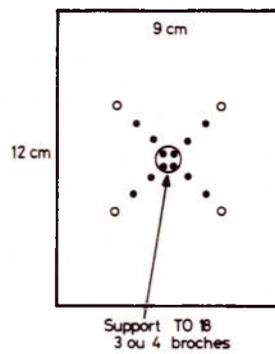


Figure 3 : Transistors à 3 ou 4 sorties en boîtiers pour petites ou moyennes puissances.

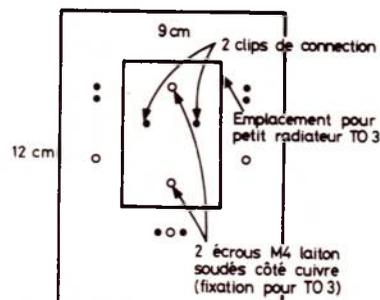
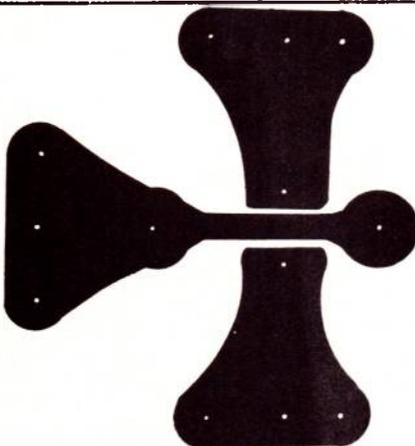


Figure 4 : Transistors de puissance en boîtier TO 3. La place est prévue pour un petit radiateur.

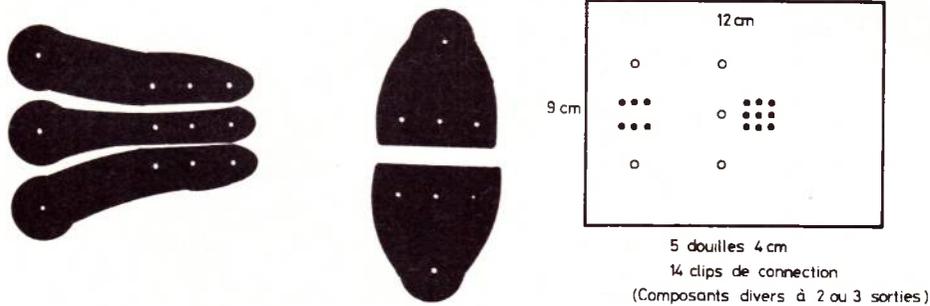


Figure 5 : Autres composants à 3 broches (transistors et triacs en boîtier plastique de puissance).

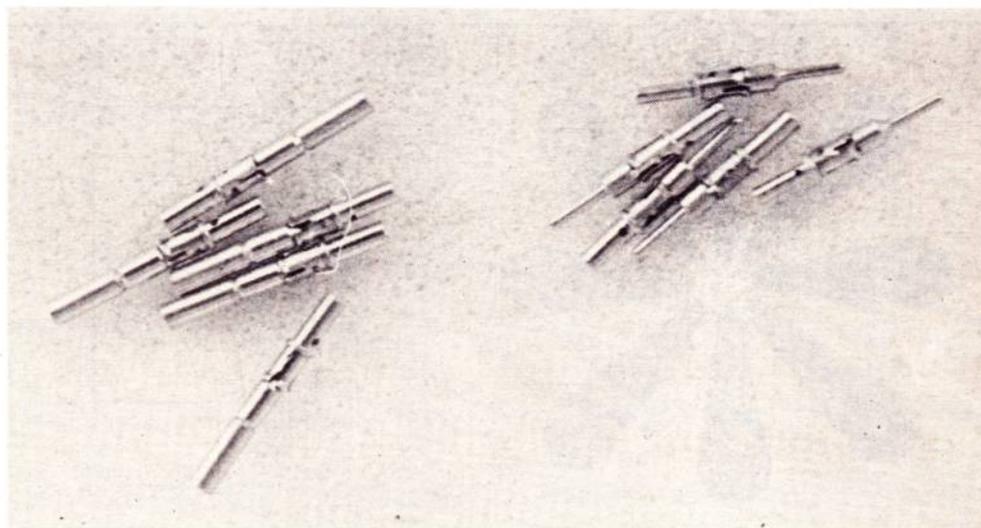
Figure 6 : Composants à 2 sorties (diodes, résistances, condensateurs...).

3. Réalisation pratique

Il est vivement conseillé d'employer du verre époxy pour des raisons mécaniques et électriques (cas de montages HF). Il est intéressant de prévoir un petit stock de fils de liaison munis chacun à chaque extrémité d'une broche destinée à s'introduire dans les clips des plaquettes, surtout dans le cas de montages à circuits digitaux.

4. Construction d'un cadre de manipulations

La figure 7 donne les plans d'un cadre pouvant recevoir huit plaquettes de type quelconque. Un modèle plus important pourrait bien sûr être envisagé. On remarquera qu'un fond ne s'avère pas nécessaire. Au contraire, certaines connexions d'alimentation, par exemple, peuvent se faire par le dessous. On pourra alors surélever le cadre par quatre pieds en caoutchouc.



Des broches mâles et femelles récupérées sur des prises multicircuits ou des connecteurs peuvent servir pour raccorder les composants du montage d'essais.

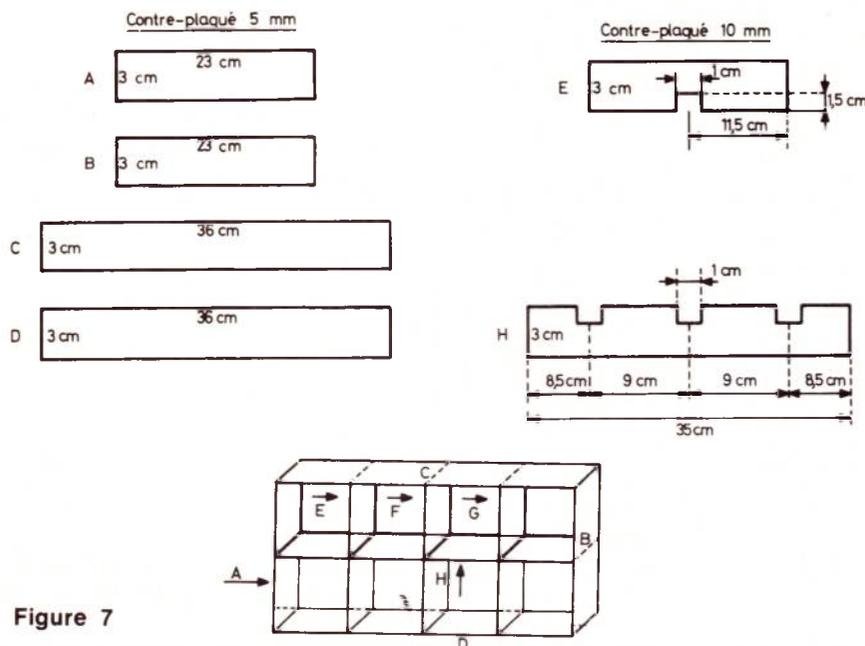


Figure 7

La construction est prévue en contre-plaqué de 5 et 10 mm, assemblé par collage et clouage léger.

Les plaquettes pourront être fixées, avant utilisation, par de petites vis Parker introduites dans des trous percés aux quatre coins de chaque plaquette et s'enfonçant dans des avant-trous pratiqués dans le cadre.

5. Conclusion

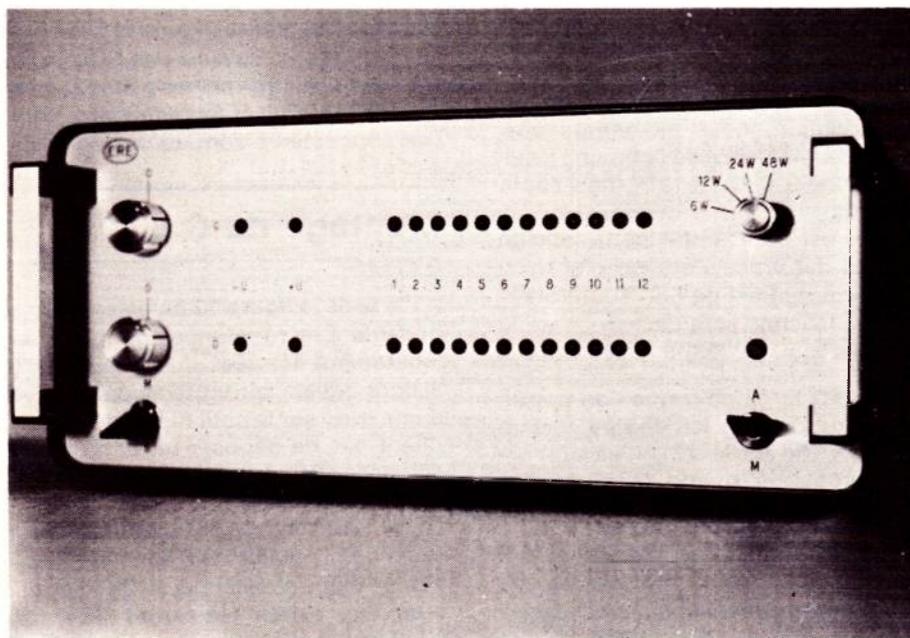
Malgré le temps assez long nécessaire pour mener à bien la réalisation avec un nombre suffisant de plaquettes, le rythme accéléré des montages d'essais futurs compense largement les quelques heures passées autour de ce système.

Patrick GUEULLE.



Construction d'un amplificateur stéréophonique (2 x 50 W.)

Dans la première partie de cet article, parue dans le n° 369 nous avons présenté les caractéristiques du circuit intégré LM 391 de NS et les schémas théoriques d'utilisation. Nous présentons dans cette seconde partie la réalisation pratique d'un amplificateur stéréophonique de 2 x 50W bâti autour de ce circuit LM 391.



Le module de 50 Watts

(schéma figure 10)

Nous allons aborder les spécifications qui font l'objet de notre article.

— Puissance de sortie : 40 W/8Ω
— 60 W/4Ω

Sensibilité d'entrée : 1 V maximum

Impédance d'entrée : 100 kΩ

Bande-passante : 20 Hz à 20 kHz ± 0,25 dB

La pratique nous ayant prouvé que la puissance était supérieure aux spécifications du départ nous annonçons 50 W/8Ω, et nous ne nous en plaidrons pas.

Calculs :

Les équations (1) et (2) donnent :

pour 40W/8Ω V_0 crête = 25,3 V I_0 crête = 3,16 A

pour 60W/4Ω V_0 crête = 21,9 V I_0 crête = 5,48 A

De ce fait les tensions d'alimentation seront :

± 30,3 V pour 3,16 A

± 26,9 V pour 5,48 A

Avec 15 % de régulation et une tension secteur maximum nous prendrons ± 38,3 V en utilisant l'équation (3).

Le gain minimum de l'équation (4) est :

$A_v \leq 18$

Nous sélectionnerons un gain de 20 qui nous donnera une sensibilité d'entrée de 900 mV.

Impédance d'entrée 100 kΩ.

— Bande passante 20 hz à 20 khz. Les composants qui les déterminent sont :

$R_9 = 5,1 \text{ k}\Omega$;

$\Delta \div Y = 5,1 \text{ k}\Omega$;

$R_1 = 100 \text{ k}\Omega$;

$C_7 = 5 \text{ pF}$;

$R_{13} = 100 \text{ k}\Omega$ et $C_2 = 10 \text{ }\mu\text{F}$.

La tension d'alimentation maximum étant de 80 V il nous faut utiliser des transistors de puissance ayant un VCE de 80 V.

Les BD 350 et 351 de NS sont tout indiqués car ce sont des 160 W, 80 V avec un gain minimum de 40 à 2A et de 20 à 6A. Cela correspond à un gain minimum de 22,5 à 5,5 A (10 crête). Les BD 348, BD 349 sont une paire complémentaire de 80 V de VCE pour un gain minimum de 50 à 250 mA. La combinaison nous garantit le courant I_0 crête (5,5 A) avec les 5 mA fournis par le LM 391.

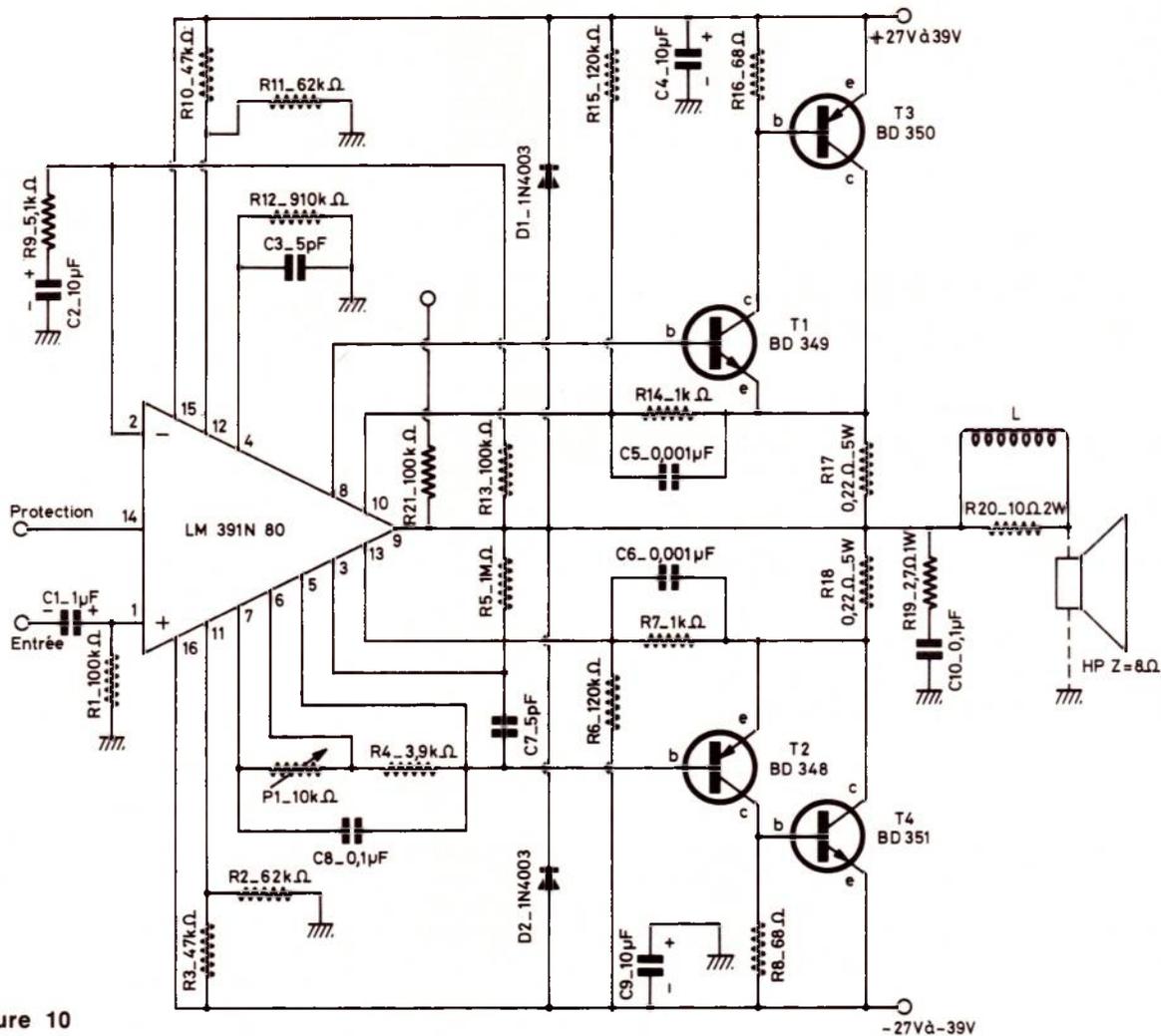


Figure 10

Les caractéristiques des dissipateurs pour les transistors de puissance sont trouvées à l'aide des équations (7), (9) et (10) : on trouve une résistance thermique du

$$\theta_{sa} = 3,9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

radiateur de $3,9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

Pour deux transistors de puissance sur un même radiateur, la résistance thermique de celui-ci sera de $1,9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.

Maintenant utilisons l'équation (8) pour trouver la dissipation des drivers :

$$\text{Soit } \theta_{JA} = 79 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Si on monte les drivers sur un dissipateur, il faut étudier à nouveau la stabilité thermique de l'étage de sortie afin d'avoir des protections optimums. Il nous faut trouver la valeur des résistances d'émetteur de T3 et T4 (R17 — R18) s'est nécessaire pour une bonne protection de l'étage de sortie, on utilisera l'équation (5) pour trouver le dissipateur pour les drivers. Les résultats nous donnent

$$\theta_{sa} = 57 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Cette valeur est plus faible que celle que nous obtenons avec la formule (9), nous devons l'utiliser dans l'équation (10) : soit $\theta_{SA} \leq Y 50 \text{ } ^\circ\text{C-W}$

Nous concluons donc qu'il faut un petit dissipateur pour chaque transistor driver. Pour obtenir un faible taux de distorsion d'intermodulation, nous ajouterons une résistance de $1 \text{ M}\Omega$ (R5) de la broche 3 sur la sortie et une $910 \text{ k}\Omega$ de la borne 4 sur la masse (R12).

Si la sortie est court-circuitée la tension aux bornes des transistors est d'environ 28 V et le courant est de 5 A. Toutefois la puissance moyenne sera de : court-circuit $PD = 1/2 (28) 5 = 70 \text{ Watts}$

Ceci est assez large pour que l'on puisse l'utiliser pour calculer les dissipateurs et les transistors de sortie afin qu'ils supportent la surchauffe quand la sortie est court-circuitée trop longtemps.

Ces calculs sont fastidieux mais nous ont semblés utiles pour le lecteur qui voudra comprendre son schéma ou bien encore y apporter des modifications telles qu'une augmentation de puissance.

Le circuit imprimé

Il est représenté à la figure 11 à l'échelle 1. Le tracé des pistes n'est pas difficile mais il faut faire attention car les pistes sont assez serrées le circuit étant réduit au maximum. Les connecteurs sont au pas de 3,96.

Montage du C.I.

A l'aide de la figure 12 on placera les composants. Les résistances de $0,22\Omega$ seront légèrement écartées du circuit. Les transistors drivers seront fixés par une vis de 3 mm de \varnothing sur le petit dissipateur en n'oubliant pas de déposer un film de graisse silicones entre le boîtier et le métal. N'oubliez pas le strap.

La self sera réalisée en bobinant environ 20 tours de fil émaillé de 0,8 mm de diamètre autour d'une résistance de $10\Omega/2W$ au carbone. Les extrémités seront dévernies en les grattant ou à l'acide puis soudées sur les queues de la résistance.

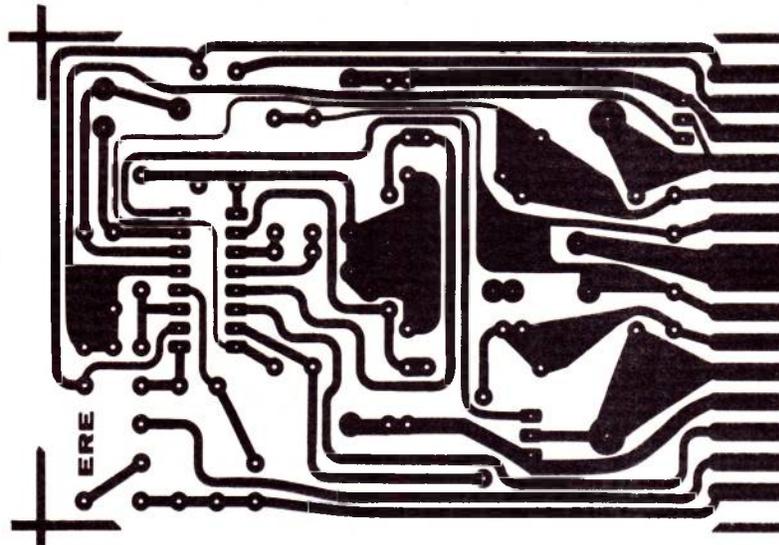


Figure 11

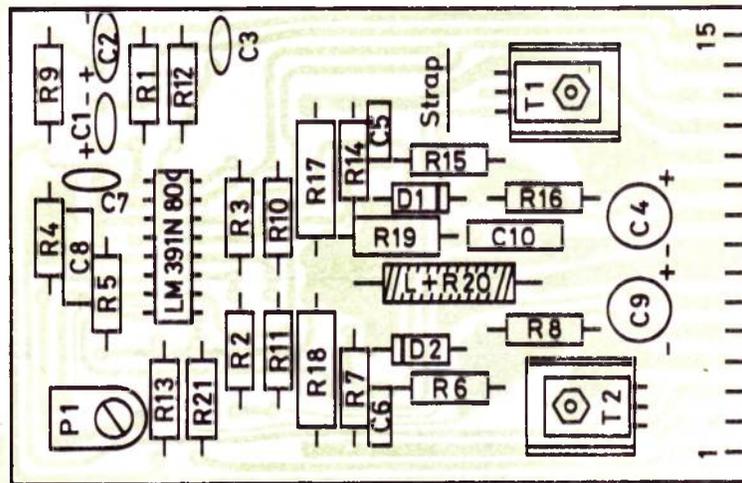
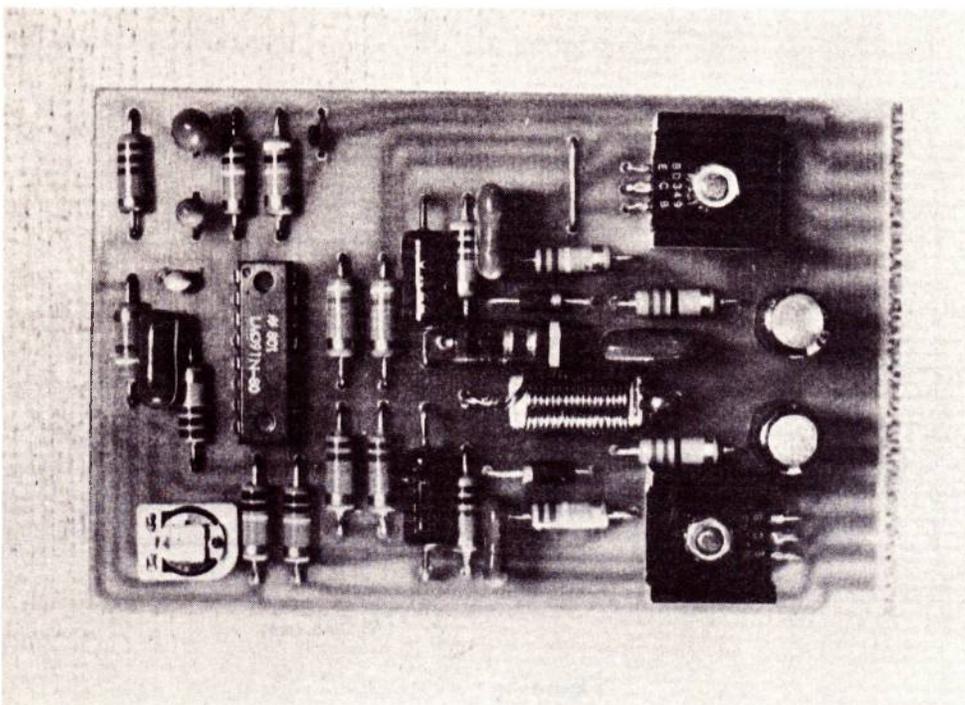
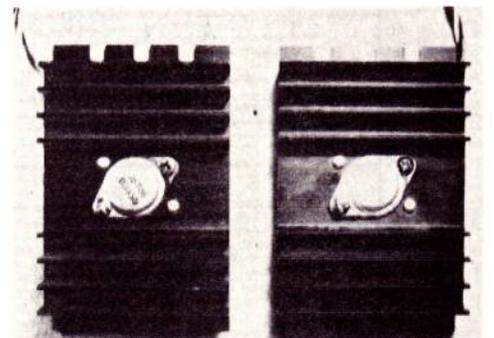


Figure 12



La platine câblée

Vue de la face arrière où sont disposés les transistors de puissance sur leurs dissipateurs.



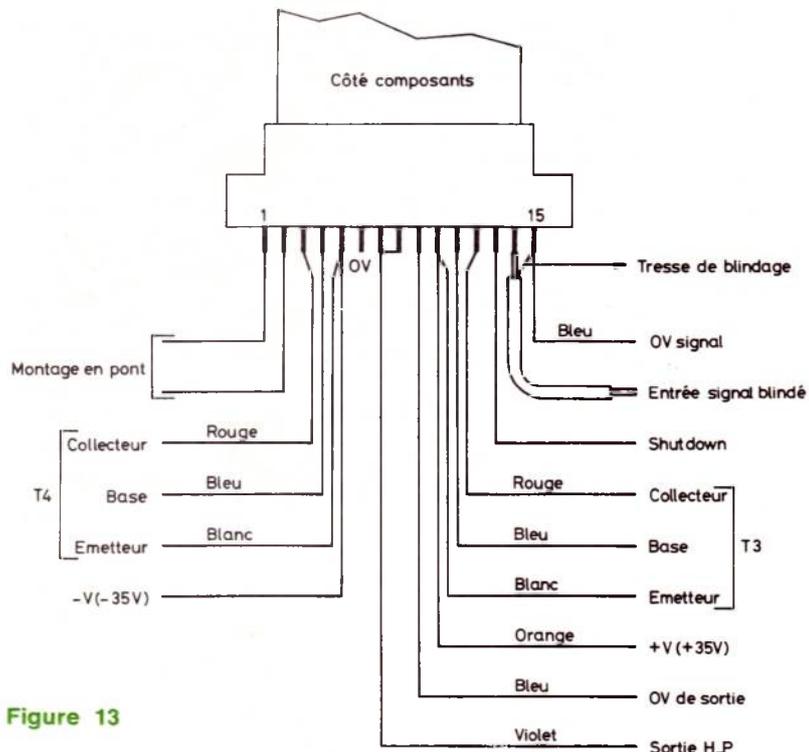


Figure 13

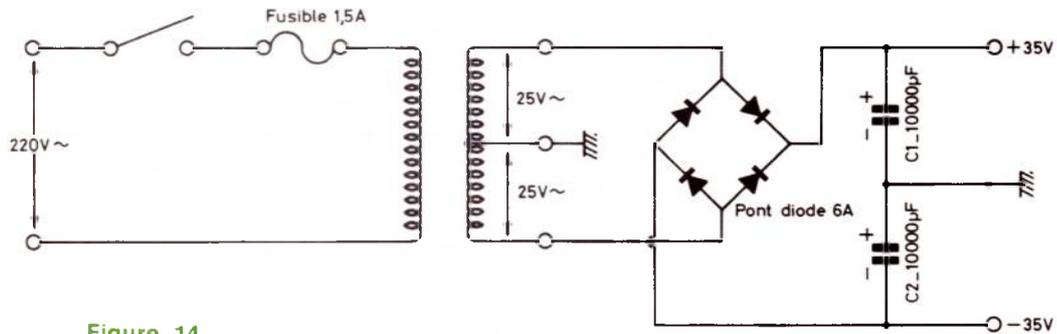


Figure 14

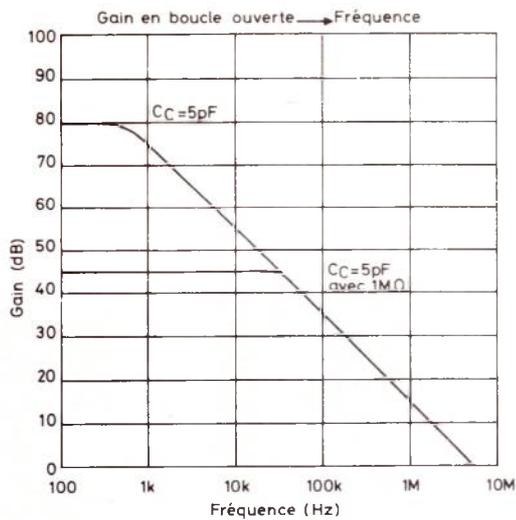


Figure 15

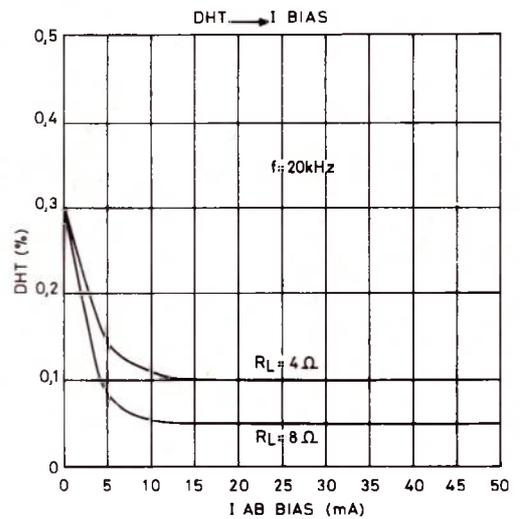


Figure 16

Une fois terminé, le câblage sera contrôlé minutieusement ainsi que les soudures.

Essais du module

La câblage extérieur est réalisable en se référant à la **figure 13**. C'est sur un connecteur simple face au pas de 3,96 que le module sera connecté. Les repères de 1 à 15 faciliteront le travail. On utilisera du fil trois couleurs (blanc-bleu-rouge) pour les transistors de puissance.

Attention, respectez le câblage des masses pour éviter les oscillations.

Pour les essais on pourra se monter une alimentation symétrique comme le représente la **figure 14**. Les éléments serviront ensuite pour la mise en coffret.

Lorsque tout est prêt, on placera le curseur du potentiomètre de 10 k à une position médiane. Connectez une charge résistive de 8Ω de puissance convenable (50 W). Branchez un générateur sur l'entrée, réglé à 1 kHz. Aux bornes de la résistance de charge, on placera la sonde d'un oscilloscope. Mettre sous tension l'alimentation, injectez le signal d'entrée en augmentant l'amplitude progressivement, sur l'écran de l'oscillo doit apparaître le signal de sortie amplifié. On augmente la tension d'entrée jusqu'à l'écrêtage du signal de sortie. Avec la formule suivante on calculera la puissance de l'ampli :

$$\frac{VO \text{ crête}}{2,8} = VO \text{ efficace}$$

puis

$$\frac{VO \text{ efficace}^2}{8} = \text{Puissance max.}$$

On réglera PI jusqu'à obtenir un signal parfait sur l'oscillo. La distorsion en dépend.

Dès la mise sous tension le montage doit fonctionner.

Si on dispose des deux modules il sera possible de vérifier le montage en pont représenté à la **figure 9**.

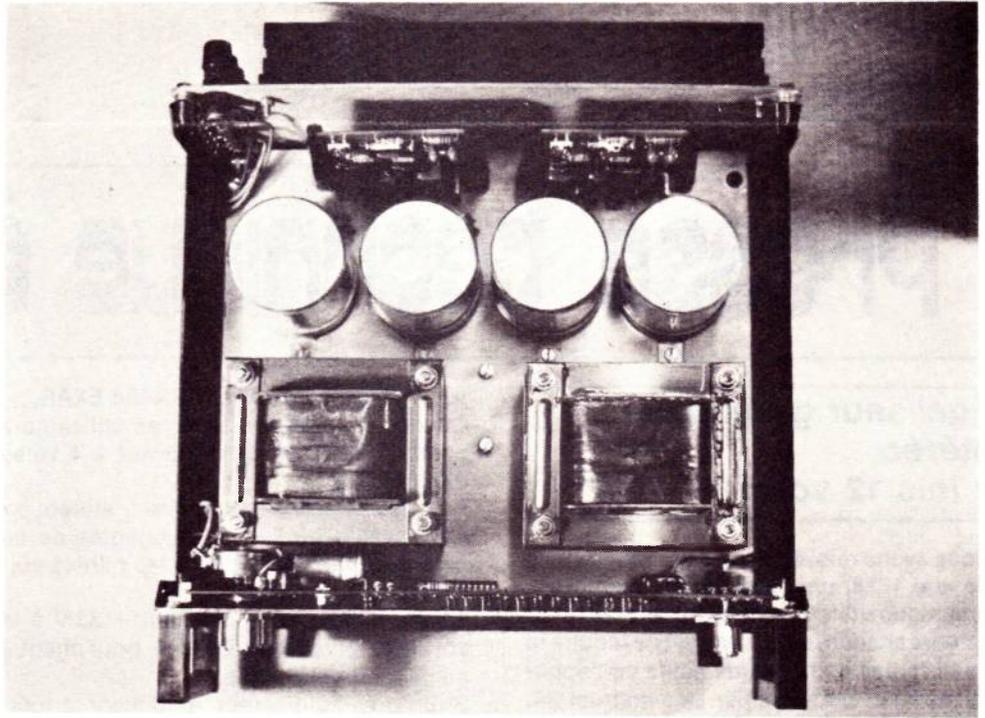
La **figure 15** montre l'effet de CR 5pF sur la bande passante et la courbe 16 celui du réglage de polarisation (bias) sur le taux de distorsion harmonique totale.

Conclusion

Le circuit intégré n'a pas fini de nous étonner, la preuve en est avec le LM 391 qui sera bien à sa place dans les réalisations Haute-Fidélité.

A la fin de cet article nous publierons tous les oscillogrammes des mesures effectuées sur cet amplificateur.

G. K.



Vue de l'intérieur de l'appareil, les cartes supportant les parties électroniques tiennent un minimum de place.

Nomenclature du module

R1, R13, R21 = 100 kΩ 5 % W (carbone ou oxyde métallique)

R2, R11 = 62 kΩ 5 % 0,5 W (carbone ou oxyde métallique)

R3, R10 = 47 kΩ 5 % 0,5 W (carbone ou oxyde métallique)

R4 = 3,9 kΩ 5 % 0,5 W (carbone ou oxyde métallique)

R5 = 1 MΩ 5 % 0,5 W (carbone ou oxyde métallique)

R6, R15 = 120 kΩ 5 % 0,5 W (carbone ou oxyde métallique)

R7, R14 = 1 kΩ 5 % 0,5 W (carbone ou oxyde métallique)

R8, R16 = 68 Ω 5 % 0,5 W (carbone ou oxyde métallique)

R19 = 2,7 Ω 5 % 1 W (carbone)

R20 = 10 Ω 5 % 2 W (carbone)

L = 20 tours de fil émaillé 0,8 mm de diamètre sur R20

R17, R18 = 0,22 Ω 5 % 5 W (bobinées)

C1 = 1 μF/10 V - tantale goutte

C2 = 10 μF/25 V - tantale goutte

C3, C7 = 5 pF/100 V - céramique

C4, C9 = 10 μF/63 V - chimique polarisé

C5, C6 = 1 nF/100 V - céramique ou polyester

C8, C10 = 100 nF/100 V - polyester ou mylar

P1 = 10 kΩ linéaire pour C.I. (Types VA05 H)

D1, D2 = 1 N 4003 ou 1 N 4004

T1 = BD 349 (NS) ou équivalent BD 139, BD 239

T2 = BD 348 (NS) ou équivalent BD 140, BD 240 etc.

T3 = BD 350 (NS) ou équivalent PNP 160 W-80 V (T03)

T4 = BD 351 (NS) ou équivalent NPN 160 W-80 V (T03)

nota : pour T3 on pourra monter un MJ 2955 ou BDX 18

pour T4 on pourra monter un 2 N 3055

I.C. = LM 391-80 (NS)

1 transformateur de 50 Volts à point milieu ou deux secondaires de 25 V, pouvant débiter 5 A.

2 condensateurs de 10 000 μF/50 V

1 pont de redressement de 8 A minimum.

2 dissipateurs de 4,8 °C/W ou 1 de 2,4 °C/W pour boîtier T03.

Presse technique étrangère

Egaliseur graphique stéréo 2 fois 12 voies

Nous avons relevé dans **Radio Electronics de mai 1978**, une description d'égaliseur graphique utilisant des CI à quatre amplificateurs chacun, ce qui permet de réduire le nombre des composants actifs de l'appareil et aussi de simplifier sa construction. En adoptant un nombre élevé de voies par canal stéréophonique, un meilleur recouvrement est obtenu. De plus la courbe de réponse désirée sera atteinte avec plus de précision.

L'auteur de ce montage, **Joe Gorn**, a choisi des circuits intégrés du type RC 4 136 RAYTHEON dont les équivalents sont, les

μ A4136 FAIRCHILD ou XR 4136 EXAR. Chacun contient quatre amplificateurs opérationnels, ce qui équivaut à 4 voies d'égaliseur.

Pour les 24 voies de l'égaliseur stéréo, on aura besoin de 6 circuits intégrés de ce type. L'appareil comprend les parties suivantes :

- 1° une alimentation donnant + 33 V à la sortie du redresseur. Ensuite, pour chaque canal stéréophonique.
- 2° un préamplificateur, amplifiant la totalité du signal à corriger.
- 3° un ensemble de 12 voies à filtres actifs,
- 4° un tableau de commande pour le réglage des courbes de réponse de chaque canal.
- 5° une voie parallèle aux filtres actifs, amplifiant la totalité du signal,
- 6° un amplificateur de sortie,

7° un dispositif de commutation permettant de transmettre le signal, directement à la sortie, sans passer par les filtres actifs. Cet égaliseur peut recevoir des signaux de toutes sortes de sources BF.

Voici ses caractéristiques générales ;

Voir tableau 1

Ces caractéristiques sont valables avec tous les réglages des filtres en position médiane, c'est-à-dire neutre.

Fréquences « centrales » des filtres

On a choisi les fréquences suivantes : 28, 51, 89, 160, 280, 510, 890, 1 600, 2 800, 5 100, 8 900 et 16 000 hertz.

Le rapport d'une fréquence à la précédente est de $51/28 = 1,82$ pour les deux premières fréquences. Cette valeur se retrouve à peu de différence près, pour les autres rapport comme par exemple $5100/2800 = 1,82$, $890/510 = 1,74$ etc.

Remarquons que la première fréquence étant 28 Hz, la cinquième est 280 soit 10 fois la première.

TABLEAU I

| | |
|---------------------------------|------------------------------|
| Réponse en fréquence | 10 Hz à 100 kHz à ± 3 db |
| Commande gain | 10 dB |
| Gain nominal | 0 dB |
| Sortie | 2 V efficaces |
| Rapport signal/bruit | 92 dB |
| Distorsion à 1 kHz | 0,02 % |
| Impédance d'entrée | 50000 à 150000 Ω |
| Impédance de sortie | 600 Ω |
| Tension de surcharge à l'entrée | 8,5 V Efficace |

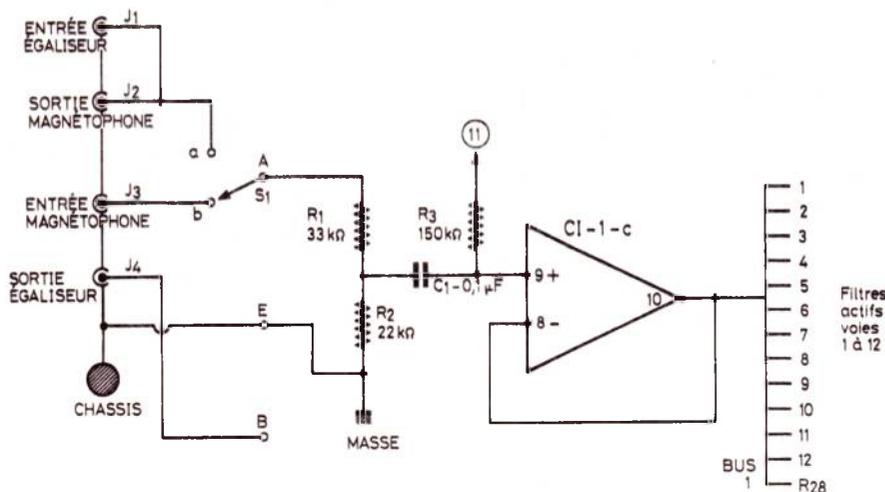


Figure 1

Préamplificateur et entrées

Pour simplifier, on ne reproduira ici que les schémas d'un seul canal, ceux de l'autre canal étant identiques au premier.

A la **figure 1** on donne le schéma de l'entrée, du système de commutation et du préamplificateur de la totalité du signal du canal.

Dans l'emploi de l'égaliseur avec un magnétophone, on dispose de quatre bornes de branchement.

Entrée égaliseur : permet l'application d'un signal BF quelconque.

Sortie magnétophone : se trouve en parallèle avec la borne précédente.

Ces deux bornes sont connectées à l'égaliseur par le commutateur S_1 en position a. Pratiquement on utilise des jacks.

Lorsque S_1 est en position b, l'entrée de l'égaliseur est connectée à la borne J3.

Entrée magnétophone (moniteur)

Le signal BF sera appliqué en même temps à l'égaliseur et à l'entrée du magnétophone J3.

Sortie égaliseur J4. A cette borne on obtiendra le signal de sortie de l'égaliseur, corrigé par celui-ci.

Avec la section c de CI-1, on a réalisé le préamplificateur, le signal à amplifier est appliqué à l'entrée non inverseuse, broche 9, par l'intermédiaire du diviseur de tension R1 — R2 et le condensateur C1 de 8,1 μ F.

La résistance R3 sera connecté à la broche 11 de CI-1 reliée au point V_B à + 16 V par rapport à la masse. Cet appareil est à alimentation simple, dont le schéma sera donné à la fin de cette analyse.

Filtres actifs à T ponté

Ils sont 12, 1 par voie du canal stéréo considéré. Le schéma général du filtre actif est donné à la figure 2.

On a indiqué les valeurs du filtre N° 1 dont la fréquence centrale est 28 Hz. Pour les autres filtres, les valeurs des résistances et des condensateurs peuvent être différentes.

On peut voir que la courbe de réponse de l'étage à filtre actif est déterminée par la boucle de contre-réaction. D'autre part l'influence de la voie sur la courbe de réponse globale est dosée par le potentiomètre R47. Lorsque le curseur est du côté de R35, la courbe présente un creux dans la bande de la voie. Si le curseur est du côté de R50, la courbe présente une bosse. Si le curseur est au milieu de la piste de R50, la courbe est rectiligne et la réponse est linéaire.

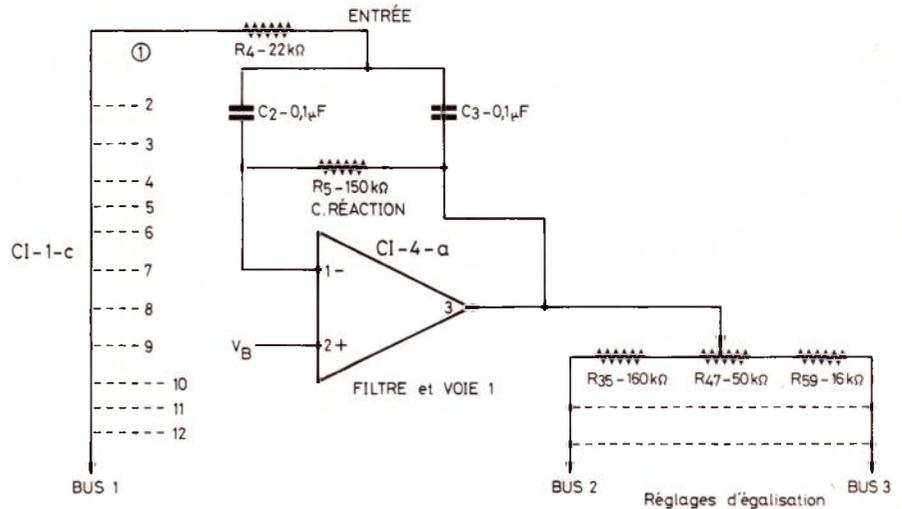


Figure 2

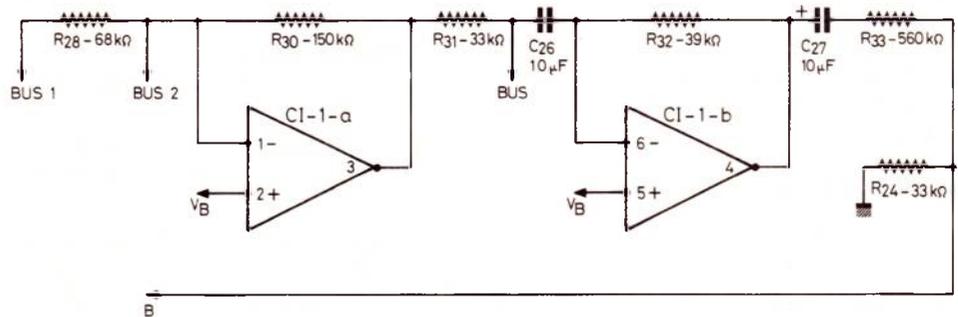


Figure 3

Amplificateur parallèle et amplificateur de sortie

Son schéma est donné à la figure 3.

CI-1 est relié par R28 au BUS 1 et directement au BUS 2. De ce fait, R28 est en parallèle sur les 12 filtres actifs. Cet amplificateur est soumis à une contre-réaction. Il est en parallèle sur les filtres actifs et sur les réglages d'égalisation.

La sortie de CI-1-a est reliée à une prise effectuée sur le diviseur de tension R30-R31 monté entre les BUS 2 et 3. On trouve ensuite CI-1-b qui est le post-amplificateur du signal corrigé.

Sa sortie est au point 4. Le signal est transmis par C27 et R33 à la borne de sortie J4, par le point B.

Alimentation

Son schéma est donné à la figure 4. La partie de gauche, sur le schéma, est classique. Elle comprend un transformateur TA donnant en secondaire, 24 V sous 0,1 A. Ce secondaire est shunté par C202 et attaque un pont de 4 diodes 1N4002.

On obtient à la sortie' au point x, une ten-

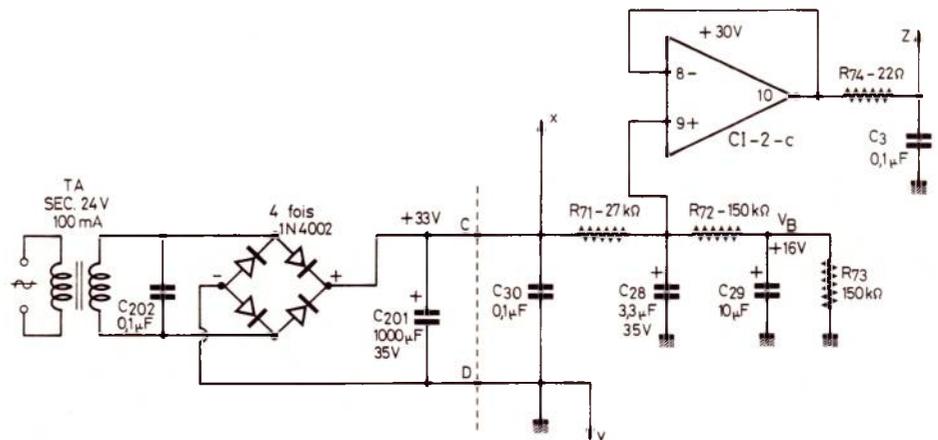


Figure 4

sion continue de + 33 V. Ce point sera relié à la broche 11 des CI-2, CI-4, CI-102 et CI-104.

Une réduction de tension est effectuée par R₇₁. La tension est appliquée à C12-c à l'entrée non inverseuse, point 9. Cet amplificateur de continu donne une tension de + 30 V à la sortie, point Z après filtrage par R₇₄ et C₃.

Le point z sera relié au point 11 de CI-1. D'autre part, après filtrage par R₇₂ et C₂₉ on obtient 16 V au point V_B. Ce sera le point de polarisation des entrées non inverseuses des éléments des CI où l'on a indiqué ce branchement, c'est-à-dire tous les CI utilisés comme filtres actifs (voir **figure 2**) CI-1a, CI-1b (voir **figure 3**).

L'alimentation est chargée à la sortie par R₇₃ de 150 kΩ.

Brochage des CI

Ils sont tous du même type, le 4136. En consultant la **figure 5**, on retrouve les éléments A B C D qui correspondent à ceux des schémas de l'appareil. Chaque élément a deux entrées + et - et une sortie S. Les quatre sont alimentés comme indiqué précédemment, avec le + au point V_s broche 11 et le - ou masse, au point - V_s broche 7 du boîtier du CI, vu le dessus sur la **figure 5**.

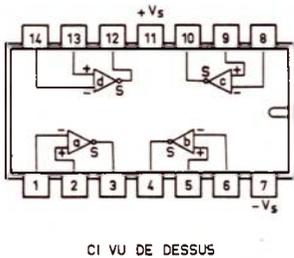


Figure 5

Valeurs des éléments

La plupart des valeurs sont indiquées sur les schémas, mais, en ce qui concerne les filtres actifs, utilisant les circuits intégrés CI-4, CI-3, CI-2 (a, b, c) et CI-1d, soit 12 éléments en tout, les valeurs dépendent des fréquences médianes (ou centrales) On les donne au tableau II sur lequel figurent aussi les valeurs du tableau de commande, dont les éléments R sont montés entre les BUS 2 et 3.

Voir tableau II

Sur ce tableau on retrouve les valeurs du filtre 1 qui est représenté à la **figure 2**.

Pour les voies 2, le tableau donne les valeurs des résistances et des condensateurs homologues R₆, R₇, C₄ et C₅, qui correspondent à R₄, R₅, C₂ et C₄ de la voie 1.

Sur le panneau de commande, R₃₅ à R₄₆ =

TABLEAU II

| Filtre et Bande | Résistances | Résistances | Condensateurs |
|-----------------|--------------------------|--------------------------|---|
| 1 | R ₄ = 22 kΩ | R ₅ = 150 kΩ | C ₂ = C ₄ = 0,1 μF |
| 2 | R ₆ = 12 kΩ | R ₇ = 82 kΩ | C ₄ = C ₅ = 0,1 μF |
| 3 | R ₈ = 6,8 kΩ | R ₉ = 47 kΩ | C ₆ = C ₇ = 0,1 μF |
| 4 | R ₁₀ = 3,9 kΩ | R ₁₁ = 27 kΩ | C ₈ = C ₉ = 0,1 μF |
| 5 | R ₁₂ = 22 kΩ | R ₁₃ = 150 kΩ | C ₁₀ = C ₁₁ = 10 nF |
| 6 | R ₁₄ = 12 kΩ | R ₁₅ = 82 kΩ | C ₁₂ = C ₁₃ = 10 nF |
| 7 | R ₁₆ = 6,8 kΩ | R ₁₇ = 4,7 kΩ | C ₁₄ = C ₁₅ = 10 nF |
| 8 | R ₁₈ = 3,9 kΩ | R ₁₉ = 27 kΩ | C ₁₆ = C ₁₇ = 10 nF |
| 9 | R ₂₀ = 22 kΩ | R ₂₁ = 150 kΩ | C ₁₈ = C ₁₉ = 1 nF |
| 10 | R ₂₂ = 12 kΩ | R ₂₃ = 82 kΩ | C ₂₀ = C ₂₁ = 1 nF |
| 11 | R ₂₄ = 6,8 kΩ | R ₂₅ = 47 kΩ | C ₂₂ = C ₂₃ = 1 nF |
| 12 | R ₂₆ = 3,9 kΩ | R ₂₇ = 27 kΩ | C ₂₄ = C ₂₅ = 1 nF |

160 kΩ, R₄₇ à R₅₈ sont des potentiomètres linéaires de 50 kΩ, R₅₉ à R₇₀ = 16 kΩ, autrement dit les résistances homologues ont les mêmes valeurs dans les 12 voies.

Commutation

Le commutateur S₁, est à deux côtés et deux directions qui ont été désignées par a et b.

A la **figure 6** on donne le branchement de la seconde section de S₁ avec les points A B E les mêmes que ceux de la **figure 1**.

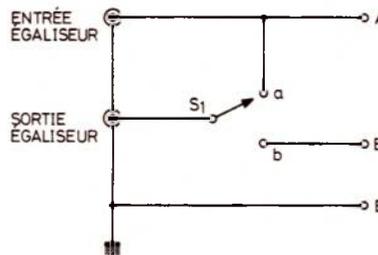


Figure 6

Courbe de réponse

Toutes les voies ont des courbes de réponse de même forme lorsque les potentiomètres de commande sont réglés de la même manière.

A la **figure 7** on donne les courbes de la voie 6, dont la fréquence médiane est 510 Hz et les fréquences limites sont 100 Hz et 2 000 Hz environ. On voit que dans les positions extrêmes des potentiomètres, on obtient à la fréquence médiane (environ 500 Hz) une bosse de presque 10 dB et un creux de 10 dB.

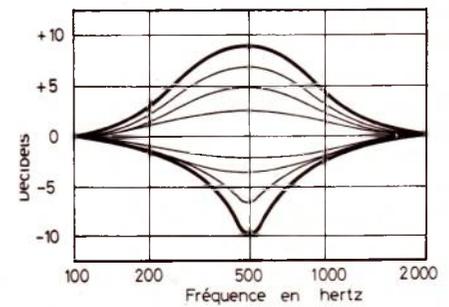


Figure 7

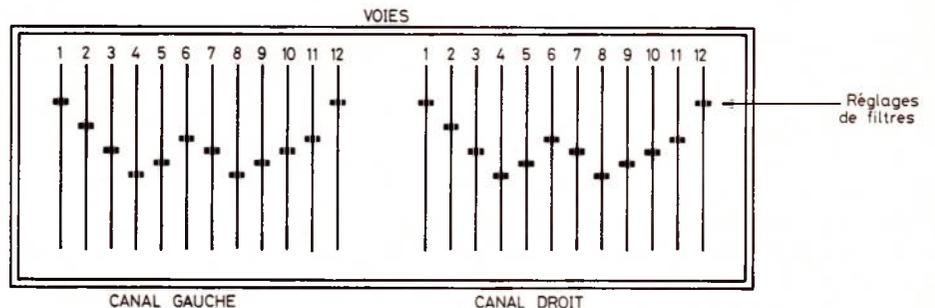


Figure 8

Dans l'article original de J. Gorin, on donne des détails sur le fonctionnement, la mise au point et la construction de l'égaliseur, ainsi que les plans des circuits imprimés. La plupart des résistances sont à tolérance de $\pm 10\%$, ainsi que les capacités mais les composants R et C des filtres, peuvent être à tolérance plus sévère, par exemple $\pm 5\%$.

Tous les potentiomètres de commande des filtres seront évidemment à mouvement rectiligne de curseur et disposés sur le panneau avant de l'appareil (voir **figure 8**). A noter que les CI du type 4130 sont particulièrement aptes aux fonctions indiquées sur les schémas comme amplificateur et comme filtres actifs, avec boucle de contre-réaction stéréophonique mais elle est également utilisable dans un appareil monophonique. La tension de 34 V aux bornes de C₂₀₁ ne doit pas être dépassée. D'autres détails concernant cet égaliseur seront donnés dans un autre article de cette rubrique documentaire.

Gradateur de lumière avec interrupteur par effleurement

Dans la revue, publiée en anglais par **SIE-MENS, COMPONENTS REPORT 5/77** (Vol XII NOV 1977) nous relevons une étude de **Manfred Kern et Günther Strehle** dans laquelle on donne une description complète et détaillée, d'un gradateur de lumière avec interrupteur par effleurement.

Dans ce montage on utilise un circuit intégré S 566 B, deux transistors, un triac, plusieurs diodes, associés à des composants passifs.

Ce genre d'appareil se nomme DIMMER en anglais. Avec une seule touche d'effleurement on peut effectuer la mise en marche, l'arrêt et l'ajustage de l'éclairage plus ou moins intense des lampes.

Le S 566 est en boîtier 8 broches de forme et dimension habituelles, pesant 0,7 grammes.

A la **figure 9** on donne le schéma du DIMMER, proposé par ses deux auteurs. Les valeurs des éléments sont les suivantes :

Résistances :

- R₁ = 1 k Ω 1 W,
- R₂ = 1,5 M Ω ,
- R₃ = 10 k Ω ,
- R₄ = 120 Ω ,
- R₅ = R₆ = 470 k Ω ,
- R₇ = 0,47 M Ω à 4,7 M Ω ,
- R₈ = R₉ = 4,7 M Ω .

Condensateurs :

- C₁ = 0,15 μ F 220 V,
- C₂ = 0,2 μ F 220 V,
- C₃ = 47 μ F 16 V (électrolytique),
- C₄ = C₅ = 47 nF,
- C₆ = 470 pF 220 V,
- C_s = capacité parasite vers la terre,
- C_c = condensateur de compensation de C_s.

Diodes :

- D₁ = BZX 97/C 15 V,
- D₂ = BAY 61.

Transistors :

- Q₁ = BC 238 NPN,
- Q₂ = BC 308 PNP.

Triac :

- TX C03 A60 pour charges jusqu'à 200 W (max.) sans radiateur.
- TX C02 A60 pour charges jusqu'à 400 W

(max.) Monter ce triac sur radiateur dissipateur de chaleur de 10°C/W.

Le fusible doit être de 1 A à temps de réaction moyen par charge de 200 W max, et de 2 A pour charge jusqu'à 400 W max.

Par charge, on entend, dans le cas présent, des lampes à incandescence dont la puissance totale consommée est de 200 W au maximum ou de 400 W au maximum (Exemple : 2 lampes de 200 W). Ces puissances sont calculées pour les conditions de fonctionnement suivantes :

Tension du secteur 220 V 10 %

Fréquence du secteur 50 Hz ou 60 Hz

Tension variable aux bornes de la charge 30 à 220 V eff.

Fonctionnement du DIMMER

Pour la mise en service ou l'arrêt ou le réglage de l'éclairage désiré, on procèdera par effleurement sur la surface sensible. Après un temps d'immunité de 60 à 80 ms, commence le processus de commutation. La surface sensible sera lâchée 60 à 400 ms après le début de l'effleurement. La lampe (ou l'ensemble des lampes) s'allume toujours à la luminosité atteinte, qui a été mémorisée lors de la précédente extinction. Si l'on dépasse la durée indiquée d'effleurement de la surface sensible, le réglage, après une période de reconnaissance de 380 ms à 400 ms, se poursuivra à partir de la valeur de la luminosité préalablement atteinte et dans ce cas, le sens du réglage est inverse de celui observé précédemment.

Le temps d'immunité est inclus dans celui de reconnaissance. Pour le déroulement total, le cycle de réglage est de 7 secondes, le cycle comprend l'obscurité-la clarté-l'obscurité.

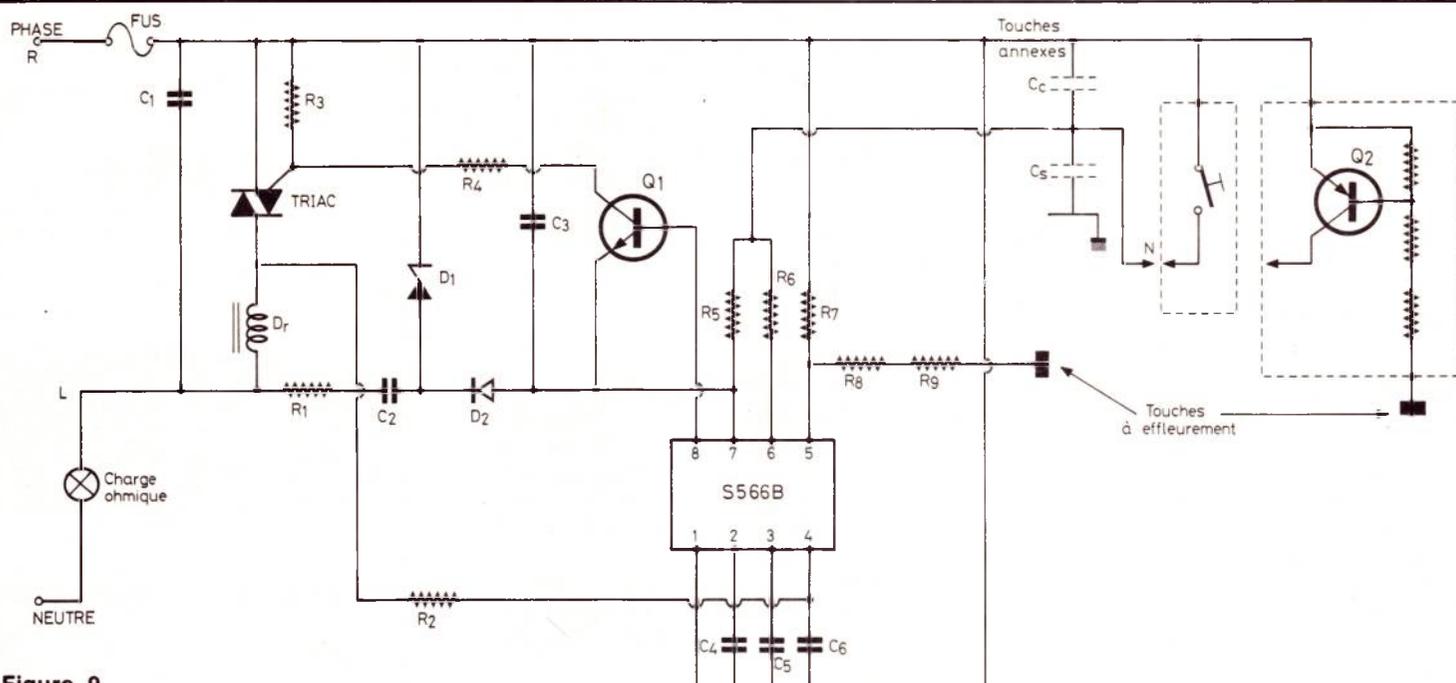


Figure 9

Si la touche n'est pas relâché, les cycles se suivent. La zone de réglage comprend un angle de passage du courant de 30° à 150°. Elle est divisée en 86 pas.

On peut modifier la zone de variation de l'angle de passage par le choix du condensateur C₄ relié à la broche 4 du circuit intégré. Il est également possible d'effectuer les fonctions de commutation et de réglage, à partir de commandes annexes qui sont représentée à droite sur le schéma général de l'appareil.

Il n'y aura aucune priorité entre les commandes par les surfaces d'effleurement et les commandes annexes.

Comme on le voit sur le schéma, la commande annexe peut être un interrupteur mécanique ou un interrupteur électronique du type de celui à transistor Q₂ BC 308, PNP.

Il est permis de monter un nombre illimité de commandes annexes.

Si une coupure de courant se produit, l'état de commutation du CI se maintient pendant une seconde au moins. Si les coupures sont plus longues que 1s, la lampe s'éteint et, à la remise sous tension, l'angle de passage est au maximum, ce qui correspond à un éclairage d'intensité maximum, mais la lampe n'est pas allumée.

Les indications de durées sont données ci-dessus relativement à un réseau de 50 Hz. En cas de réseau à 60 Hz, les valeurs indiquées sont diminuées de 20 %.

Réponse à la commande lorsque l'appareil est branché au secteur

Voici à la **figure 10**, la tension U alternatif (en ordonnées) en fonction de $\omega t = \varphi$ (en abscisses) avec indication de φ minimum, l'angle étant évalué en degrés, de 0 à 180°. φ est l'angle de passage du courant. On a φ min = 30° et φ max. = 150° par exemple.

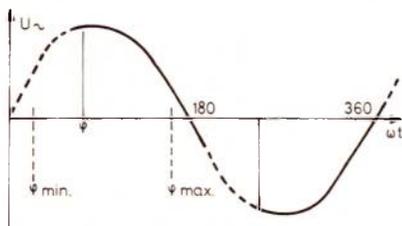


Figure 10

A la **figure 11** on montre les effets des durées des effleurements des touches. On a désigné par S la touche effleurée et par S' la touche non effleurée.

Si le contact est bref comme A, B, de durée 0,4s environ, il a comme effet : il éteint la lampe si elle était allumée (A) ou l'allume à la luminosité à laquelle elle était ajustée précédemment si elle était éteinte (B).

Si le contact est prolongé, comme C et D, l'effet est le suivant :

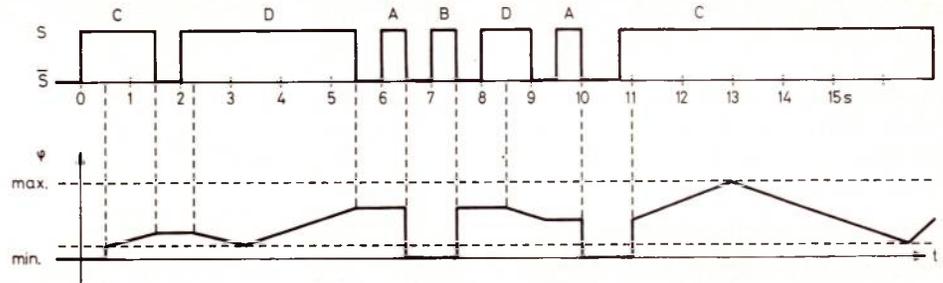


Figure 11

(a) la lampe s'allume si elle était éteinte et fait varier la luminosité en sens inverse du précédent sens (voir C).

(b) la lampe était allumée et l'effleurement prolongé varie sa luminosité (D).

Précautions à prendre

Le choix du triac et celui du bobinage Dr dépendent de la puissance des lampes commandées. On a indiqué plus haut les types des triacs pour p = 200 et 400 W.

En ce qui concerne le bobinage, prendre :

(a) si $P \leq 200$ W

prendre référence B 82603-V-B 10

(b) si $P \leq 400$ W

prendre référence B 82603-V-B11.

Tous les composants mentionnés dans cette étude sont de SIEMENS.

Fonction des composants

Les composants R₁, C₂, D₁, D₂, et C₃ sont utilisés pour l'alimentation du CI, S 566B. Dans ce CI se trouve une base de temps qui reçoit le signal de synchronisation. La base de temps utilise une boucle d'asservissement de phase (PLL) (Phase Locked Loop). La synchronisation est transmise au CI par R₂-C₆ au point 4.

Avec Q₁, R₃ et R₄ on a effectué l'amplification et l'adaptation d'impédance pour la commande du triac. La protection de l'utilisateur est assurée par les résistances R₈ et R₉. L'ajustage de la sensibilité de la touche à effleurer est effectué par le diviseur de tension à résistance R₇, R₈, R₉ la tension étant divisée par,

$$R_7$$

$$R_7 + R_8 + R_9$$

Avec R₅ et R₆ on a assuré la protection contre le branchement inversé des touches annexes. Si on ne désire pas le montage des touches annexes, on supprimera R₅ et R₆. Dans ce cas, relier ensemble les points 6 et 7 du CI.

A la **figure 12**, on montre le branchement des touches annexes en nombre illimité. A noter que le circuit intégré cité est un MOS.

La seule alimentation de l'appareil décrit est celle sur secteur 220 V \pm 10 %.

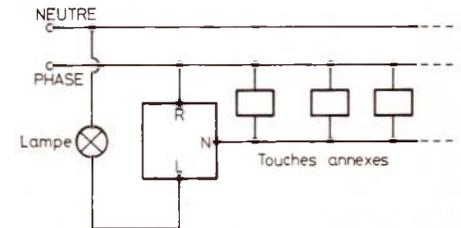


Figure 12

Références :

1° COMPONENTS REPORT nov. 77 SIEMENS N°

2° COMPOSANTS ACTUALITES déc. 77 SIEMENS N°12.

F. Juster

Revendeurs

NE LAISSEZ PAS AUX AUTRES ce marché potentiel que représente la vente des

KITS

NE VENDEZ PAS N'IMPORTE QUOI...

CHOISIR LE N° 1 en toute sécurité

AMTROP®

Importe et distribué en France par :

électronique-promotion

IMPORT - EXPORT

ELP B P 7 • ZI DES FADES 06110 LE CANNET-ROCHEVILLE
☎ 1 931 45 09 30 • Telex PROSUDE 470089 F

Antenne à Paris - 22, rue de la Vega - 75012 Paris
Tél. : 343.03.38 et 307.07.27 - Télex : 211.801

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 N 6408 c) | Si | NPN | 12 | 2 | 60 | 50 | 50 | 250 | B16 | BD 235 | BD 137 |
| 2 N 6409 c) | Si | NPN | 12 | 2 | 80 | 50 | 50 | 250 | B16 | BD 237 | BD 139 |
| 2 N 6410 | Si | NPN | 15 | 4 | 25 | 50 | 45 | 180 | B16 | MJE 200 | KS 6114 |
| 2 N 6411 | Si | PNP | 15 | 4 | 25 | 50 | 40 | 250 | B16 | MJE 210 | BD 362 A |
| 2 N 6412 | Si | NPN | 15 | 4 | 40 | 50 | 40 | 250 | B16 | MJE 220 | MJE 221 |
| 2 N 6413 c) | Si | NPN | 15 | 4 | 60 | 50 | 40 | 250 | B16 | BDX 36 | BDX 35 |
| 2 N 6414 c) | Si | PNP | 15 | 4 | 40 | 50 | 40 | 250 | B16 | MJE 230 | MJE 231 |
| 2 N 6415 c) | Si | PNP | 15 | 4 | 60 | 50 | 40 | 250 | B16 | MJE 233 | MJE 234 |
| 2 N 6416 | Si | NPN | 15 | 3 | 80 | 40 | 40 | 250 | B16 | BDX 37 | MJE 240 |
| 2 N 6417 | Si | NPN | 15 | 3 | 100 | 40 | 40 | 250 | B16 | MJE 243 | MJE 244 |
| 2 N 6418 c) | Si | PNP | 15 | 3 | 80 | 40 | 40 | 250 | B16 | MJE 250 | MJE 251 |
| 2 N 6419 c) | Si | PNP | 15 | 3 | 100 | 40 | 40 | 250 | B16 | MJE 253 | MJE 254 |
| 2 N 6420 | Si | PNP | 35 | 1 | 175 | 10 | 40 | 200 | T066 | MJE 3583 | RCA 1 E 03 |
| 2 N 6421 | Si | PNP | 35 | 2 | 250 | 10 | 8 | 80 | T066 | MJE 3584 | BUX 66 A |
| 2 N 6422 | Si | PNP | 35 | 2 | 300 | 10 | 8 | 80 | T066 | MJE 3585 | BUX 66 B |
| 2 N 6423 | Si | PNP | 35 | 2 | 300 | 15 | 10 | 100 | T066 | MJ 4240 | BUX 66 B |
| 2 N 6424 | Si | PNP | 20 | 0,250 | 225 | 10 | 40 | 200 | T066 | MJ 3738 | JAN 2 N 6211 |
| 2 N 6425 | Si | PNP | 20 | 0,250 | 300 | 10 | 40 | 200 | T066 | MJ 3739 | JAN 2 N 6212 |
| 2 N 6426 4) | Si | NPN | 0,625 | 0,500 | 40 | 130 | 10K | 100K | T092 | 2 N 6427 | 2 SCI 280 AS |
| 2 N 6427 4) | Si | NPN | 0,625 | 0,500 | 40 | 150 | 20K | 200K | T092 | 2 N 6426 | 2 SCI 280 AS |
| 2 N 6436 | Si | PNP | 200 | 25 | 80 | 40 | 10 | 20 | T03 | 2 N 5884 | 2 N 6330 |
| 2 N 6437 | Si | PNP | 200 | 25 | 100 | 40 | 10 | 20 | T03 | JAN 2 N 6437 | JAN 2 N 6438 |
| 2 N 6438 | Si | PNP | 200 | 25 | 120 | 40 | 10 | 20 | T03 | | 2 N 6437 |
| 2 N 6439 | Si | NPN | 140 | | 33 | 160 | | | W55 | | MRF 306 |
| 2 N 6441 d) | Si | NPN | 0,550 | 0,010 | 45 | 160 | 60 | | T078 | 2 N 6443 | 2 N 6445 |
| 2 N 6442 d) | Si | NPN | 0,550 | 0,010 | 45 | 160 | 120 | | T078 | 2 N 6444 | 2 N 6446 |
| 2 N 6443 d) | Si | NPN | 0,550 | 0,010 | 45 | 160 | 60 | | T078 | 2 N 6445 | 2 N 6447 |
| 2 N 6444 d) | Si | NPN | 0,550 | 0,010 | 45 | 160 | 120 | | T078 | 2 N 6446 | 2 N 6448 |
| 2 N 6445 d) | Si | NPN | 0,550 | 0,010 | 45 | 160 | 60 | | T078 | 2 N 6447 | 2 N 6441 |
| 2 N 6446 d) | Si | NPN | 0,550 | 0,010 | 45 | 160 | 120 | | T078 | 2 N 6448 | 2 N 6442 |
| 2 N 6447 d) | Si | NPN | 0,550 | 0,010 | 45 | 160 | 60 | | T078 | 2 N 6441 | 2 N 6443 |
| 2 N 6448 d) | Si | NPN | 0,550 | 0,010 | 45 | 160 | 120 | | T078 | 2 N 6442 | 2 N 6444 |
| 2 N 6449 3) | Si | CaIn | 0,800 | 0,010 (Ig) 30 (Vds) | | | $\frac{gfs}{0,5}$ | $\frac{(mhos)}{3}$ | T039 | 2 N 6450 | A 5 T 6449 |

c) complémentaire du groupe précédent 3) transistor FET 4) transistors DARLINGTON d) transistors doubles

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

| TYPE | Nature | Polarité | Pc (W) | Ic (A) | Vce max. (V) | F max. (MHz) | Gain | | Type de boîtier | Équivalences | |
|------------------------|--------|----------|--------|---|--------------|--------------|------------|-------------|-----------------|-------------------|---------------|
| | | | | | | | min. | max. | | La plus approchée | Approximative |
| 2 N 6450 ³⁾ | Si | CaIN | 0,800 | 0,010 (I _g) 30 (V _{ds}) | | | gfs 0.5 | (mhos) 3 | T039 | 2 N 6449 | A 5 T 6450 |
| 2 N 6451 | Si | CaIN | 0,360 | 0,010 (I _g) 10 (V _{ds}) | | | 15 | 30 | T072 | 2 N 6452 | BF 353 |
| 2 N 6452 | Si | CaIN | 0,360 | 0,010 (I _g) 10 (V _{ds}) | | | 15 | 30 | T072 | 2 N 6451 | BF 353 |
| 2 N 6453 | Si | CaIN | 0,360 | 0,010 (I _g) 10 (V _{ds}) | | | 20 | 40 | T072 | 2 N 6454 | BF 351 |
| 2 N 6454 | Si | CaIN | 0,360 | 0,010 (I _g) 10 (V _{ds}) | | | 20 | 40 | T072 | 2 N 6453 | BF 351 |
| 2 N 6455 | Si | NPN | 60 | 7 | 25 | 75 | 10 | 80 | T111 | 2 N 6458 | 2 N 6456 |
| 2 N 6456 | Si | NPN | 75 | 12 | 25 | 60 | 10 | 80 | T111 | | 2 N 6459 |
| 2 N 6457 | Si | NPN | 140 | 20 | 25 | 50 | 10 | 80 | T109 | | 2 N 6460 |
| 2 N 6458 | Si | NPN | 75 | 7 | 25 | 75 | 10 | 80 | W52 | 2 N 6455 | 2 N 6456 |
| 2 N 6459 | Si | NPN | 120 | 12 | 25 | 60 | 10 | 80 | W52 | | 2 N 6456 |
| 2 N 6460 | Si | NPN | 140 | 20 | 25 | 50 | 10 | 80 | W52 | | 2 N 6457 |
| 2 N 6461 | Si | NPN | 1 | 0,100 | 300 | 200 | 30 | 120 | T039 | 2 N 6462 | BF 259 |
| 2 N 6462 | Si | NPN | 1 | 0,100 | 300 | 200 | 100 | 300 | T039 | 2 N 6461 | BF 259 |
| 2 N 6463 | Si | NPN | 1 | 0,100 | 250 | 200 | 30 | 120 | T039 | 2 N 6464 | BF 258 |
| 2 N 6464 | Si | NPN | 1 | 0,100 | 250 | 200 | 100 | 300 | T039 | 2 N 6463 | BF 258 |
| 2 N 6465 | Si | NPN | 23 | 4 | 110 | 5 | 15 | 150 | T066 | 2 N 6473 | 2 N 6500 |
| 2 N 6466 | Si | NPN | 23 | 4 | 130 | 5 | 15 | 150 | T066 | 2 N 6474 | BDY 79 |
| 2 N 6467 ^{c)} | Si | PNP | 23 | 4 | 110 | 5 | 15 | 150 | T066 | 2 N 6475 | BD 592 |
| 2 N 6468 ^{c)} | Si | PNP | 23 | 4 | 130 | 5 | 15 | 150 | T066 | 2 N 6476 | |
| 2 N 6469 | Si | PNP | 71 | 15 | 50 | 10 | 20 | 150 | T03 | TIP 2955 | BDW 52 A |
| 2 N 6470 | Si | NPN | 71 | 15 | 50 | 5 | 20 | 150 | T03 | 2 N 6371 | SDT 9802 |
| 2 N 6471 | Si | NPN | 71 | 15 | 70 | 5 | 20 | 150 | T03 | 2 N 5971 | 2 N 5970 |
| 2 N 6472 | Si | NPN | 71 | 15 | 90 | 5 | 20 | 150 | T03 | 2 N 5972 | 2 N 5970 |
| 2 N 6473 | Si | NPN | 16 | 4 | 110 | 4 | 15 | 150 | T0220 | 2 N 6465 | 2 N 6500 |
| 2 N 6474 | Si | NPN | 16 | 4 | 130 | 4 | 15 | 150 | T0220 | 2 N 6466 | BDY 79 |
| 2 N 6475 | Si | PNP | 16 | 4 | 110 | 10 | 15 | 150 | T0220 | 2 N 6467 | BD 792 |
| 2 N 6476 | Si | PNP | 16 | 4 | 130 | 10 | 15 | 150 | T0220 | 2 N 6468 | |
| 2 N 6477 | Si | NPN | 20 | 2,5 | 140 | | 25 | 150 | T0220 | RCA 3441 | 2 SD 578 |
| 2 N 6478 | Si | NPN | 20 | 2,5 | 160 | | 25 | 150 | T0220 | 2 SD 477 | 2 SD 578 A |
| 2 N 6479 | Si | NPN | 50 | 12 | 60 | 100 | 20 | 300 | W41 | 2 N 6481 | 2 N 3264 |
| 2 N 6480 | Si | NPN | 50 | 12 | 80 | 100 | 20 | 300 | W41 | 2 N 6482 | 2 N 3263 |
| 2 N 6481 | Si | NPN | 67 | 12 | 60 | 100 | 20 | 300 | W41 | 2 N 6479 | 2 N 3264 |
| 2 N 6482 | Si | NPN | 67 | 12 | 80 | 100 | 20 | 300 | W41 | 2 N 6480 | 2 N 3263 |

3) transistor FET c) complémentaires des 2 précédents

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

| TYPE | Nature | Polarité | Pc (W) | Ic (A) | Vce max. (V) | F max. (MHz) | Gain | | Type de boîtier | Équivalences | |
|--------------|--------|----------|--------|--------|--------------|--------------|----------|-------------|-----------------|-------------------|---------------|
| | | | | | | | min. | max. | | La plus approchée | Approximative |
| 2 N 6483 3d) | Si | CaIN | 0,250 | | 20 (Vds) | | gfs 1 | (mhos) 4 | T071 | 2 N 6484 | 2 N 5561 |
| 2 N 6484 3d) | Si | CaIN | 0,250 | | 20 (Vds) | | 1 | 4 | T071 | 2 N 6485 | 2 N 5562 |
| 2 N 6485 3d) | Si | CaIN | 0,250 | | 20 (Vds) | | 1 | 4 | T071 | 2 N 6483 | 2 N 5563 |
| 2 N 6486 | Si | NPN | 30 | 15 | 50 | 5 | 20 | 150 | T0220 | 2 N 6371 | 2 N 3667 |
| 2 N 6487 | Si | NPN | 30 | 15 | 70 | 5 | 20 | 150 | T0220 | BD 545 B | 2 N 3055 |
| 2 N 6488 | Si | NPN | 30 | 15 | 90 | 5 | 20 | 150 | T0220 | RCA 1801 | BD 545 B |
| 2 N 6489 c) | Si | PNP | 30 | 15 | 50 | 5 | 20 | 150 | T0220 | BD 546 A | BD 546 |
| 2 N 6490 c) | Si | PNP | 30 | 15 | 70 | 5 | 20 | 150 | T0220 | BD 546 B | BD 316 |
| 2 N 6491 c) | Si | PNP | 30 | 15 | 90 | 5 | 20 | 150 | T0220 | BD 546 C | BD 318 |
| 2 N 6495 | Si | NPN | 70 | 10 | 80 | 25 | 10 | 60 | T066 | 2 N 2813 | 2 N 2814 |
| 2 N 6496 | Si | NPN | 80 | 15 | 130 | 60 | 12 | 100 | T03 | 2 SD 287 A | 2 N 6354 |
| 2 N 6497 | Si | NPN | 80 | 5 | 250 | 5 | 10 | 75 | B23 | MJE 51 | BU 126 A |
| 2 N 6498 | Si | NPN | 80 | 5 | 300 | 5 | 10 | 75 | B23 | MJE 52 | 2 N 6542 |
| 2 N 6499 | Si | NPN | 80 | 5 | 350 | 5 | 10 | 75 | B23 | MJE 53 | MJ 424 |
| 2 N 6500 | Si | NPN | 20 | 4 | 110 | 60 | 15 | 60 | T066 | 2 N 6465 | 2 N 6473 |
| 2 N 6502 | Si | NPN | 0,600 | 1 | 40 | 250 | 10 | | R131 | 2 N 5845 A | TIS 136 |
| 2 N 6503 | Si | NPN | 0,350 | 1 | 40 | 250 | 10 | | X22 | 2 N 4408 | MD 2219 AF |
| 2 N 6510 | Si | NPN | 120 | 7 | 200 | 3 | 10 | 50 | T03 | BUX 18 | RCA 410 |
| 2 N 6511 | Si | NPN | 120 | 7 | 250 | 3 | 10 | 50 | T03 | 2 N 6306 | RCS 579 |
| 2 N 6512 | Si | NPN | 120 | 7 | 300 | 3 | 10 | 50 | T03 | 2 N 6307 | RCA 411 |
| 2 N 6513 | Si | NPN | 120 | 7 | 350 | 3 | 10 | 50 | T03 | 2 N 6308 | BUX 18 B |
| 2 N 6514 | Si | NPN | 120 | 7 | 300 | 3 | 10 | 50 | T03 | 2 N 6344 | MJ 7160 |
| 2 N 6515 | Si | NPN | 0,625 | 0,500 | 250 | 40 | 35 | | T092 | BF 298 | A 5 T 6463 |
| 2 N 6516 | Si | NPN | 0,625 | 0,500 | 300 | 40 | 30 | | T092 | MPSA 42 | BF 299 |
| 2 N 6517 | Si | NPN | 0,625 | 0,500 | 350 | 40 | 20 | | T092 | TRS 350 | UPT 015 |
| 2 N 6518 c) | Si | PNP | 0,625 | 0,500 | 250 | 40 | 35 | | T092 | BF 416 | BF 423 |
| 2 N 6519 c) | Si | PNP | 0,625 | 0,500 | 300 | 40 | 30 | | T092 | BF 418 | MPSA 92 |
| 2 N 6520 c) | Si | PNP | 0,625 | 0,500 | 350 | 40 | 20 | | T092 | MJ 4648 | BFT 19 B |
| 2 N 6521 4) | Si | PNP | 2 | 1 | 40 | 175 | 10K | 25K | R176 | 2 N 6522 | BD 466 B |
| 2 N 6522 4) | Si | PNP | 2 | 1 | 40 | 175 | 20K | 50K | R176 | 2 N 6521 | BD 466 B |
| 2 N 6523 | Si | NPN | 5 | 0,600 | 40 | | 15 | | W24 | 2 N 6526 | 2 N 6527 |
| 2 N 6524 | Si | NPN | 10 | 1,2 | 40 | | 15 | | W24 | 2 N 6528 | |
| 2 N 6525 | Si | NPN | 20 | 2,5 | 40 | | 15 | | W24 | 2 N 6529 | |

3d) transistors FET doubles — 4) transistors DARLINGTON c) complémentaires des groupes précédents

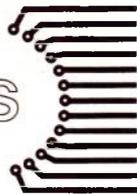
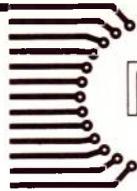
TRANSISTORS

- 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

| 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 approché | Approximative |
| 2 N 6526 | Si | NPN | 3,9 | 0,500 | 50 | | 15 | | W24 | | 2 N 6523 |
| 2 N 6527 | Si | NPN | 5 | 1 | 50 | | 15 | | W24 | | 2 N 6523 |
| 2 N 6528 | Si | NPN | 10 | 1,2 | 50 | | 15 | | W24 | | 2 N 6524 |
| 2 N 6529 | Si | NPN | 20 | 2,5 | 50 | | 15 | | W24 | | 2 N 6525 |
| 2 N 6530 4) | Si | NPN | 26 | 8 | 80 (Vcb) 20 | | 100 | 5K | T0220 | 2 N 6534 | RCA 121 |
| 2 N 6531 4) | Si | NPN | 26 | 8 | 100 (Vcb)20 | | 100 | 5K | T0220 | 2 N 6532 | 2 N 6535 |
| 2 N 6532 4) | Si | NPN | 26 | 8 | 100 (Vcb)20 | | 100 | 5K | T0220 | 2 N 6531 | 2 N 6536 |
| 2 N 6533 4) | Si | NPN | 26 | 8 | 120 (Vcb)20 | | 100 | 5K | T0220 | 2 N 6537 | 2 SCI 884 H |
| 2 N 6534 4) | Si | NPN | 14 | 8 | 80 (Vcb) 20 | | 100 | 5K | T066 | 2 N 6530 | RCA 121 |
| 2 N 6535 4) | Si | NPN | 14 | 8 | 100 (Vcb)20 | | 100 | 5K | T066 | 2 N 6536 | 2 N 6531 |
| 2 N 6536 4) | Si | NPN | 14 | 8 | 100 (Vcb)20 | | 100 | 5K | T066 | 2 N 6535 | 2 N 6532 |
| 2 N 6537 4) | Si | NPN | 14 | 8 | 120 (Vcb)20 | | 100 | 5K | T066 | 2 N 6533 | 2 SCI 884 H |
| 2 N 6538 | Si | NPN | 0,625 | 0,200 | 40 | 200 | 100 | | T092 | 2 N 6539 | TIS 94 |
| 2 N 6539 | Si | NPN | 0,625 | 0,200 | 40 | 200 | 250 | | T092 | 2 N 6538 | TIS 94 |
| 2 N 6540 | Si | NPN | 0,625 | 0,200 | 60 | 200 | 100 | | T092 | 2 N 6541 | TIS 95 |
| 2 N 6541 | Si | NPN | 0,625 | 0,200 | 65 | 200 | 60 | | T092 | 2 N 6540 | TIS 96 |
| 2 N 6542 | Si | NPN | 100 | 5 | 300 | 6 | 7 | 35 | T03 | MJ 411 | BUX 16 B |
| 2 N 6543 | Si | NPN | 100 | 5 | 400 | 6 | 7 | 35 | T03 | MJ 425 | 2 SD 273 |
| 2 N 6544 | Si | NPN | 125 | 8 | 300 | 6 | 7 | 35 | T03 | 2 N 6307 | 2 N 6575 |
| 2 N 6545 | Si | NPN | 125 | 8 | 400 | 6 | 7 | 35 | T03 | 2 N 6580 | 2 N 6583 |
| 2 N 6546 | Si | NPN | 175 | 15 | 300 | 6 | 6 | 30 | T03 | MJ 7260 | 2 SC 1141 |
| 2 N 6547 | Si | NPN | 175 | 15 | 400 | 6 | 6 | 30 | T03 | MJ 7261 | 2 SD 311 |
| 2 N 6548 4) | Si | NPN | 2 | 2 | 40 | 100 | 15K | 150K | T0202 | 2 N 6549 | 92 PU 45 |
| 2 N 6549 4) | Si | NPN | 2 | 2 | 40 | 100 | 25K | 150K | T0202 | 2 N 6548 | 92 PU 45 |
| 2 N 6550 | Si | CaIn | 0,400 | | 10 (Vds) | | $\frac{g_{1e}}{25}$ | $\frac{(mhos)}{150}$ | T046 | ESM 4446 | 2 N 4466 |
| 2 N 6551 | Si | NPN | 2 | 1 | 60 | 75 | 80 | 250 | T0202 | MJE 29 A | BC 342 |
| 2 N 6552 | Si | NPN | 2 | 1 | 80 | 75 | 80 | 250 | T0202 | MJE 29 B | BC 344 |
| 2 N 6553 | Si | NPN | 2 | 1 | 100 | 75 | 80 | 250 | T0202 | MJE 29 C | 2 N 2201 |
| 2 N 6554 | Si | PNP | 2 | 1 | 60 | 75 | 80 | 300 | T0202 | MJE 30 A | BC 343 |
| 2 N 6555 | Si | PNP | 2 | 1 | 80 | 75 | 80 | 300 | T0202 | MJE 30 B | BC 345 |
| 2 N 6556 | Si | PNP | 2 | 1 | 100 | 75 | 80 | 300 | T0202 | MJE 30 C | BD 240 C |
| 2 N 6557 | Si | NPN | 2 | 0,500 | 250 | 45 | 40 | 180 | T0202 | BD 127 | MSP 25 |
| 2 N 6558 | Si | NPN | 2 | 0,500 | 300 | 45 | 40 | 180 | T0202 | BD 128 | MSP 30 |

4) transistors DARLINGTON



COMMUTATEUR 10 CANAUX pour signaux logiques

Le commutateur électronique décrit dans les lignes qui suivent, est proposé à nos lecteurs en deux versions. La première, conçue pour les oscilloscopes à une seule trace, leur donne la possibilité d'afficher, simultanément, de deux à cinq signaux logiques. La description de ce modèle se poursuivra jusqu'à la réalisation du circuit imprimé, et à la mise au point ; par contre, nous laissons à chacun le soin de concevoir la partie mécanique.

La deuxième version, n'est qu'une extension à 10 canaux, de l'appareil précédent. Associée à un oscilloscope bicourbe, elle autorise l'affichage simultané de quatre à dix signaux logiques. Nous le décrivons en détail, jusqu'aux ultimes finitions du coffret et de sa façade.

- visualisation simultanée de 4 à 10 canaux sur oscilloscope bicourbe.
- entrées acceptant indifféremment des signaux TTL ou C. MOS
- Séparation automatique des traces
- Version 2 à 5 canaux pour oscilloscope monocourbe.



I. Un commutateur logique : pour quoi faire ?

Affirmer une fois de plus le succès des circuits intégrés logiques, auprès des électroniciens amateurs, ne serait que l'énoncé d'un truisme élémentaire : il suffit, pour s'en convaincre, de feuilleter les pages des revues consacrées aux réalisations.

La description du fonctionnement d'un tel circuit, s'accommode particulièrement bien de l'emploi des tables de vérité. A ces dernières, on peut associer une analyse graphique, qui lui est strictement équivalente. La **figure 1**, relative à une classique décade de type 7490 utilisée en comptage décimal, en est une illustration : au tableau (a), correspond le graphique (b), où chaque signal transite les niveaux 0 et 1.

Ce graphique, on pourrait directement l'observer sur l'écran d'un oscilloscope à cinq canaux, dont l'un recevrait les impulsions de commande (première ligne), et dont les quatre autres seraient reliés aux quatre sorties A, B, C et D. Un tel affichage fournit donc, sous forme aisément lisible, la visualisation de la table de vérité correspondant au fonctionnement parfait de la décade.

Mais l'affichage oscilloscopique prend tout son intérêt, lors d'une anomalie dans le déroulement normal de la séquence. Seul, en effet, il permet alors de déceler commodément, et quasi instantanément, le mécanisme détaillé du « cafouillage » globalement constaté sur le montage à l'étude. On conçoit alors l'utilité d'un commutateur autorisant l'examen de cinq, ou mieux encore, de dix traces.

II. Notre cahier des charges.

Tout cahier des charges doit constituer un compromis entre les besoins, qui peuvent ne connaître aucune limite, et les possibilités de fabrication et d'exploitation, tributaires de la technique. Nous nous sommes attachés principalement aux points suivants :

- nombre de voies du commutateur
- niveaux d'entrée acceptés

| Rang de l'impulsion | D | C | B | A |
|---------------------|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 6 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 7 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 8 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 9 | 1 | 0 | 0 | 1 |

(a)

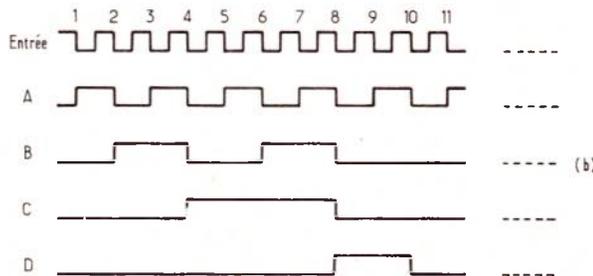


Figure 1

- commodité d'utilisation, grâce à un minimum de réglages
- choix de la bande passante
- facilité de construction et de mise au point.

Il serait souhaitable de disposer d'un très grand nombre de canaux ; la technique de découpage le permet très aisément, mais les limitations apparaissent au niveau du tube cathodique de l'oscilloscope. La première découle de l'encombrement : sur un tube de taille raisonnable, par exemple 10 cm de hauteur, l'affichage de 10 traces suffisamment séparées les unes des autres ne laisse guère que 5 mm pour chacune. Il nous a semblé que, pour la lisibilité, cette limite ne saurait être franchie.

Toujours sur l'écran, le découpage d'un balayage en n traces, divise par n la luminosité de chacune d'elles (en négligeant la durée des transitoires de commutation). Là encore, l'expérience nous a conduit à une limitation de l'ordre de 10 canaux, sur un oscilloscope pourtant lumineux.

Le problème des niveaux d'entrée, tient à l'existence des circuits C.MOS. Alors que les sorties TTL évoluent dans une fourchette inférieure à 4 volts, on peut, sur des C.MOS, rencontrer des excursions de 10 à 15 volts, en lancées positives ou négatives. Ceci nous a conduit à concevoir les portes du commutateur à partir de transistors discrets, fort accommodant sur ce point.

Le commutateur est un appareil de service. Sa manipulation ne doit donc pas s'accompagner d'un nombre tel de réglages (sensibilité, séparation des traces, etc...) qu'on hésite à y recourir. En fait, nous avons réussi à limiter les commandes au commutateur du nombre de voies, et au réglage de la vitesse de découpage, qui ne sera d'ailleurs que rarement retouchée.

La notion de « bande passante » s'applique mal à un commutateur logique, qui ne traite que des signaux en forme de crêteaux. Ce sont plutôt les temps de montée et de descente qui interviennent, lorsqu'on veut s'intéresser à des phénomènes rapides. Nous avons pensé que l'appareil devrait montrer, sans déformation sensible, des crêteaux à 1 MHz, ce qui nous imposait des durées de transition inférieures à 100 ns. Des performances supérieures eussent été accessibles, mais au prix de complications que nous n'avons pas jugées rentables.

Enfin, ceux de nos lecteurs qui réaliseront l'appareil, jugeront de sa facilité de mise au point : deux résistances ajustables pour régler les deux tensions d'alimentation, et c'est tout. Sauf erreur de câblage, tout le reste doit fonctionner dès la mise sous tension.

III. Un peu de théorie.

Nous avons cité plus haut notre choix de la technique de commutation, qui utilise des transistors discrets. Examinons plus en détail le fonctionnement de ces circuits. La figure 2 représente un transistor NPN travaillant en porte. Pour cela, une tension qui peut prendre les niveaux 0 ou + v est envoyée sur la base, à travers une résistance R_3 suffisamment faible pour que + v entraîne la saturation de T. Les deux configurations possibles (blocage ou saturation), peuvent alors être comparées aux cas (a) et (b), respectivement, de la figure 3. Dans le cas (a), on retrouve une tension de sortie v_s égale à la tension d'en-

trée, si la sortie ne consomme aucun courant. Si elle consomme du courant, ce qu'on peut représenter par l'existence d'une résistance R_4 , la correspondance entre v_s et v_e est explicitée par la relation :

$$v_s = \frac{R_4}{R_1 + R_2 + R_4} v_e$$

À la saturation du transistor, donc dans le cas (b) de la figure 3, il est clair que v_e est nulle, quelle que soit δ_e . L'intérêt de ce type de porte, réside dans le fait qu'il accepte des tensions d'entrée quelconque, et même négatives. Nous ne développerons pas la théorie de cette dernière affirmation, pour éviter d'alourdir notre exposé : disons simplement qu'alors, le transistor T travaille à l'envers, son émetteur jouant le rôle de collecteur, et réciproquement. Il s'agit là d'un fonctionnement parfaitement possible, et qui s'accompagne seulement d'une forte diminution du gain en courant β .

Nous passerons de cette porte unique (figure 2), à une porte à deux voies s'ouvrant alternativement, grâce au circuit de la figure 4. À travers R_3 et R'_3 , les transistors T_1 et T_2 reçoivent les tensions des bases v_1 et v_2 , égales, mais en opposition de phases. T_1 est donc bloqué (interrupteur ouvert) lorsque T_2 se sature, et réciproquement. Supposons par exemple T_1 bloqué, et négligeons une éventuelle résistance R_4 chargeant la sortie. Comme T_2 est saturé, l'extrémité gauche de R'_2 se trouve à la masse, et la tension de sortie devient :

$$v_s = \frac{R'_2}{R'_1 + R_2 + R'_2} v_{e1}$$

Dans le cas où T_2 se bloque, tandis que T_1 conduit à la saturation, on trouve en sortie :

$$v_s = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R'_2} v_{e2}$$

Dans l'hypothèse où $R_1 = R'_1$ et $R_2 = R'_2$, les deux coefficients ci-dessus deviennent égaux et, à ce facteur près, la tension recueillie à la sortie reproduit, alternativement, les signaux v_{e1} et v_{e2} .

La structure qui, définitivement, nous intéresse en vue de la réalisation du commutateur logique, est celle de la figure 5, où, pour des raisons d'encombrement, nous n'avons représenté que trois cellules, sur les cinq que comporte au total le montage. Les transistors T_9 , T_{11} , T_{13} , T_{15} et T_{17} (nos notations sont maintenant celles du schéma définitif), constituent les portes

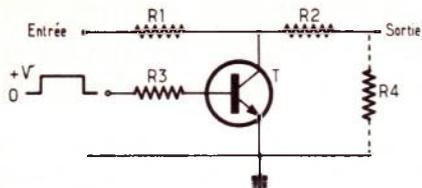


Figure 2

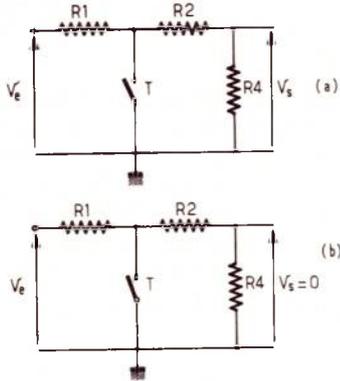


Figure 3

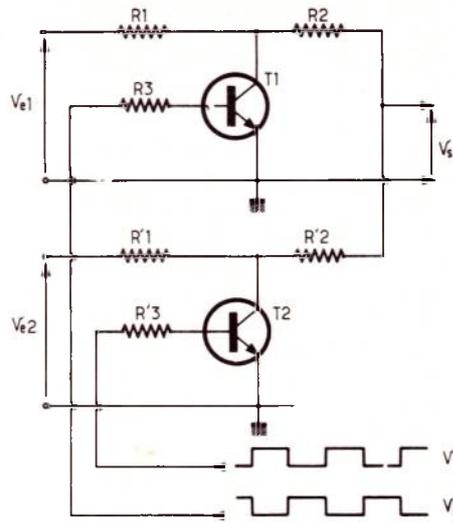


Figure 4

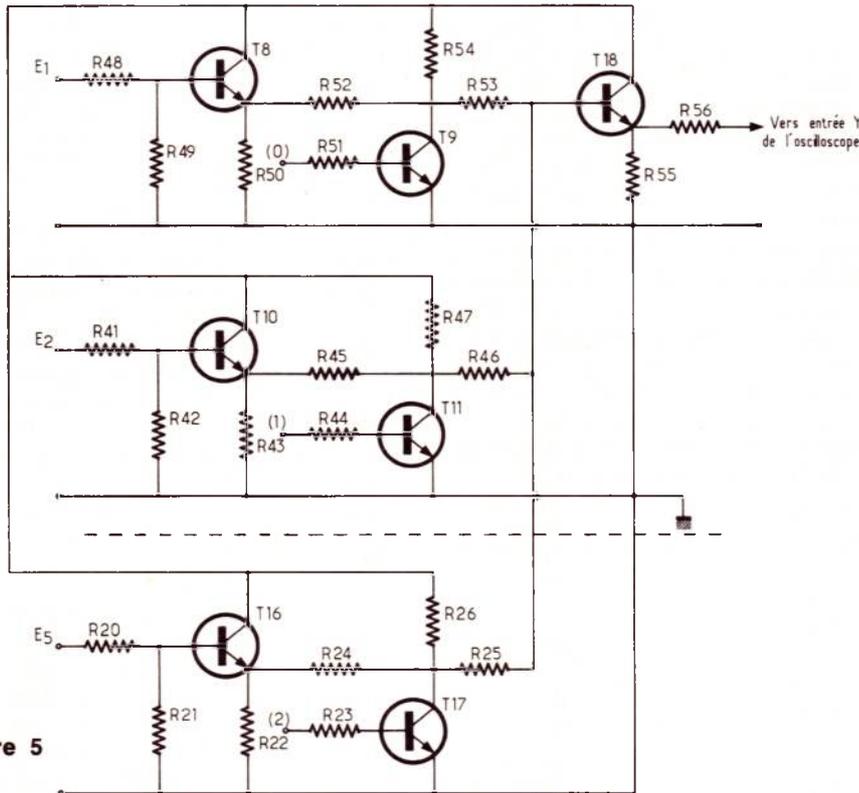


Figure 5

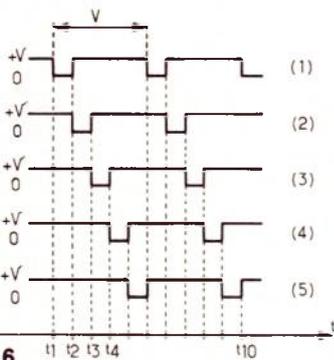


Figure 6

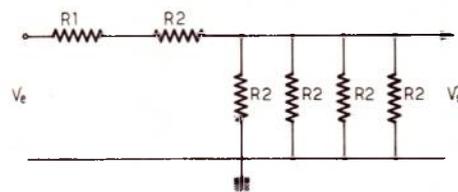


Figure 7

proprement dites. Chacune d'elles est attaquée par l'émetteur du transistor d'entrée ($T_8, T_{10}, T_{12}, T_{14}, T_{16}$) travaillant en collecteur commun. Toutes les sorties des portes, reliées entre elles comme dans l'exemple simplifié, à deux canaux, de la **figure 4**, excitent la base du transistor de sortie T_{18} , qui permet d'envoyer le signal découpé, à basse impédance vers l'entrée verticale de l'oscilloscope.

Pour commander les cinq bases des cinq transistors portes, il faut disposer de trains de créneaux se succédant dans le temps, de telle façon qu'à chaque instant l'un des transistors soit bloqué, alors que les quatre autres sont saturés. Seul, le signal arrivant sur la porte bloquée, accède alors à la sortie. Les cinq signaux commandant les bases, prendront alors la configuration illustrée par la **figure 6**. La durée totale T d'exploration des cinq voies, s'étend de l'instant t_1 à l'instant t_6 . Le canal (2), par exemple, est transmis entre les dates t_2 et t_3 , puis t_7 et t_8 , et ainsi de suite.

Supposons d'abord égales toutes les résistances d'entrée des portes ($R_{24}, R_{45}, \dots, R_{52}$), que nous noterons R_1 comme dans la **figure 4**, et toutes les résistances de sortie, telles que R_2 de cette même **figure 4**. Lorsqu'un transistor est bloqué, donc les quatre autres saturés, on peut remplacer le dispositif par son schéma équivalent de la **figure 7**. En appelant v_e l'amplitude du signal appliqué sur l'entrée E en service, on peut aisément calculer l'amplitude v_s du signal transmis :

$$v_s = \frac{R_2}{4R_1 + 5R_2} v_e$$

On enregistre donc une alternation importante, de l'ordre de 10 avec les valeurs de R_1 et R_2 que nous retiendrons finalement.

Ainsi conçue, la structure décrite ne pourrait conduire à un affichage exploitable. En effet, tous les signaux d'entrée s'inscrivent entre les mêmes niveaux, par exemple 0 et 5 volts pour des circuits TTL, il en serait de même de la succession des signaux de sortie, et les cinq traces se superposeraient à la même hauteur sur l'écran de l'oscilloscope. Le remède consiste à ajouter, pour chaque signal, des tensions continues régulièrement croissantes quand on passe d'un canal au suivant. C'est à ce but que répondent les résistances R_{26} à R_{54} , toutes reliées au pôle positif de l'alimentation. Notons que ces résistances interviennent alors dans le facteur d'atténuation donnant, pour chaque porte, l'amplitude de sortie en fonction de celle du signal d'entrée. Pour garantir la même amplitude à tous les signaux, on est alors conduit à choisir des résistances différentes dans les diviseurs de chaque porte, ainsi qu'on le verra dans le schéma définitif.

IV. La technique de commutation.

Le problème consiste à élaborer les tensions séquencées de la **figure 6**, pour la commande des bases des cinq transistors « portes » (nous verrons que le cas du commutateur à 10 canaux n'est qu'une extension du cas à 5 canaux, s'obtenant par la mise en parallèle des portes, deux à deux). Ce problème se complique, d'ailleurs, du fait que nous souhaitons pouvoir sélectionner le fonctionnement sur 2, 3, 4 ou 5 canaux.

Une solution très simple y est apportée par l'emploi d'un générateur d'horloge, associé à une décade du type 7490, et à un décodeur BCD/décimal, de type 7442. Nous n'analyserons qu'assez brièvement cet ensemble, qui fait appel à des circuits classiques. La **figure 8** en donne le schéma définitif, d'où, cependant, nous avons omis le détail des commutations sélectionnant le nombre de canaux en service.

Le générateur d'horloge utilise les transistors T₅ et T₆, le premier, unijonction de type 2N2646, est monté en oscillateur de relaxation. Sa fréquence dépend à la fois du condensateur mis en service, et de la valeur de résistance qui le charge. Par le commutateur K₁, on peut donc choisir trois gammes de fréquences de découpage. Le potentiomètre P permet une exploration continue de la fréquence, à l'intérieur de chaque gamme. Avec les valeurs choisies, les trois gammes se recoupent, entre 200 Hz et 30kHz environ.

A chaque décharge du condensateur dans le circuit d'émetteur de l'unijonction, une impulsion de courant traverse la résistance R₁₂, et y crée une impulsion positive de tension, qui sature le transistor T₆ préala-

blement bloqué. T₆ étant alimenté sous 5 volts, l'impulsion négative de tension qui apparaît sur son collecteur, aux bornes de R₁₃, répond aux normes TTL, et peut attaquer l'entrée de la décade SN7490.

Sur les sorties A, B, C et D de cette décade, se succèdent alors les signaux que nous avons déjà illustrés dans la table de vérité, et dans le graphique, de la **figure 1**. Le décodeur SN7442, muni de 4 entrées ABCD, délivre alors successivement, sur ses 10 sorties, des créneaux négatifs tels que ceux de la **figure 6**. Il reste à reboucler ce cycle, normalement à 10 états, sur 5, 4, 3 ou 2 états seulement, selon le nombre de canaux désirés.

On sait qu'à chaque étape de sa progression, une décade peut être ramenée à zéro, par application d'une impulsion positive (niveau 1, soit 5 volts en technologie TTL) sur les entrées RAZ. Cette possibilité est utilisée, dans notre montage, par l'intermédiaire du transistor NPN T₇. A travers la résistance R₁₆ et grâce au commutateur K₂ à quatre positions, la base de T₇ peut être reliée à l'une des sorties 2, 3, 4 ou 5 du décodeur SN7442. Prenons l'exemple d'une liaison vers la sortie 3. Aux étapes 0, 1 et 2, la décade, donc le décodeur, compte normalement ; en effet, la sortie 3 du décodeur se trouve au niveau 1, ce qui sature le transistor T₇ et porte son collecteur au niveau zéro. Par contre, dès le début du quatrième pas, la sortie 3 du décodeur passe au niveau zéro, T₇ se bloque, et une impulsion positive est appliquée aux entrées RAZ de la décade, qui reprend dans le cycle de comptage à son début. Dans ces conditions, le commutateur travaillera sur trois canaux seulement. On expliquerait, de la même façon, les cycles à 2, 4 ou 5 canaux.

V. Schéma complet du commutateur à cinq voies.

Happelons que cette version, simplifiée, est particulièrement destinée aux oscilloscopes monocourbes. Toutefois, appliquée à un oscilloscope bicourbe, elle permettrait d'observer, simultanément, cinq traces différentes.

Le schéma complet est donné à la **figure 9**. On ne s'étonnera pas de certaines lacunes dans les références des composants : pour des raisons d'homogénéité, nous avons préféré reprendre les mêmes numérotations pour les éléments analogues des versions à 5 et à 10 canaux.

L'alimentation met en œuvre un redresseur à double alternance en pont, sur le secondaire d'un transformateur qui devra délivrer 13 à 14 volts efficaces (on trouve très couramment des modèles offrant deux secondaires de 6,6 volts, qu'on montera en série comme sur le schéma de la **figure 9**). Après filtrage par le condensateur C₁, une première tension de référence est obtenue aux bornes de la diode zéner DZ₁, polarisée par la résistance R₁. Le condensateur C₂ élimine la composante de bruit engendrée par la zéner.

Recevant sur sa base la tension, et sur son émetteur une fraction de la tension de sortie déterminée par le choix des résistances R₃ et R₄, le transistor T₁ travaille en comparateur, et son courant de collecteur commande le courant de base du PNP T₂, jouant donc le rôle de ballast. Un dernier condensateur C₃ améliore le filtrage en sortie, où on dispose d'une tension de 11 à 12 volts (sa valeur exacte, liée à l'incertitude sur celles des composants, n'influe aucunement le fonctionnement du montage).

Pour les circuits de commande du découpage (décade SN7490, commutateur SN7442, et transistors associés), il est nécessaire de disposer d'une tension de 5 volts. Celle-ci est obtenue aux bornes de la deuxième zéner DZ₂, polarisée par la résistance R₅, et découplée par le condensateur C₄. On remarquera qu'un deuxième découplage intervient au niveau de la décade, par R₉ et C₅.

Ayant précédemment analysé le fonctionnement du circuit de commutation (voir **figure 8**), nous n'y reviendrons pas ici. Simplement, nous avons maintenant précisé les détails du mode de branchement retenu pour la décade, et des commutations employées pour sélectionner le nombre des canaux en service. En même temps, nous rappelons, aux **figures 10 et 11** respectivement, le brochage des circuits SN7490 et SN7442.

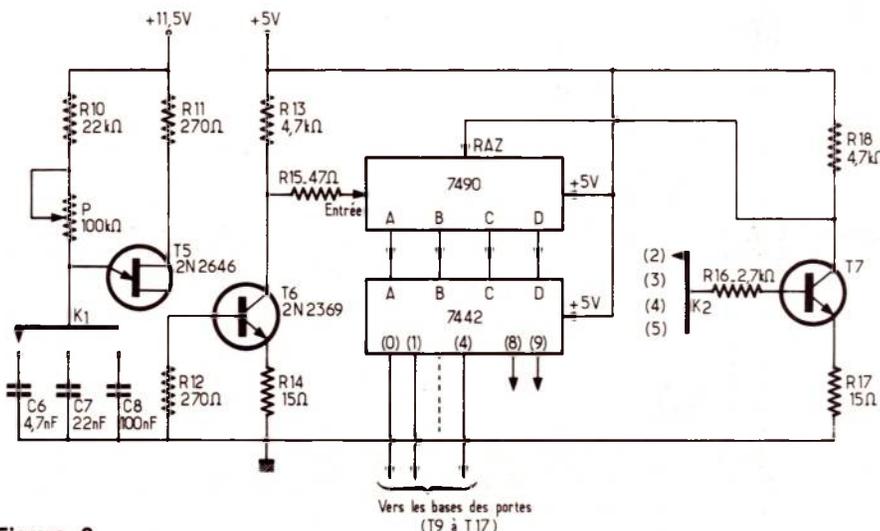


Figure 8

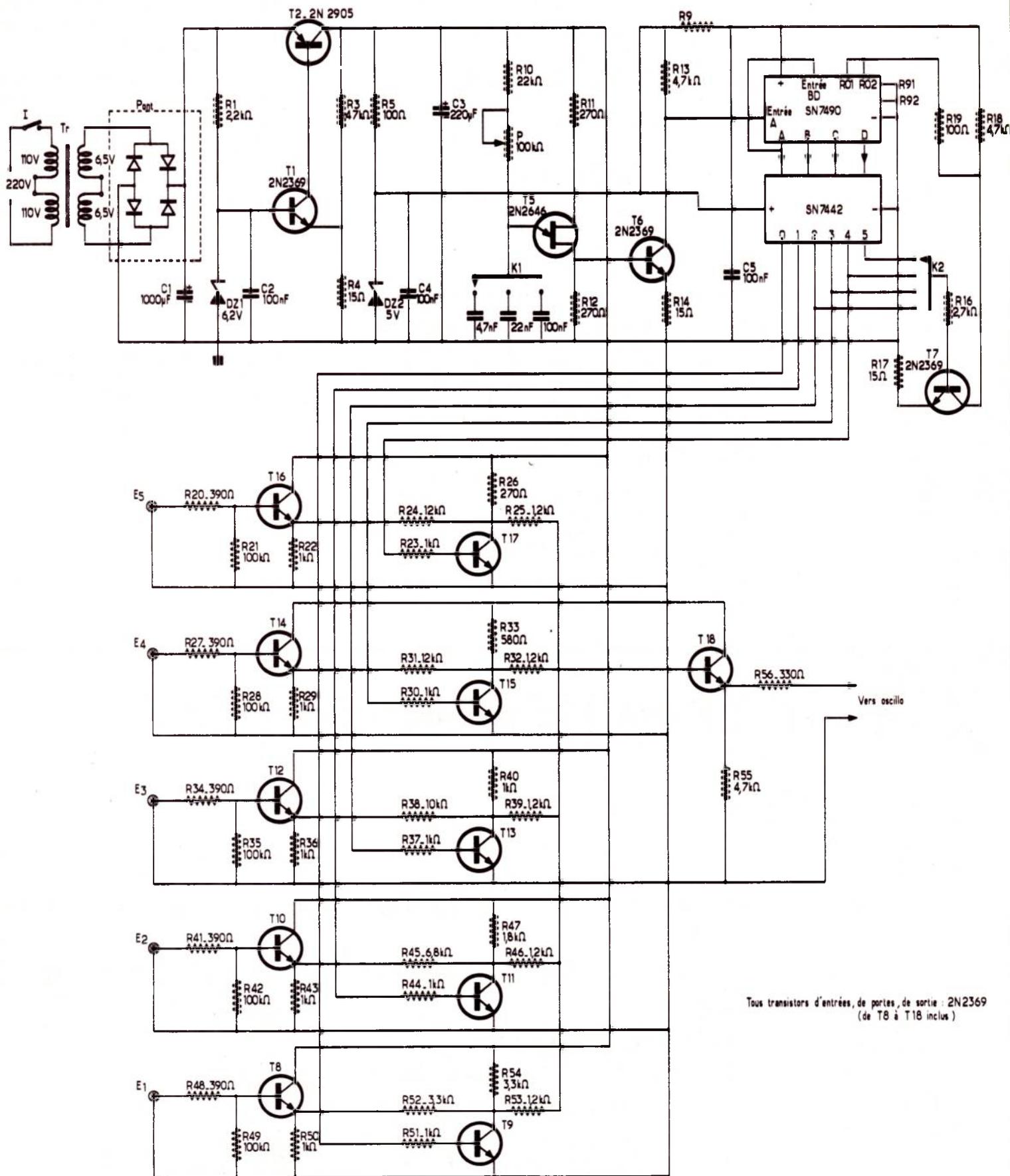


Figure 9

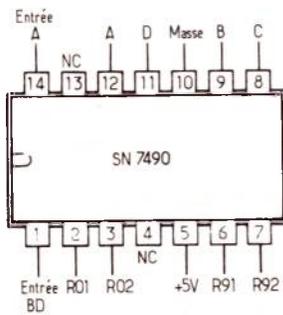


Figure 10

L'impédance offerte par chacune des entrées, résulte de la mise en parallèle de l'impédance d'entrée propre du transistor, et de la résistance reliant la base à la masse. La première, compte tenu de la charge d'émetteur (qui se répercute après une multiplication par le gain en courant β), atteint plusieurs centaines de kilohms.

L'impédance d'entrée, finalement, est donc très voisine de la résistance de base, soit 100 k Ω , du moins dans sa composante réelle. Pour annihiler les effets de la com-

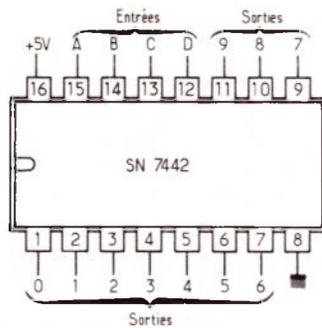


Figure 11

posante imaginaire, essentiellement capacitive, et qui risquerait de provoquer des oscillations en haute fréquence, on a prévu la mise en série d'une résistance de 390 Ω dans chaque entrée (R_{25} , R_{32} , etc...)

Le décalage des différentes traces s'obtient, comme nous l'avons précédemment indiqué, par les résistances R_{31} , R_{38} , R_{45} , R_{52} et R_{59} , toutes reliées au plus de l'alimentation. On pourrait croire cette dernière inutile : il faut toutefois élever de 600 mV environ le niveau de la première, pour atteindre le seuil de conduction du

transistor de sortie, faute de quoi la dite trace se réduirait constamment au niveau zéro, puisqu'à la sortie des portes, les créneaux n'ont plus qu'une amplitude de l'ordre de la centaine de millivolts.

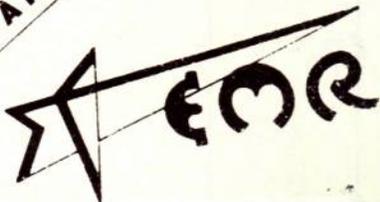
Enfin, le transistor de sortie T_{18} , assure la liaison à basse impédance vers l'entrée verticale de l'oscilloscope. On notera la présence de la résistance R_{61} , destinée à protéger T_{18} contre tout court-circuit accidentel entre les bornes de sortie.

R. Rateau

Nous donnerons, dans notre prochain numéro, la réalisation pratique de ce commutateur électronique.

NOUVEAU
A PARIS

un FORUM MICRO-INFORMATIQUE



- Des ingénieurs pour résoudre vos problèmes de matériel et de logiciel ;
- Des produits adaptés à vos besoins (micro-ordinateurs, périphériques...)
- Un service documentation
- Des calculateurs en libre-service ;
- Des cours d'initiation ; des journées à thème.

185 avenue de Choisy
75013 PARIS. Tél. 581-51-21



• LES CELLULES SOLAIRES

Problèmes de rendement

Lorsqu'une pile (ou cellule) solaire reçoit les rayons du soleil, elle fournit un signal électrique continu caractérisé par sa tension U , son courant I et par conséquent sa puissance $P_o = UI$.

L'énergie solaire appliquée à une cellule peut être mesurée ainsi que la puissance correspondante P_r .

Connaissant P_o et P_r , on pourra calculer le rapport,

$$P_o/P_r$$

qui est évidemment inférieur à 1.

Il est de l'ordre de 0,1 ce qui correspond à un rendement de 10 %. En pratique, on peut trouver des cellules solaires dont le rendement est compris entre 5 % et 15 %, celui de 10 % étant la valeur courante actuelle pour la plupart des cellules de qualité. La puissance P_o dépend des facteurs suivants :

1° L'éclairement ; la puissance fournie indiquée dans les notices spécifie quelles sont les conditions dans lesquelles on l'a mesurée. En général, on indique un éclairement AM1, ce qui correspond à un éclairement de 1 kW/m². Dans nos régions ce serait un excellent éclairement, mais on ne l'a pas pendant toutes les heures de la journée. Il est évidemment diminué les jours de faible ensoleillement.

2° L'angle que fait la normale à la surface de la cellule avec les rayons solaires.

La puissance P_o est maximum lorsque la normale à la surface de la cellule, supposée plane, coïncide avec la direction des rayons solaires.

3° L'avancement des études concernant une catégorie déterminée de cellules. Ces études portent sur la composition, la pureté, la structure etc.

Voici quelques rendements pour diverses cellules solaires :

Silicium Eclairement (AM1) 9,9 % à 15,5 %

Ga As Eclairement (AM1) 12 % à 24 %

Cu₂ As Eclairement (AM1) 8,5 %

In P Eclairement (AM1) 12,5 %

Cu In Se₂ Eclairement (AM1) 12 %

Cd Te Eclairement (AM1) 8,1 % à 12 %

Ces résultats sont choisis parmi les meilleurs.

5° Le prix de revient de la cellule a une importance primordiale. Il est souvent préférable de choisir une cellule à 10 % de rendement de prix compétitif, au lieu d'une cellule donnant 15 % mais beaucoup plus chère, et parfois moins fiable.

6° La surface de la cellule n'intervient pas dans le calcul du rendement car si elle est plus grande, les puissances P_r et P_o seront proportionnellement plus grandes également. Par contre, la forme de la cellule intervient dans le calcul du rendement, non pas d'une cellule, mais d'un ensemble de cellules groupées lorsqu'on considère la puissance P_r par surface totale du groupe et non par cellule.

En effet, supposons, comme indiqué à la figure 1, quatre cellules rondes groupées dans un carré. Soit d le diamètre de la cellule. Sur une surface de $4d^2$ on ne bénéficie que d'une partie utile. Celle-ci est égale à πd^2 . En serrant bien, le rapport des surfaces est $4/3, 14$ et il peut être plus grand. C'est un phénomène analogue au **foisonnement**. Si les cellules sont carrées ou rectangulaires, la surface utile est plus proche de la surface de l'ensemble.

7° La concentration. Il s'agit d'utiliser un système optique permettant de concentrer l'énergie solaire correspondant à une surface S , sur la surface S_c plus petite de la cellule.

Ce procédé est théoriquement excellent, mais en pratique il se heurte à plusieurs objections comme on le verra plus loin.

8° La poursuite. L'angle entre la normale à la cellule et la direction des rayons solaires varie continuellement, entre 0° et $\pm 90^\circ$. Le maximum de rendement est à 0°. On peut maintenir cet angle à cette valeur nulle en imprimant au panneau support des cellules solaires un mouvement de poursuite réalisé manuellement, par moteur ou par tout autre procédé, automatique de préférence.

La concentration doit être accompagnée de la poursuite pour se maintenir. Par contre la poursuite n'exige pas la concentration.

9° La réflexion des rayons solaires sur la surface de la cellule doit être aussi faible que possible.

Plus la réflexion est réduite, plus le rendement est grand. Influent également sur le rendement, l'échauffement de la cellule, la transparence des écrans protecteurs et leur état de propreté. Il convient aussi de soigner les connexions effectuées par soudure entre cellules et les bornes d'utilisation.

Reprenons maintenant d'une manière plus détaillée certains des problèmes posés.

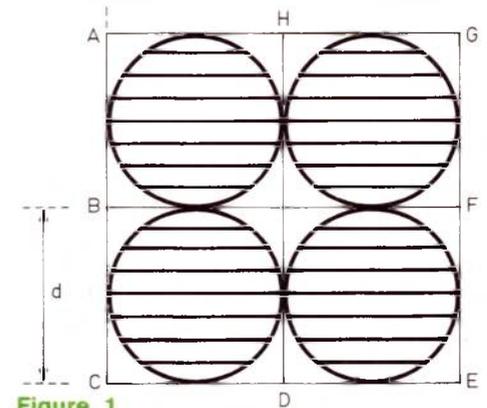


Figure 1

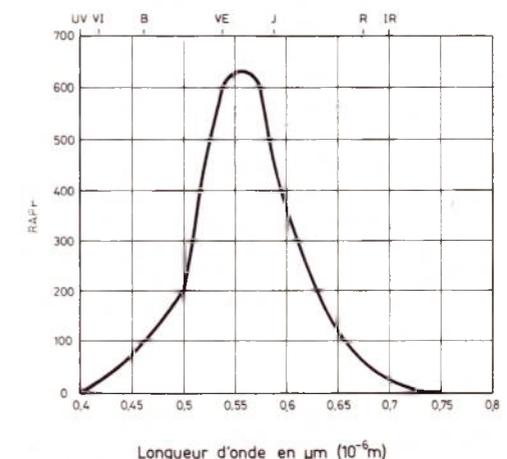


Figure 2

Eclairage et flux lumineux

En technologie, l'éclairage est souvent exprimé en W/cm^2 ou dans des rapports de multiples ou sous-multiples de W et de cm, par exemple en kW/m^2 , kW/cm^2 etc.

En optique l'éclairage s'exprime en lux. On a $1 \text{ lux} = 1 \text{ lumen par mètre carré}$.

En comparant les deux expressions, on est amené à considérer le lumen comme une puissance.

En réalité le rapport lumen/watt est variable et dépend de la longueur d'onde de la radiation lumineuse considérée.

A la figure 2 on donne le rapport watt/lumen (en ordonnées) en fonction de la longueur d'onde, en micromètres (en abscisses).

Le maximum de ce rapport a lieu pour $\lambda = 5,5 \mu\text{m}$, avec $W/lm = 680$. A cette valeur 1 lumen correspond à $1/680 \text{ W}$ ou encore 1 W correspondant à 680 lumens. 1 lumen est donc de l'ordre de grandeur du milliwatt. On voit sur la figure 2 que le rapport W/lm diminue de part et d'autre de $\lambda = 5,5 \mu\text{m}$.

Dans ce qui suit, on mesurera l'éclairage E, en fonction de la puissance P et de la surface considérée.

Deux courbes sont données : (a) cellule nue, (b) cellule recouverte d'une couche antiréfléchissante. On voit que si la cellule réfléchit moins de lumière, son rendement est meilleur car à tension égale, elle donne plus de courant, ou à courant égal elle donne plus de tension, ce qui correspond à plus de puissance.

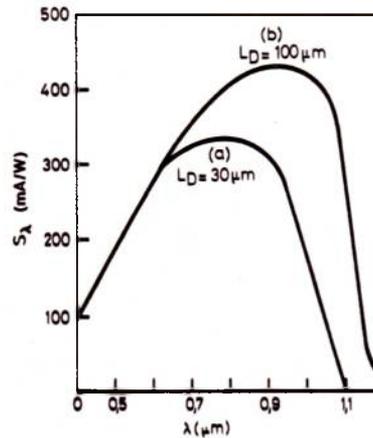


Figure 3

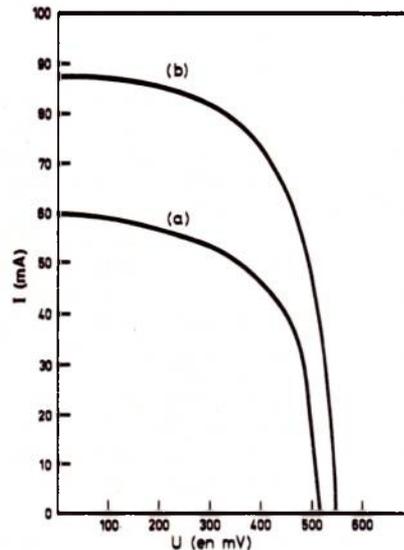


Figure 4

Sensibilité spectrale

La sensibilité spectrale se mesure par un rapport courant/puissance, autrement dit elle indique le courant fourni par la cellule solaire, pour une puissance reçue du soleil. Plus le courant est élevé, plus la puissance fournie sera grande, à condition que la tension de la cellule ne varie pas plus rapidement en sens inverse.

La sensibilité spectrale dépend de nombreux facteurs parmi lesquels citons les suivants : longueur d'onde de la radiation, structure de la cellule, présence ou absence d'une couche antiréfléchissante etc. Voici à la figure 3, la sensibilité S_λ , en mA/W, pour deux cellules au silicium, sans couche antiréfléchissante, réalisées avec des matériaux de base présentant $30 \mu\text{m}$ et $100 \mu\text{m}$ de longueur de diffusion L_D .

Plus L_D est grande, meilleure est la puissance fournie. En effet, à $\lambda = 0,8 \mu\text{m}$, $S_\lambda = 310$ pour $L_D = 30 \mu\text{m}$ et $S_\lambda = 380$ environ, pour $L_D = 100 \mu\text{m}$.

La tension de sortie diminue lorsque le courant débité par la cellule augmente. Cela est visible sur la figure 4 pour un éclairage solaire AM1 et une cellule de $2,6 \text{ cm}^2$ de surface.

Angle avec la normale, des rayons solaires

A ce moment, l'inclinaison de la normale au plan avec la direction des rayons étant exprimée par l'angle φ (voir figure 5), la surface active équivalente est : $S_a = S \cos \varphi$

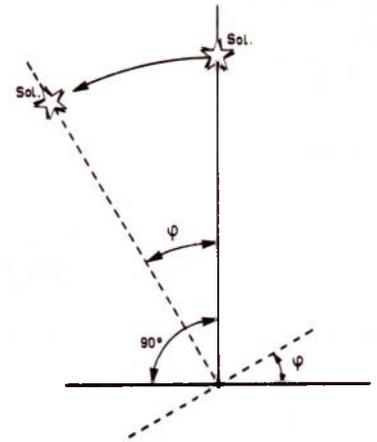


Figure 5

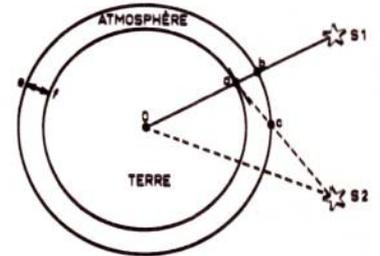


Figure 6

où S est la surface réelle de la cellule ou du panneau solaire. Lorsque $\varphi = 90^\circ$, $\cos \varphi = 0$ et lorsque $\varphi = 0^\circ$ $\cos \varphi = 1$.

Cette loi n'est toutefois exacte que si l'éclairage varie, cela ne se produirait que si l'on orientait le panneau de différentes manières au même moment, la position du soleil restant fixe.

En réalité, la variation de φ s'effectue en fonction du temps, car le panneau solaire reste fixe et c'est le soleil qui se « déplace », d'une manière relative, bien entendu (voir Gallée).

De ce fait, lorsque $\varphi = 0$, la couche d'air traversée par les rayons est plus mince que celle traversée lorsque φ est proche de 90° . Cela est montré à la figure 6 sur laquelle l'épaisseur de la couche d'air est $ef = ab$. Lorsque le soleil est en S_1 , la couche traversée par les rayons est ab . Si le soleil est en S_2 , la traversée de la couche d'air est ac et on a,

$$ac > ab$$

donc une diminution de l'éclairage E, plus grande que celle due uniquement à l'angle φ .

Nous avons omis, pour simplifier, la réfraction des rayons.

Ensoleillement et irradiation

Par ensoleillement, on entend le nombre d'heures de soleil par an, avec ciel dégagé. Le ciel est « dégagé » si le rapport entre l'éclairement et l'éclairement total (direct + diffus) dépasse 0,8.

La carte de la **figure 7** donne les courbes d'égal ensoleillement annuel de la terre. On a représenté les durées d'ensoleillement en centaines d'heures, par exemple un ensoleillement de 1200 à 200 (France) heures est désigné par les courbes 12 à 20. Le soleil est visible pendant 4380 heures, soit la moitié du nombre total d'heures annuel qui est de 8760 heures. Le facteur d'ensoleillement varie entre 0,9 (4000 heures par an) et moins de 0,2.

Il va de soi que les indications de la figure 7 ne peuvent être précises et ne peuvent que donner une idée de l'ensoleillement en diverses parties du globe.

Sur cette carte, on a indiqué les latitudes et les longitudes. L'ensoleillement est maximum au Sahara, Californie, Chili, Pérou et minimum au Pacifique Nord.

L'absence totale de nébulosité correspondrait à 4380 heures par an environ. On trouve 40 (4000 heures) en Afrique centrale.

Définissons l'**irradiation**. C'est l'énergie totale reçue par unité de surface dans un intervalle de temps donné par exemple :
Irradiation = 10^5 J/m² et par jour. Cette valeur de Irr correspond à un éclairement moyen de 116 W/m² et à une irradiation annuelle de $3,65 \cdot 10^9$ J/m².

La carte de la **figure 8** donne l'irradiation annuelle de la terre au niveau du sol. Les cotes correspondent à l'irradiation moyenne journalière exprimée en 10^5 J/m². On a les équivalences :

10^5 J/m² par jour

115,8 W/m²

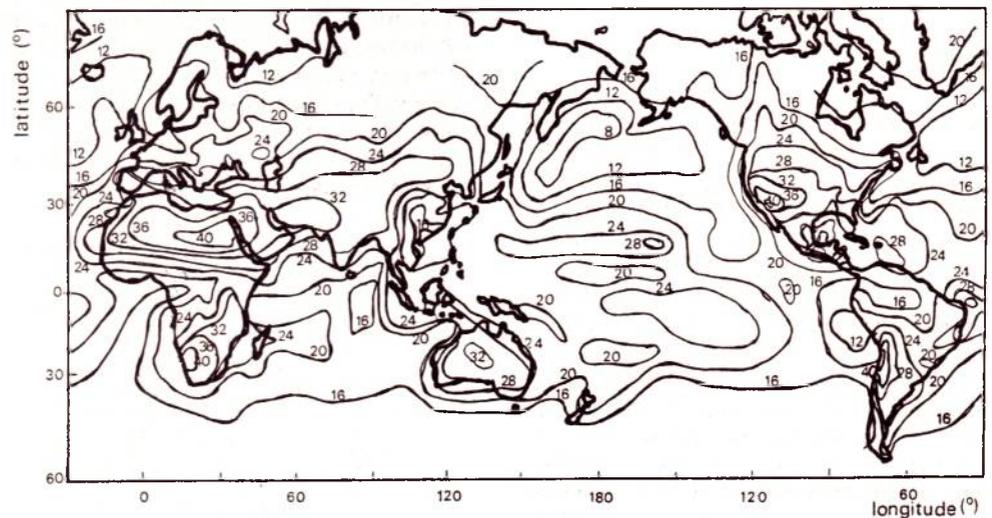
$3,65 \cdot 10^9$ J/m², par an

le joule J étant égal au Ws (énergie).

Concentration et poursuite

La concentration de l'énergie solaire sur une surface active de cellule peut s'effectuer à l'aide de procédés classiques comme les lentilles et les miroirs.

A noter toutefois que ce problème se complique en raison du déplacement de l'orientation du soleil. Cela se voit à la **figure 9**. Lorsque le soleil est en position Sol 1, le maximum de surface réceptrice reçoit la lumière concentrée par la lentille.



Courbes d'égal ensoleillement annuel de la Terre.

Les cotes portées sont des centaines d'heures. L'absence totale de nébulosité correspondrait à 4382 heures de soleil par an.

Figure 7

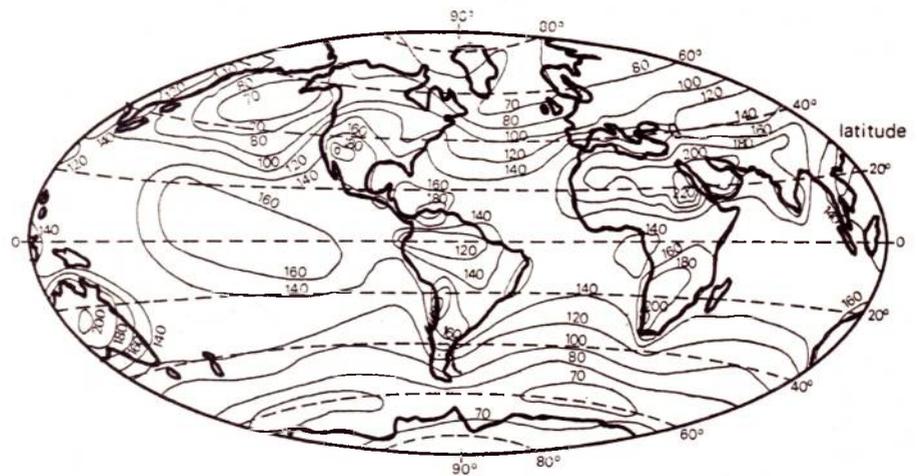


Figure 8

Si le soleil est en position Sol 2, il y a désalignement entre les trois éléments et une partie de la surface réceptrice recevra la lumière concentrée. On peut simuler cette expérience avec une lampe électrique, une lentille quelconque grossissante et un petit objet rond remplaçant la surface de la cellule. La poursuite doit par conséquent être associée à la concentration ; autrement dit, la lentille et la surface réceptrice devront tourner en même temps que le soleil. Il est intéressant de savoir que l'intérêt de la concentration réside dans l'obtention d'une même puissance électrique en diminuant la surface sensible de l'ensemble des cellules solaire.

Cette diminution est utile si la réduction des frais des cellules et l'augmentation des frais occasionnés par les concentrateurs, se traduit par une diminution des dépenses. D'autres inconvénients sont signalés par les spécialistes. On utilise comme concentrateurs des miroirs à « échelons imageants » composés de couronnes de paraboloïdes, de miroirs coniques, ou de miroirs toriques. Les lentilles de Fresnel sont souvent adoptées dans les dispositifs de concentration. Si la concentration est maintenue, le rendement peut atteindre des valeurs très supérieures à celles obtenues sans concentration.

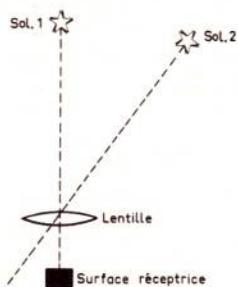


Figure 9

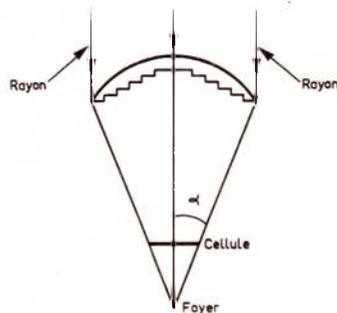


Figure 10

VUE EN COUPE

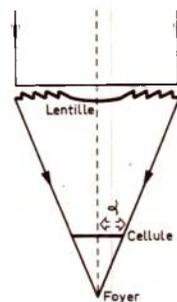


Figure 11

Indiquons aussi que les systèmes optiques donnent lieu à une perte de lumière qui, si elle est importante, peut annuler le gain de rendement obtenu.

A la figure 10 on montre un concentrateur à lentille de Fresnel plan — convexe.

A la figure 11 on montre la coupe d'un système à lentille.

Système de concentration et de poursuite

Dans une installation solaire, il faut réduire autant que possible toute dépense d'énergie afin de conserver le maximum acquis pour l'utilisation, c'est-à-dire les appareils à alimenter.

Un appareil combiné de concentration et de poursuite, dont le fonctionnement est commandé directement par l'énergie solaire a été réalisé par ITT et présenté à un récent Salon.

Une coupe de l'appareil est représentée à la figure 12. Son inventeur lui a donné le nom d'**œil solaire** (solar eyeball).

Ce module de conversion de l'énergie solaire en énergie électrique, comporte un système de cellules solaires au Ga As recevant la lumière concentrée par une lentille de Fresnel ce qui augmente le rendement de l'ensemble.

La poursuite s'effectue automatiquement grâce à un dispositif magnétique commandé par une action thermique différentielle produite par le « déplacement » du soleil.

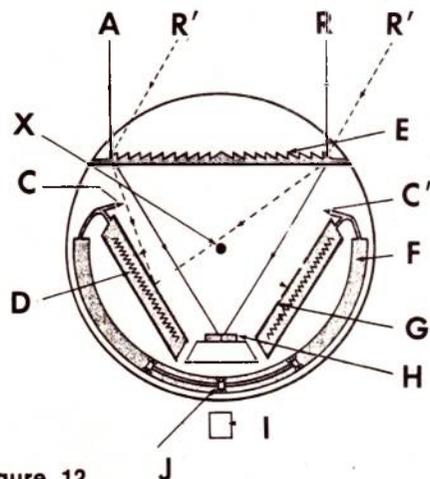


Figure 12

Sur la figure 12 on notera les parties suivantes :

R = rayons solaires passant par l'axe

R' = rayons solaires déviés

X = axe de rotation du système

C C' = branchement de la soupape

D = Absorbant de chaleur

E = lentille de Fresnel

F = Tube de poursuite

G = Fenêtre

H = Cellules solaires sur radiateur dissipateur de chaleur

I = Aimant permanent fixe, extérieur

J = aimant mobile

K = Chambre à gaz

Voici un exposé simplifié du fonctionnement de ce système automatique.

L'emploi des trois éléments : cellule au Ga As, concentrateur et poursuite, permet d'obtenir une augmentation très importante du rendement, d'autant plus que la poursuite est très correcte et de ce fait, en tout moment, on obtient le maximum de puissance de sortie, compatible avec l'énergie reçue.

Les matériaux utilisés ne sont pas chers, mais il est évident que pour le moment, ce module n'est applicable qu'à des générateurs solaires de faible puissance.

On a monté en série les deux cellules solaires H, sur radiateur. Les chambres à gaz A et B sont de grandes dimensions et possèdent des fenêtres transparentes qui laissent passer les rayons solaires. Ceux-ci échauffent le gaz de la chambre dans laquelle ils peuvent pénétrer. L'image du soleil agit par conséquent à la fois sur les cellules pour fournir l'énergie électrique d'utilisation et sur le gaz en vue de l'opération de poursuite.

Si le système est bien orienté vers le soleil, il y a équilibre entre les deux parties de gauche et de droite. Si le soleil se « déplace » une des chambres à gaz recevra plus de rayons solaires que l'autre, ce qui se traduit par une plus grande dilatation du gaz.

Le gaz dilaté sort alors en partie, de son compartiment et passe dans le tube demi-circulaire représenté en bas de la figure. Dans ce tube, à droite et à gauche, on trouve le piston magnétique et l'aimant mobile J.

De ce fait, grâce à l'aimant permanent extérieur I, le système tout entier tourne et suit par conséquent le mouvement du soleil.

Le récipient sphérique protège l'ensemble des agents atmosphériques, tels que : humidité, air salé, sable, etc. Tous les mouvements sont commandés par la chaleur du soleil.

La soupape est disposée entre les points C et C' et contribue à la poursuite du soleil par l'ensemble héliostat.

Pour plus de détails voir l'excellent exposé de D.H. MASH des laboratoires ITT de Harlow Essex (Angleterre) paru dans FUNKSCHAU (Référence 4). Le système de concentration et de poursuite est réalisé avec des matériaux peu coûteux.

Pour des systèmes utilisables avec de grandes puissances, donc à un certain nombre de panneaux solaires de grandes dimensions il est possible d'imaginer des dispositifs de poursuite différents comme par exemple le suivant.

Poursuite à moteur de commande

Ce système est proposé par C.J. NAAIJER, dans ACTA ELECTRONICA 20.2.1977, page 183. Il ne comporte pas de condenseur de lumière (Référence 5).

De ce fait, il est plus simple, peu coûteux et peut-être adapté aux panneaux existants. Voici à la figure 13 un ensemble de panneaux solaires inclinés à φ degrés par rapport au sol tandis que les rayons solaires, font un angle Φ_s avec le même sol horizontal. Les panneaux sont distants de

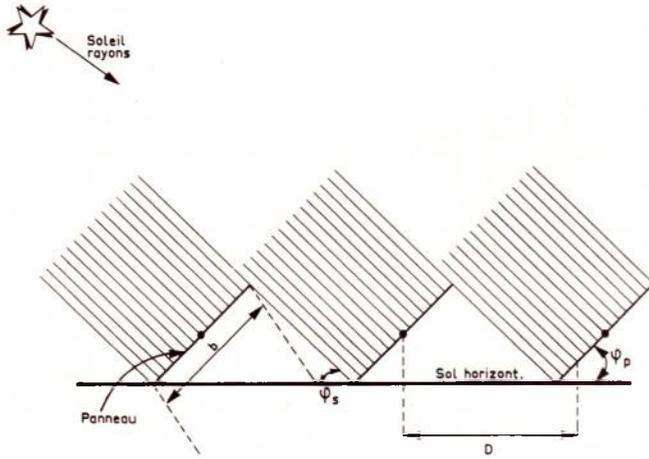


Figure 13

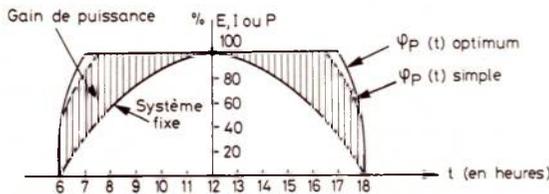


Figure 14

D. Cette distance est déterminée de manière à ce qu'un panneau n'intercepte pas les rayons solaires pouvant être reçus par le panneau suivant. Une bonne valeur de cette distance est :

$$D = 4b$$

où b est la hauteur du panneau.

Un système à moteur d'entraînement agit sur l'inclinaison ϕ_p des panneaux A 12 h les panneaux doivent être horizontaux. A la figure 14 on montre les résultats obtenus aux divers moments du jour, de 6 heures à 18 heures.

La courbe supérieure montre une puissance croissante puis décroissante, le maximum étant à 12 heures.

Si l'ensemble est à plusieurs panneaux une fonction de la puissance totale fournie par les cellules permettra d'alimenter le moteur de commande de l'inclinaison des panneaux.

Application à faible puissance

Dans l'article cité plus haut, de C.J. NAALJER, on donne également quelques schémas de principe sur divers montages à nombre réduit de cellules, permettant leur expérimentation et aussi certaines applications (Réf. 5).

Voici d'abord un convertisseur continu à continu, fonctionnant à partir d'une seule cellule photovoltaïque (figure 15).

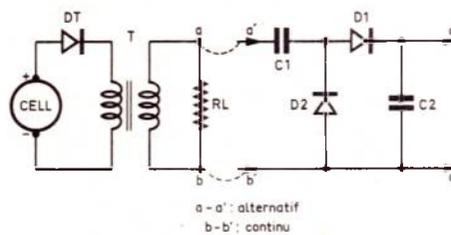


figure 15

L'oscillateur est réalisé avec une diode tunnel au germanium ou au Ga As associé à un bobinage oscillateur-transformateur donnant un signal alternatif aux bornes a-a' de RL.

Si l'on relie a-b et a'-b', on complète le montage avec un redresseur doubleur, à diodes D_1 et D_2 et filtrage par C_2 . Le signal continu est obtenu en c-c'.

En examinant les caractéristiques des cellules avec celles des diodes tunnel, on constate que des résultats peuvent être obtenus en choisissant ces diodes grâce à leur résistance négative.

Dans ce montage, la tension de sortie est assez constante, car le rendement diminue lorsque l'intensité lumineuse croît.

Un montage analogue à deux diodes tunnel est donné à la figure 16. Dans les deux montages, le rapport du transformateur peut être choisi de manière à obtenir au secondaire la tension désirée, depuis quelques volts jusqu'à plusieurs centaines, sous faible puissance évidemment.

Avec des transistors, on pourra aussi réaliser des oscillateurs blocking, en leur associant des bobinages oscillateurs-transformateurs, comme indiqué à la figure 17. Le transistor Q_1 monté en diode, polarise la base de Q_2 .

On peut obtenir du courant continu, après le redresseur ou de l'alternatif aux bornes de S_3 après C_0 ou directement.

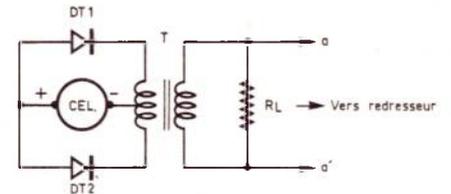


figure 16

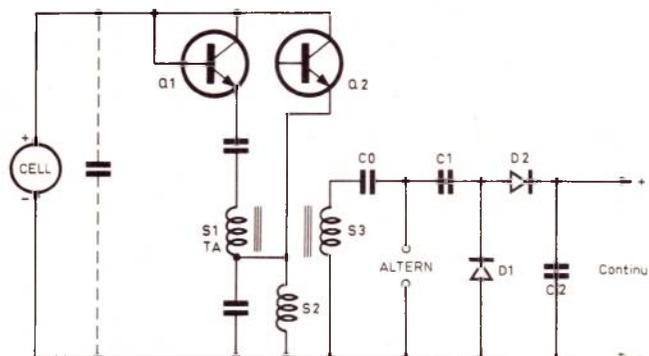


figure 17

Protection des cellules par des diodes

Lorsque le nombre des cellules doit être important, afin d'augmenter la puissance fournie, on réalise les montages série, parallèle et série-parallèle. Les diodes de protection sont nécessaires dans les trois sortes d'association des cellules (Réf. 5). Dans le cas des associations parallèles, sans diodes en série, une branche mal éclairée sera traversée par les courants produits par les autres cellules mieux éclairées.

De même, dans les associations série, sans diodes de protection en parallèle, une cellule mal éclairée est soumise à une tension trop élevée.

Références

(1) La structure des photopiles par E. FABRE (ACTA ELECTRONICA 20.2.77)

(2) Le rayonnement solaire par F. DESVIGNES (ACTA ELECTRONICA 18.4.75)

(3) Considérations générales sur les concentrateurs simples pour cellules photovoltaïques (ACTA ELECTRONICA 20.2.77)

(4) Article de D.H. MASH (FUNKSCHAU, 21 avril 78 et suivant).

(5) Problème d'adaptation des photopiles en vue d'applications terrestres par G.J. NAAIJER (ACTA ELECTRONICA 20.2.77)
Les sujets évoqués sont traités en détail dans les articles cités dans les « Références » ci-dessus. ■

Selectronic®

14, boulevard Carnot

59800 LILLE - tél: 55.98.98

— Composants grand public
et professionnels.

— Pièces détachées - Outillage
de précision.

— Rayon récupération.

— Tout montage à la demande.

CONSEILS donnés par un
INGÉNIEUR électronicien
diplômé. (I.S.E.N.)

LE NOUVEAU CATALOGUE EST PARU
ENVOI CONTRE 4 F EN TIMBRES.

Expéditions dans toute la France.

CHOISIR LE N° 1
en toute sécurité



une gamme complète touchant tous
les domaines de l'électronique

les Kts  peuvent être livrés

montés (Réf. W)

*

CATALOGUE ET TARIF SUR DEMANDE

(Joindre 8 F. F. ex.)

* * *

Importe et distribue en France par:

électronique-promotion

IMPORT - EXPORT



B.P. 7 - 21 DES FADES 06110 LE CANNET-ROCHEVILLE
☎ (93) 45 09 30 • Telex PROSUDE 470089 F

Antenne à Paris - 22, rue de la Vega - 75012 Paris
Tél. : 343.03.38 et 307.07.27 - Télex : 211.801

Recherchons pour PARIS : professeurs
diplômés - temps partiel - en ELECTRO-
NIQUE — RADIO — TÉLÉVISION —
MICROPROCESSEURS. Envoyer C.V.
détaillé et photos à S.E.E.P., 14, rue
du Bourg-Tibourg - 75004 PARIS.

METEEC ETS DELZONGLE
20, rue de Belfort,
94300 VINCENNES
Tél. 374.64.01

EN STOCK : oscillos, appareils labo,
comparateurs, C.I., roues codeuses, mo-
dem, télétypes, grand choix dissipateurs
alu, 50 000 connecteurs, époxy, bakélite,
(contact. 7 touches), potars, trimmers, ré-
sistances, diodes 4148, etc., C.I., transis-
tors, relais, transfos, batteries cadnickel,
fils & câbles, bandes magnétiques tous
types, platines T.D., BSR, électro stéréo,
Télé & K 7, H.P., enceintes neuves, auto-
radios, compresseurs, ventilos.

— Très importants lots de condos cé-
ramique

— Très importante quantité de matériel
à voir sur place.

MAGASINS OUVERTS DE 8 H 30 A 12 H 30
ET DE 14 H A 18 H
FERMÉ LE SAMEDI APRÈS-MIDI

Pas d'expédition, tout notre matériel est à prendre sur place.
Catalogue contre 6 F en timbres

NOTE

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'Article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'Art. 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les Art. 425 et suivants du Code Pénal ».

*Quand vous écrivez
à nos annonceurs
recommandez-vous
de
RADIO-PLANS*

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

R.E.R. - GARE DE LYON

Ouvert tout l'été.

Microcalculateur série 1000



- Unités centrales : SC/MP (1 K PROM, 1/2 kram)
Z 80 (3 K PROM, 1 KRAM), DMA ...
- Cartes mémoires 8 K et 16 K
- Interfaces cassettes
- Interface télétype
- Entrées - sorties industrielles
- Calcul scientifique
- Système « basic »

PÉRIPHÉRIQUES - SYSTÈMES DE DÉVELOPPEMENT



Distribué par :

- RTF - Distronique, 73 av. Ch.-de-Gaulle
92202 Neuilly.
- Debelle, 13 rue Baptiste Marcel, ZI Fontaine
Sassenage, 38600 Fontaine.
- Fenner (Genève)

« Points micro »

- 185 av. de Cholsy, 75013 Paris
- 5 rue Maurice Bourdet, 75016 Paris
- 9 bis rue du Bas-Chamfleür, 63000 Clermont Fd
- 6 rue de la Eol, Mulhouse
- 32 rue Oberlin, Strasbourg
- 13 rue Baptiste Marcel, 38600 Fontaine

SARREGUEMINES

Electronique Service, 20 avenue de la gare - 57200

Distributeur officiel Office du Kit



- Modulateur de lumière 3 canaux (OK21) 112,70 F
- Modulateur 3 canaux + 1 Inverse (OK124) ... 136,20 F
- Adaptateur micro pour modulateur (OK126) . 77,40 F
- Stroboscope 40 joules (OK112) 155,80 F
- Antivol pour automobile (OK92) 102,90 F
- Générateur de rythmes (OK143) 279 F
- Ampli linéaire 144 MHz - 40 W (OK148) 495 F

Une gamme de transformateurs monophasés, primaire 220 V, imprégnés vernis classe B — Plus de 100 modèles de 1,8 à 480 VA. Secondaires simples ou doubles.

Composants électroniques

Vaste choix de résistances, condensateurs, transistors, circuits intégrés, diodes, etc...

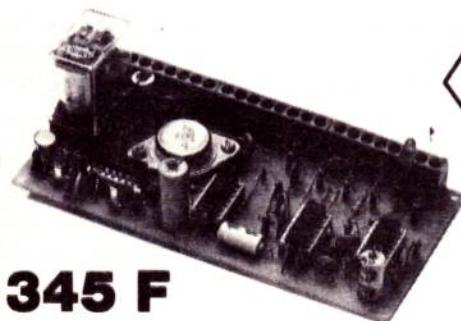
Outillage - Coffrets -
Appareils de mesure

Convertisseurs
statiques
continu → Alt. 50 Hz
Nombreux modèles
disponibles

Egalement vente par correspondance

Ouvert du mardi au samedi

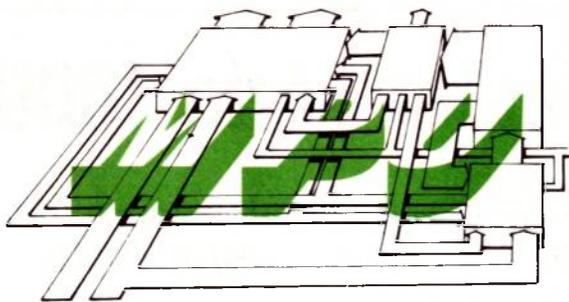
de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 h. (Tel (87) 01 57 20 00)



345 F

Centrale antivol OK 140 :

- Multiples entrées
 - Sortie sirène +
sortie par relais
 - Contrôle de veille
 - Indicateur d'alarme
- Fonctionne à circuits
C.MOS (-de 10 µA de
consommation en veille)



INITIATION AUX MICROPROCESSEURS

LES MODULES PERIPHERIQUES

Après avoir étudié les éléments matériels de base d'un système micro-informatique avec la description de l'Unité centrale comprenant, outre de la mémoire, un moyen de dialogue par un clavier et un affichage et un bus pour gérer les applications, nous envisageons les modules périphériques.

Nous avons eu maintes fois l'occasion de signaler que tout l'intérêt de la micro-informatique résidait dans les moyens d'entrées et sorties dont disposait le système. Etant donné la puissance potentielle d'un microprocesseur, le champ d'application est immense et couvre de grands domaines de l'activité humaine. Il ne faut donc pas, réciproquement, tomber dans l'excès inverse dans la création d'un système, à savoir imposer le maximum d'entrées sorties et de coupleurs dans une structure de base. En effet, suivant l'application de l'utilisateur, il y aurait toujours une redondance importante de matériel.

C'est la raison pour laquelle nous avons choisi, dès le départ, une structure parfaitement modulaire dans laquelle chaque module répond pleinement à un type d'application et dont la dimension puisse être parfaitement ajustée à la puissance du système que l'on veut réaliser.

En fait nous distinguerons deux aspects dans cette recherche. Le premier est de définir le type de l'opération qu'il faut réaliser vis-à-vis du système micro-informatique, c'est-à-dire : entrée d'information, sortie d'information, traitement d'information. Pour cela nous devons créer des modules d'entrées sorties et de mémoire universels.

Le deuxième aspect est d'adapter cette partie universelle à la nature physique de l'organe piloté par le micro-système. Nous pouvons citer par exemple, des modules de puissance pour activation de moteurs ou d'électrovannes, mais également des interfaces pour l'utilisation d'un écran de télévision comme périphérique etc...

Dans le présent article, nous nous intéressons exclusivement au premier type de modules en étudiant deux cartes dont le champ d'application est parmi les plus importants et qui de surcroît s'associent dans un système. La première est une carte d'entrée parallèle et la seconde une carte de sortie également parallèle sur relais. Le domaine d'application de ces modules est parmi les plus vastes puisqu'il recouvre la plupart des problèmes d'automatisme, machine outil, chaîne de transfert, cinéma, diapositives, labo photo, train électrique, appareils ménagers, etc...

I. — LA CARTE D'ENTREE

Dans la dénomination des modules, nous nous plaçons du côté du microprocesseur et de l'Unité Centrale. Lorsque nous donnons le nom de carte d'entrée cela indique que le micro-système, à travers ce module pourra acquérir une information dans ses registres. Nous avons vu précédemment dans les exercices et les applications logicielles que nous avons décrit, que nous saurions exécuter toute opération sur une information à partir du moment où celle-ci se trouvait dans un registre.

1° Analyse

a — Position du problème

Pour bien analyser la structure du module que nous voulons créer, nous devons tout d'abord définir le type d'information que nous désirons traiter.

En effet, il existe essentiellement deux formes de grandeurs issues de capteurs, de valeurs tout ou rien et des valeurs analogiques.

Ici, nous nous intéressons exclusivement aux informations ayant une structure tout ou rien. L'aspect analogique fera, en effet, l'objet d'une autre étude car la structure d'un module de connexion analogique digital est nécessaire pour traiter ce type d'information par un système microprocesseur.

Afin de bien structurer ce module il convient de définir les entrées. D'une façon générale, une entrée est la manifestation physique d'un phénomène extérieur. Puisque nous n'envisageons que des entrées tout ou rien la forme du phénomène se doit d'être ou de ne pas être.

Pour illustrer ces phénomènes, nous pouvons citer parmi les plus courants, dans le domaine de la machine outil ou de l'automatisme séquentiel des butées de fin de courses, dans celui du train électrique, un détecteur de proximité, dans l'appareil ménager, un relais d'enclenchement.

Quel que soit le type de capteur, l'information n'a que deux valeurs 0 ou 1. Une butée de fin de course est un simple contact qui est enfoncé par la pression d'une pièce mécanique comme un bouton poussoir. Nous voyons que la seule chose qui soit à préciser dans ce cas est de savoir si la pression exercée ouvre un contact préalablement fermé ou, au contraire, ferme un contact préalablement ouvert.

Ce type de capteur permet de transformer la manifestation mécanique d'un phénomène en manifestation électrique. Celle-ci devra tout simplement être transformée en manifestation micro-informatique pour être analysée par le microprocesseur. C'est le rôle de la carte que nous projetons d'étudier.

Nous avons pris l'exemple d'un contact, parce qu'il est le plus parlant. Mais il existe bien d'autres types de capteurs photo-électrostatique est par tout ou rien ou tout au moins analysable comme tel. Il existe en effet des capteurs inductifs, ou des capteurs photo-électriques. La carte d'entrée que nous définissons devra analyser les informations de tous ces types de capteurs, sous réserve toutefois que pour certains d'entre eux nous réalisons une adaptation.

Lors de l'étude du microprocesseur SC/MP nous avons vu qu'il existait des bascules d'entrées SENSE A, SENSE B et SIN qui permettaient d'acquérir des informations unitaires. Il est évident que dans le type de problème qui nous intéresse ici, ce nombre de 3 entrées est beaucoup trop limité. Nous devons donc choisir un autre type de solution.

Le moyen le plus classique pour mettre une information à la disposition d'un microprocesseur est de la mettre sur son bus de données. Or, jusqu'à présent, une information est définie sur huit éléments binaires, dans une mémoire à une adresse définie.

Le rôle de la carte d'entrée va donc être de transformer l'information électrique provenant de capteurs en information mémoire accessible par le microprocesseur comme une case mémoire. Nous avons d'ailleurs vu que le bus de l'Unité Centrale comprend bien davantage que les simples bus de données et d'adresse, puisqu'il inclut tous les signaux de gestion mémoire et périphériques.

Pour réaliser cela il suffit donc de prendre des bascules Tri-state pour qu'elles soient compatibles avec le bus et donc qu'elles puissent être lues par le microprocesseur.

b — Structure de la carte

L'analyse nous a montré que l'information physique du capteur devait être transformée en une information informatique type mot mémoire. Or, le microprocesseur travaille sur des mots de 8 éléments binaires. Donc, nous concevons de regrouper les entrées unitaires par 8 de façon à former des mots compatibles avec les registres de travail et, d'autre part, pour travailler avec ce mot nous lui donnerons une adresse.

En fait, donner un adresse à un périphérique, consiste à autoriser l'accès de celui-ci au bus lorsque la combinaison des fils d'adresse le désigne et ceci quel que soit le contenu des bascules liées au bus. Donc, réciproque à une adresse nous trouverons 8 entrées. Si nous voulons acquérir un grand nombre d'entrées nous les regrouperons par 8.

Deux éléments peuvent nous obliger à limiter le nombre de ces entrées. D'une part, la place prise par les bascules correspondantes et, d'autre part, la circuiterie nécessaire au décodage de leur adresse.

Les boîtiers actuellement disponibles dans le commerce nous conduisent à prendre les options suivantes :

Tout d'abord, le regroupement par 8 des entrées se fera dans un circuit intégré contenant 8 bascules et celui-ci sera de technologie Tri-state pour être compatible avec le bus. Ensuite il convient de définir le nombre de ces boîtiers. Il doit être d'une puissance de 2 puisque leur adressage sera issu du décodage de 1, 2, 3 ou 4 fils d'adresse.

Pour tout un ensemble de raisons, dont la place sur le circuit imprimé, le prix des composants, nous optons pour une carte de 64

entrées parallèles. Ceci représente donc 8 boîtiers de 8 entrées et un décodage de 3 fils d'adresses ($2^2 = 8$). Il est évident que ce sont les 3 fils d'adresse basse (AD_0 , AD_1 et AD_2) que nous décodons de façon à ce que les adresses des 8 boîtiers de bascule soient jointives. Reste maintenant à implanter ces 8 adresses dans l'espace adressable de l'Unité Centrale car, en effet, il ne doit pas y avoir de recouvrement. Si nous devons être économe en espace adressable, nous décodons complètement les adresses de ces boîtiers sur les douze fils du bus d'adresse.

En fait, nous nous proposons de récupérer la structure d'adresse de la page de base définie sur l'Unité Centrale en affectant une page complète à une carte de 64 entrées en parallèle. Nous en déduisons donc le décodage d'adresse de la carte qui devient particulièrement simple.

Une sous-page de l'Unité Centrale autorise la carte d'entrées et le décodage des trois fils de poids faible d'adresse détermine un des boîtiers parmi les 8. Comme nous disposons d'un certain nombre de sous-pages disponibles, nous prévoyons un sélecteur sur la carte qui permet de la définir suivant les besoins.

Pour le décodage des 3 fils d'adresse, un seul boîtier suffit. Il s'agit en effet, d'un démultiplexeur de 3 en 1 parmi 8.

Le dernier point à étudier concerne la nature de l'information d'entrée. Au niveau du boîtier de bascules, 0 à 1 se manifestent par 5 V ou 0 V. Il n'y a donc que deux états possibles et non pas trois comme au niveau bus (0, 1 et rien). Donc il faut définir un état de repos et un état actif, c'est-à-dire un état dans lequel le contact par exemple est ouvert et un état dans lequel il est fermé.

Pour différentes raisons, dont celle d'immunité aux parasites et à la facilité d'exploitation sur des informations à longue distance nous imposons un 5 V en entrée au repos et lorsqu'une sortie se manifeste elle est sensée imposer un 0 V qui représente l'état actif (**figure 1**).

De tout ce qui précède, nous pouvons en déduire le schéma puis l'implantation sur circuit imprimé.

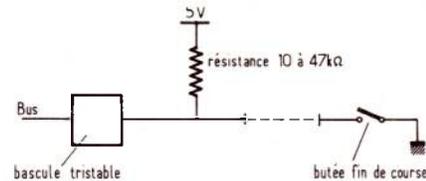


Figure 1

2° — Réalisation

Le module que nous créons ici doit prendre place sur la carte mère que nous avons décrite dans un article précédent. Par conséquent, nous devons lier la partie d'acquisition au bus de l'Unité Centrale. Mais, avant d'entreprendre la réalisation en circuit imprimé nous réalisons un schéma de principe du dispositif.

a — Schéma de principe

La **figure 2** donne le schéma de principe de la carte d'entrée. Pour simplifier la représentation nous ne présentons qu'un des éléments répétitifs.

1. — Le décodage d'adresse

Deux éléments doivent autoriser l'accès d'un groupe d'entrée au bus. Tout d'abord, une des sous-pages définies sur l'Unité Centrale et en second lieu le signal NRDS.

Pour le sélecteur de sous-page nous en avons justifié dans l'analyse et nous n'y reviendrons pas. Par contre, la nécessité de soumettre

l'autorisation au signal NRDS est la conséquence du fait qu'une entrée est considérée, d'une part comme une case mémoire et, d'autre part, que celle-ci est à simple lecture.

A partir du moment où la page est sélectionnée, c'est le signal NRDS qui donne la période exacte (quelques centaines de micro secondes) pendant laquelle le microprocesseur vient lire son bus.

Donc, le décodage d'adresse est assuré par un démultiplexeur de 3 en 8 du type DM 74 LS 138 N autorisé par un sélecteur d'une des sous-pages et du signal NRDS.

Pour que le choix de la sous-page utilisée soit laissé à la discrétion de l'utilisateur, nous prévoyons un sélecteur par strap qui consiste simplement en un ensemble de trous disponibles. Les trois fils du bus d'adresse entrant dans le boîtier DM 74 LS 138 N donnent en sortie un ensemble de huit fils en 1 parmi 8 qui définissent chacun un des 8 registres d'entrées. Ces fils sont repérés de NRCS0 à NRCS7 sur le schéma de la figure 2.

2. — Les registres d'entrées

Les boîtiers choisis pour réaliser les entrées sont des octo bascules tristate. Le fait que ces circuits intégrés comprennent 8 bascules permet de les rendre très simplement compatibles avec la dimension du bus de données. D'autre part, ils sont Tri-state (c'est-à-dire qu'ils ont trois états de sorties possibles : 0, 1 ou rien - haute impédance). Tant que le signal NRCS n'autorise pas ce boîtier, il présente en sortie un état haute impédance qui ne perturbe pas le bus.

Les boîtiers choisis comme registres d'entrées sont des DM 81 LS 97 N. Ils sont directement compatibles, d'une part, avec le bus et, d'autre part, avec les signaux issus du 74 LS 138 N.

L'ensemble des boîtiers est en LS c'est-à-dire en « Low Power Schotky » Ainsi, ils ne risquent pas d'écrouler le bus.

D'un autre côté, les courants seront, en tout état de cause, toujours de faible valeur. C'est ainsi que pour définir l'état de repos au plus 5 V, nous insérons une résistance de 10 à 47 K ohms (courant inférieur à 0,5 mA).

Le schéma de principe est très simple et ne nécessite aucun commentaire supplémentaire.

b — Implantation sur circuit imprimé

La part la plus importante dans la réalisation du circuit imprimé est le respect de la structure du bus qui a été définie lors de l'étude de l'Unité Centrale. C'est la raison pour laquelle nous donnons cette structure in extenso en figure 3.

Le deuxième impératif est de placer les points de raccordements des entrées en un endroit facilement accessible et de préférence groupés. En figure 4 et 5 nous donnons la reproduction du mylar de cette carte.

Le circuit imprimé sera réalisé en double face conformément aux figures 4 et 5 de préférence en trous métallisés sur verre époxy de 16/10°. Tous les trous sont percés au diamètre de 8/10° à l'exception des trous devant recevoir les points d'entrées qui sont percés au diamètre de 1/4. En effet suivant le cas nous prévoyons de pouvoir mettre des borniers à vis sur ces points.

Le montage de la carte est simple puisqu'il n'y a qu'un type de résistance et que le seul boîtier qui diffère est de dimension plus réduite. La nomenclature donnée en figure 6 indique l'ensemble des composants nécessaires à la réalisation de cette carte.

Pour réaliser le montage, il convient de se référer au schéma général de la figure 7.

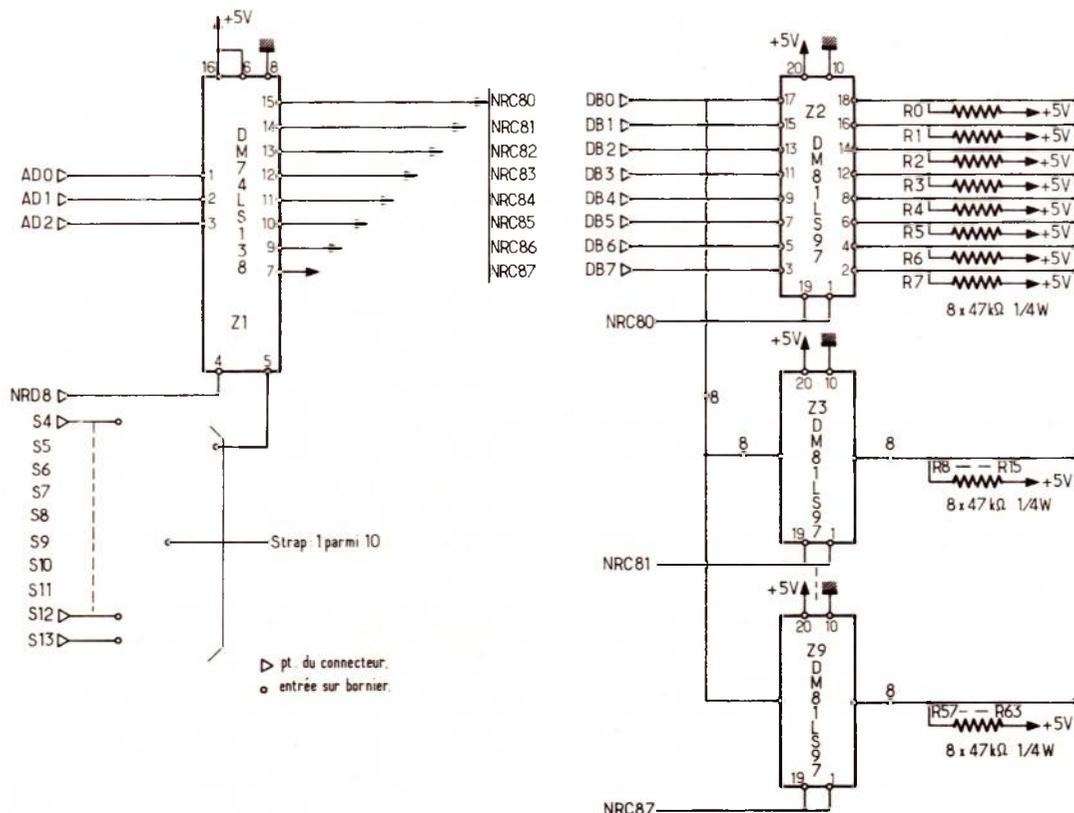


Figure 2

| FACE A | | | FACE B | | |
|--------|--------|------------------------|--------|--------|-------------------|
| N° | Signal | Signification | N° | Signal | Signification |
| 1 | 0V | Terre logique | 1 | — 12 V | — 12 V logique |
| 2 | S0 | | 2 | BFLGO | flag 0 |
| 3 | S1 | | 3 | BFLG1 | flag 1 |
| 4 | S2 | | 4 | HFLG | H - flag |
| 5 | S3 | Signaux de sélection | 5 | IFLG | I - flag |
| 6 | S4 | | 6 | S8 | |
| 7 | S5 | | 7 | S9 | |
| 8 | S6 | | 8 | S10 | |
| 9 | S7 | | 9 | AD7 | |
| 10 | NP0S | Sélection page de base | 10 | AD6 | |
| 11 | NC | non connecté | 11 | AD5 | |
| 12 | S13 | | 12 | AD4 | Bus adresse |
| 13 | S12 | Signaux de sélection | 13 | AD3 | |
| 14 | S11 | | 14 | AD2 | |
| 15 | AD15 | | 15 | AD1 | |
| 16 | AD14 | | 16 | AD0 | |
| 17 | AD13 | | 17 | NBREQ | |
| 18 | AD12 | Bus adresse | 18 | NENOUT | |
| 19 | AD8 | | 19 | NENIN | |
| 20 | AD9 | | 20 | NADS | |
| 21 | AD10 | | 21 | NRDS | |
| 22 | AD11 | | 22 | NHOLD | |
| 23 | DB7 | | 23 | NRST | |
| 24 | DB6 | | 24 | NWDS | |
| 25 | DB5 | | 25 | CONT | CONTINUE |
| 26 | DB4 | Bus données | 26 | — 5 V | — 5 Volts logique |
| 27 | DB3 | | 27 | SA | Sense A |
| 28 | DB2 | | 28 | SB | Sense B |
| 29 | DB1 | | 29 | BFLG 2 | flag 2 |
| 30 | DB0 | | 30 | SOUT | Sortie Série |
| 31 | + 5 V | + 5 Volts logique | 31 | SIN | Entrée Série |

Figure 3

| NOMENCLATURE | | | |
|--------------|---------------------|----------------|--|
| 1 | Circuit imprimé | E.P. | |
| 1 | Connecteur mâle | | |
| 62 | points | HE 902 F 62 U | |
| 6 | Borniers à vis | 26 104 1253 O | |
| 5 | Capa. de découplage | 33 nF 250 V | C ₂ , C ₃ , C ₄ , C ₅ , C ₆ |
| 1 | Capa. de découplage | CTS 13 10 µF | C ₁ |
| 64 | Résistances | 10 ou 47 K 1/4 | R ₀ à R ₆₃ |
| 8 | Buffers octo. | DM 81 LS 97 M | Z ₂ , Z ₃ , Z ₄ , Z ₅ , Z ₆ , Z ₇ , Z ₈ , Z ₉ |
| 1 | Démultiplexeur | DM 74 LS 138 M | Z ₁ |
| Q | Désignation | Référence | EP 1032 |

Figure 6

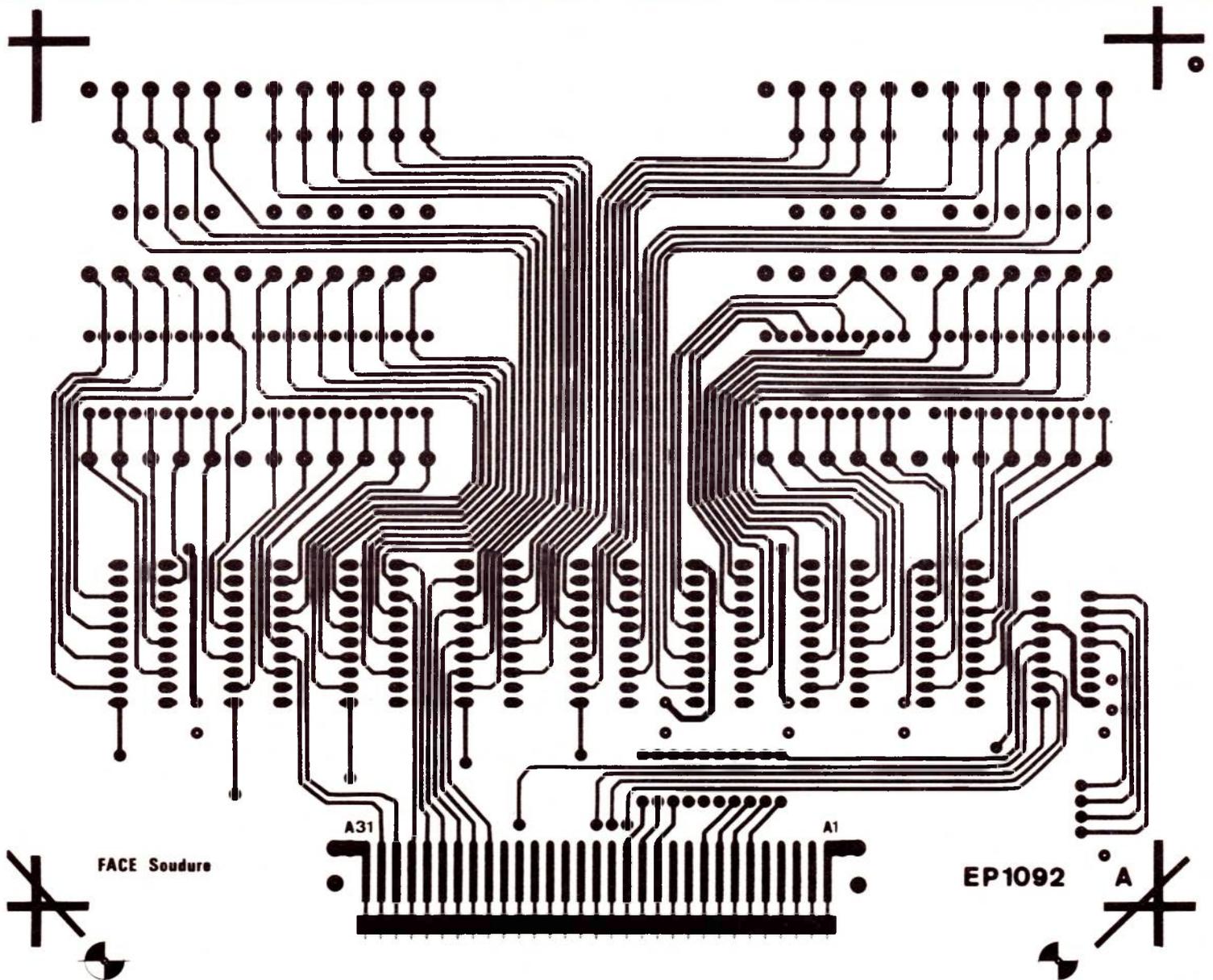


Figure 4

3° Utilisation de la carte d'entrée

La première des choses à faire est de contrôler la carte. Pour cela, il convient de l'implanter sur la carte mère, les composants étant placés vers l'arrière, c'est-à-dire côté vers l'utilisateur.

Cette opération doit se faire avec l'Unité Centrale et la carte mère hors tension. En effet, il serait dangereux de manipuler des cartes sur la carte mère lorsque l'ensemble du système est sous tension. Après avoir implanté la carte dans le système, choisir la sous-page d'adresse de ce module. Ne pas utiliser les sous-pages 2 et 3 s'il s'y trouve un programme d'application tel que gestion cassette. Par contre, il n'y a aucun inconvénient à utiliser les sous-pages des afficheurs. De même la sous-page clavier rendrait celui-ci inopérant et les sous-pages relatives à la mémoire vive seraient inexploitable.

Mais rien n'empêche d'utiliser la même page que celle utilisée pour une autre carte de sortie comme la carte relais que nous décrirons dans la suite de cet article.

Donc, sélectionner la sous-page par un strap. Il n'est pas nécessaire de souder celui-ci si le circuit imprimé est réalisé en trous métallisés. Mettre le système sous tension. A l'apparition des tirets pratiquer comme pour la lecture d'une case mémoire, à l'adresse d'implantation de la carte.

En appuyant huit fois de suite sur la touche M, nous pouvons lire les huit registres des 64 entrées parallèles. Il est à noter que du fait que nous n'ayons pas décodé les fils de poids fort d'adresse, nous retrouvons tous les 8 pas mémoire la même configuration dans les limites des 256 octets de la page sélectionnée.

En lisant ces 8 premières adresses de la sous-page concernée nous devons lire sur les deux digits de droite de l'Unité Centrale XFF qui veut dire que toutes les entrées sont à 1, c'est-à-dire en l'air.

Si à une adresse ou un ensemble d'adresses nous n'obtenons pas FF, il convient de vérifier s'il n'y a pas de court-circuit sur les broches des boîtiers 81 LS 97, ou que le connecteur est bien câblé. Ce dernier doit d'ailleurs être soudé, bien que sa structure lui permette d'être simplement enfiché. En effet, bien des difficultés peuvent provenir d'un mauvais contact.

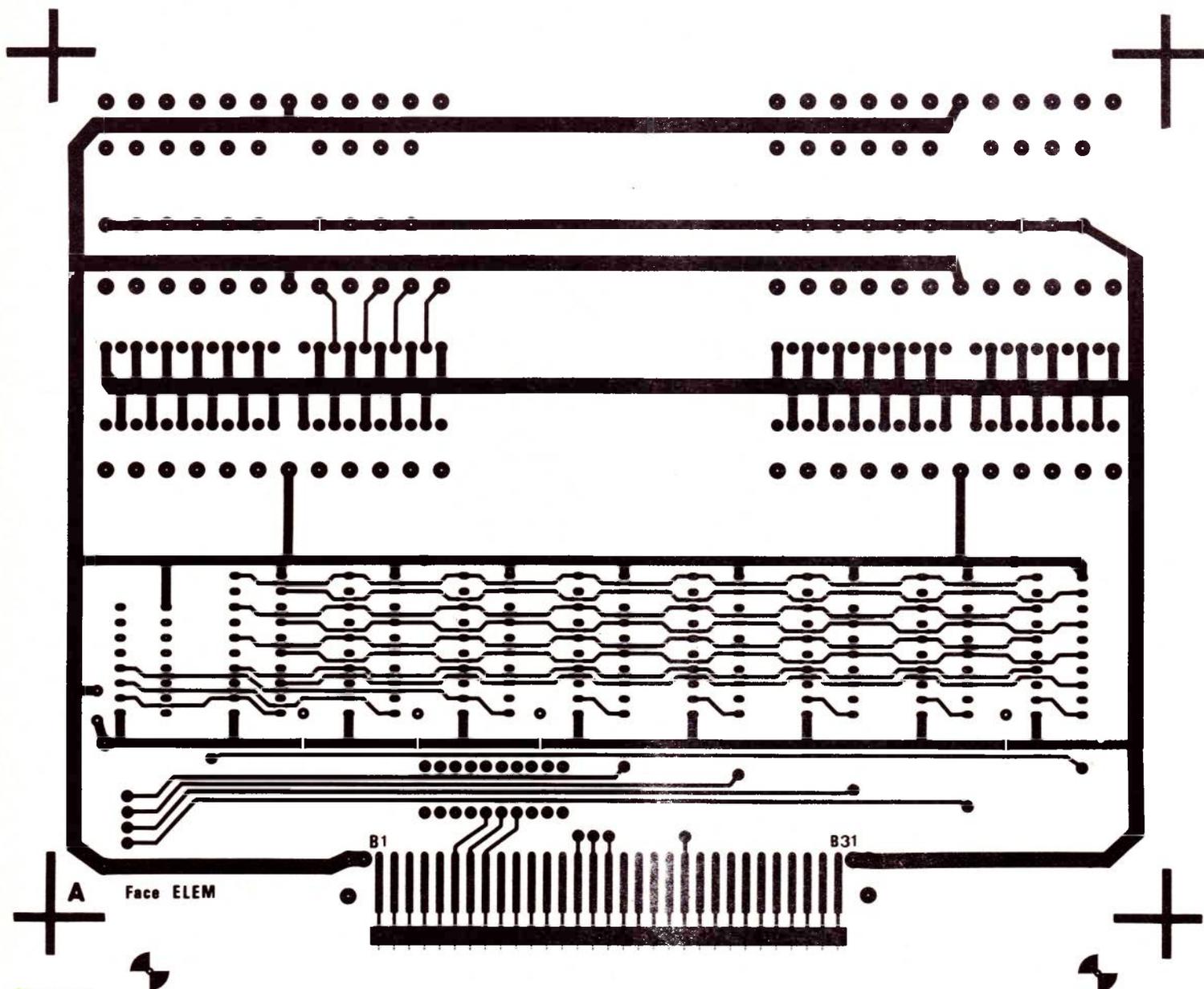


Figure 5

Pour vérifier le bon câblage des entrées, tirer un fil à partir de la masse et le placer sur une entrée au hasard. En lisant les huit octets d'entrée on doit en trouver 1 qui n'est plus à FF mais à une valeur telle que l'on puisse en conclure à la présence d'un zéro. Cette carte est si simple qu'il serait très étonnant qu'elle ne fonctionne pas à la première mise sous tension.

Le procédé que nous venons d'employer pour contrôler la carte est très utile dans son utilisation. En effet, quel que soit le système que l'on connecte à cette carte il convient de vérifier que les branchements sont corrects et surtout que l'adresse et la position du bit dans l'octet correspondant à cette entrée est bien celle que l'on a désignée dans le programme utilisateur.

Pour cela il suffit de connecter à la main le poussoir ou la butée de fin de course et de lire à partir du clavier et de l'affichage de l'Unité Centrale le contenu de l'octet à l'adresse désignée.

Le schéma de la **figure 8** donne les adresses correspondantes aux points d'entrée du circuit imprimé.

Les applications d'une telle carte sont infinies. Il est possible par programme d'interpréter des états et de prendre des décisions au

niveau du microprocesseur. Tel qu'est conçu le système, il est possible de mettre plusieurs cartes de 64 entrées parallèles sur l'Unité Centrale.

Nous reviendrons plus tard sur les nombreuses applications de cette carte mais, pour l'instant, nous introduisons une seconde carte qui s'associe presque automatiquement avec celle-ci : une carte de sorties parallèles à relais.

II. Carte relais

Après avoir étudié un module permettant de lire par le microprocesseur des états d'entrées, nous allons étudier son module dual, une carte de sortie qui permet de commander des événements en fonction d'un résultat obtenu par programme.

Nous avons déjà au l'occasion d'étudier un organe de sortie en dehors des mémoires. il s'agissait des afficheurs 7 segments. Avec eux, on obtenait déjà une chose fondamentale : voir un résultat issu d'un programme. Mais, ici nous voulons aller beaucoup plus loin.

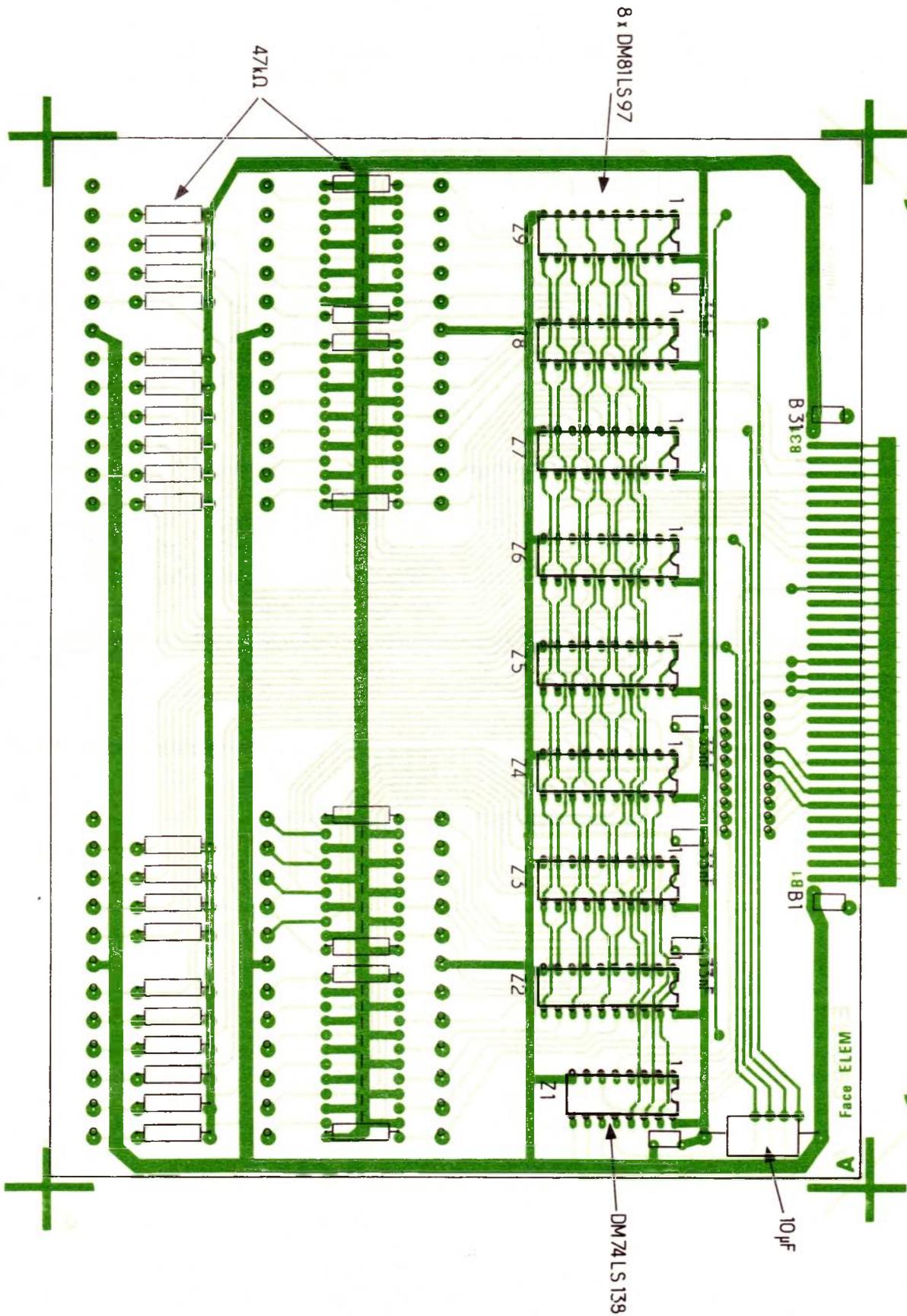
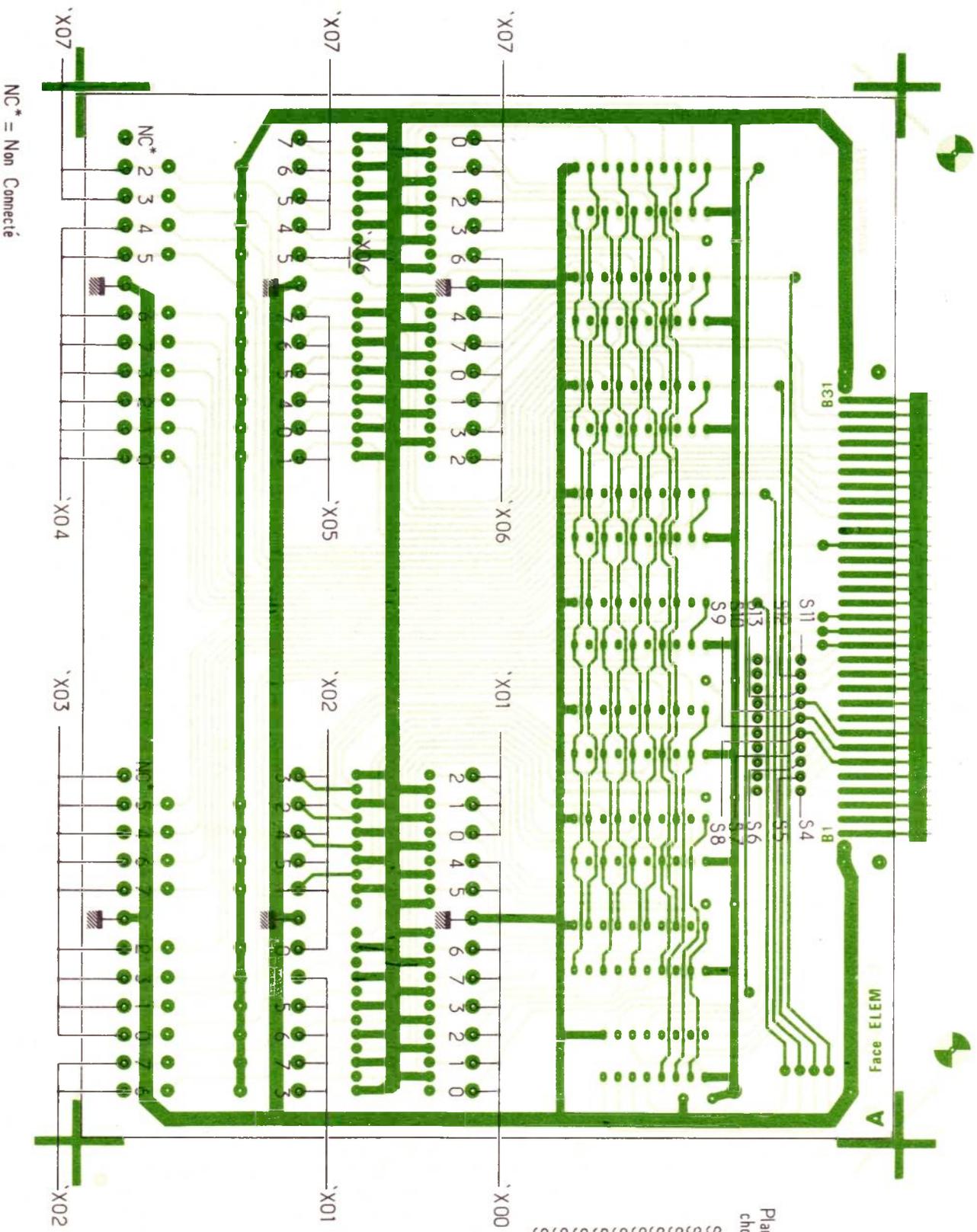


Figure 7

Figure 8



Face comp.

Plan d'adressage
choix de la souspage

- S4 X = 4
- S5 X = 5
- S6 X = 6
- S7 X = 7
- S8 X = 8
- S9 X = A
- S10 X = B
- S11 X = C
- S12 X = D
- S13 X = D

NC* = Non Connecté

Nous envisageons de pouvoir commander des organes électriques électro-mécaniques ou mécaniques avec le micro-ordinateur.

Un double problème se pose : En premier lieu faire sortir un signal continu fonction du résultat obtenu par programme et, d'autre part, que ce signal ait l'énergie pour commander un dispositif électro-mécanique. Donc d'une part, mémorisation à un endroit donné d'un état et mise à disposition de puissance en fonction de cet état.

La solution la plus directe à partir d'un microprocesseur est l'emploi de bascules mémoire avec sorties différenciées des entrées que nous appellerons des latches et des relais qui se couplent très aisément avec un micro-processeur.

1° Analyse

a — Position du problème

La commande d'un organe électro-mécanique tel que relais de puissance électrovanne ou moteur est dépendante de l'organe lui-même. En effet certains nécessitent des tensions et des courants personnalisés. Or, le microprocesseur travaille uniquement en 0 et 5 V.

Il ne serait pas raisonnable de vouloir créer des microprocesseurs travaillant sous 48 V pour commander des organes mécaniques. Mais, ce n'est pas tout. Un moteur qui démarre, même si c'est celui d'une locomotive de train miniature provoque des pointes de courant importantes qui sont de nature à perturber considérablement une circuiterie conçue pour des courants faibles. Nous sommes conduits alors à avoir une isolation galvanique.

Nous entendons par isolation galvanique, le fait qu'il n'y a pas contact métallique entre deux circuits dont les états électriques sont pourtant liés. Par exemple un transformateur crée une isolation galvanique, car la modulation que l'on trouve au secondaire fonction du primaire est due à une induction magnétique et non à une transmission de courant par un conducteur.

Aujourd'hui, outre les transformateurs du système inductif en général, il existe des coupleurs par photo transistors qui apportent la même isolation galvanique.

Donc, pour obtenir une indépendance électrique ou galvanique parfaite entre le circuit de commande (micro-ordinateur) et les organes de puissance commandés, nous devons prendre des éléments de couplage inductifs ou photocoupleurs. Dans ces conditions les tensions et courants commandés sont indépendants de ceux de commande.

C'est le cas d'un relais représenté **figure 9**.

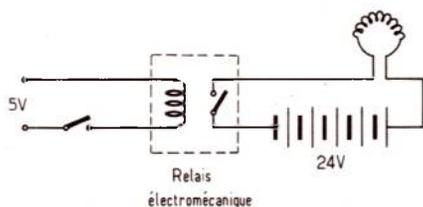


Figure 9

Le deuxième point est de conserver l'information. En effet, nous savons que le SC/MP a dans le boîtier 4 sorties maintenues. Il s'agit des trois flags F_0 , F_1 , F_2 et de la bascule SOUT liée au registre d'extension. Bien que ces sorties soient très utiles et souvent très employées, voire suremployées, elles ne sont pas assez nombreuses pour piloter un train électrique, une machine outil ou une chaîne de transfert. Donc, comme pour la carte d'entrées, nous allons chercher à nous coupler sur le bus.

Mais, là encore, à nouveau se pose le même problème. Sur le bus une information n'est présente que quelques centaines de micro-secondes tout au plus puis le reste du temps, ce bus est utilisé à véhiculer d'autres informations. Pour pallier cette difficulté nous

sommes conduits à mémoriser les signaux de sorties, c'est-à-dire les prendre dans un piège juste lorsqu'il se trouvent sur le bus de données.

Nous utiliserons donc des boîtiers de latches tristate qui seront autorisés à une adresse et par le signal d'écriture du microprocesseur. Car, en effet comme pour la carte d'entrée nous allons transformer le mot de sortie (ensemble de bit de commande) en un mot mémoire possédant une dimension définie et une adresse. Ici, puisqu'il s'agit de réaliser des sorties, ce seront des mémoires à écriture seule.

Du fait de la structure de ces boîtiers de latches, une lecture à cette même adresse les laisse en haute impédance et ne perturbe en rien le bus de données. C'est la raison pour laquelle nous pourrions implanter aux mêmes adresses des cartes d'entrées et des cartes de sorties. Outre le gain en espace adressable, cette méthode a le grand avantage de permettre d'atteindre les entrées et les sorties à partir d'un même pointeur.

b — Structure de la carte

Comme pour la carte d'entrée nous trouvons une partie de décodage d'adresses et une partie commande des relais. La place prise par les relais limite leur nombre si l'on désire être compatible avec la dimension des cartes. Pour cette raison leur nombre est limité à 24. Les boîtiers de commande utilisés comprennent 6 bascules. C'est donc par groupes de 6 relais qu'est organisée la carte. A chaque groupe correspondant une adresse et une seule. Donc en tout 4 adresses sur une carte.

Toutefois pour faciliter l'extension du système, nous prévoyons la possibilité d'utiliser 8 adresses par sous-page de 256 octets de l'Unité Centrale. A ces fins implantons sur la carte un sélecteur exclusif qui affecte à la carte les 4 adresses hautes ou les 4 adresses basses parmi les 8. Ainsi, deux cartes relais peuvent être implantées dans la même sous-page à des adresses jointives. Donc, pour obtenir les 8 adresses à partir des trois fils de poids faible du bus d'adresse du microprocesseur, nous employons le même schéma que celui de la carte d'entrée vue précédemment. Le boîtier utilisé est un 74 LS 138 N soit un démultiplexeur de 3 en 8. Les signaux de sortie d'adresse en 1 parmi 8 sont inversés pour être compatibles avec les bascules de latches. Un seul 7404 N suffit pour cela puisque 4 signaux d'autorisation seulement peuvent être utilisés à la fois. Comme pour la carte d'entrée, l'utilisateur peut choisir la sous-page de 256 octets dans laquelle il va implanter la carte relais avec la restriction de limiter à 2 le nombre de ces cartes par sous-page. Avant de poursuivre l'étude de cette carte, il convient de donner les caractéristiques essentielles des relais que nous utiliserons.

Ce sont des relais à ampoule sous vide plus connus sous le nom de relais Reed. Ils sont ouverts au repos, c'est-à-dire lorsque aucun courant ne traverse le bobinage le contact est décollé. Pour le faire commuter il faut lui imposer une tension comprise entre 3,2 V et 5 V. Par contre pour le faire décoller il est nécessaire que la tension tombe au dessous de 1,5 V.

La résistance de la bobine est de 500Ω . La puissance de coupure qui est davantage liée à la qualité de la lame de contact est de 50 watts. Donc, il est impossible de couper par exemple 400 mA sous 12 volts. Il est évident que ces valeurs sont typiques et que les relais supportent d'une façon discontinue des sur-puissances.

Mais, il convient d'être prudent car les phénomènes transitoires sont de nature à détériorer le contact. Si nous voulons faire commuter une lampe de 30 watts nous nous exposons à des risques car les caractéristiques électriques des lampes à froid sont très différentes de celles des lampes à chaud. Ainsi au moment de l'allumage, il peut y avoir un fort appel de courant qui peut faire coller le relais (c'est-à-dire faire souder la lame) auquel cas celui-ci est détruit. Il en est de même avec les charges à caractère selfique, telle que électrovannes. Au moment de la fermeture du contact une pointe de tension très importante peut apparaître. Pour pallier cet inconvénient, il est possible de mettre en inverse sur le bobinage de l'électrovanne une diode Zener qui absorbera l'énergie.

Le fait que ces relais sont commutables sous des tensions TTL les rend très simples d'emploi. Toutefois, un inconvénient surgit. En logique TTL, les boîtiers sont une sortance au niveau bas. C'est-à-dire qu'ils sont en mesure de fournir ou plutôt de tirer du courant lorsqu'ils sont à la masse.

La valeur du courant est alors de 16 mA. Nous serons donc conduit à effectuer le montage de la **figure 10**. En effet, 500 ohms sous 5 V donnent 10 mA.

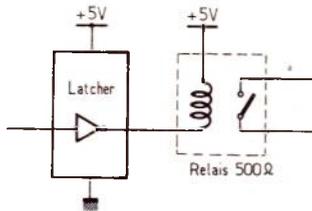


Figure 10

Lorsque la sortie est haute, le relais décolle puisque la tension à ses bornes est nulle. Par contre, ce montage présente un très grand inconvénient. En effet, à la mise sous tension, nous devons connaître l'état des relais ou des électrovannes, il est impératif que ceux-ci soient maintenus à l'arrêt jusqu'à ce que le microprocesseur suivant le programme utilisateur les active.

Or, ici, à la mise sous tension les latches sont à zéro. Donc tous les relais collent, ce qui est contraire à la sécurité.

Donc nous préconisons le montage suivant qui diminue la tension aux bornes du bobinage mais qui a le grand intérêt de rendre actif les 1 et non les 0. (**Figure 11**).

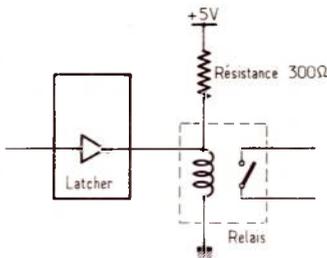


Figure 11

La résistance connectée au + 5 V permet de pallier le manque de courant du niveau + 5 V du boîtier qui ne délivre qu'environ 1 mA. Puisque le microprocesseur SC/MP a des flags, nous avons prévu sur la carte trois relais de moyenne puissance (100 watts) qui peuvent être mis en œuvre à travers des straps. Leur montage est similaire aux relais de faible puissance. Leurs caractéristiques diffèrent par le fait que la résistance de la bobine est de 75Ω. Ainsi en les polarisant par 75Ω nous partageons au repos le courant entre le relais et le boîtier.

2°) réalisation

Le schéma de principe de la carte relais est donné en **figure 12**. Les boîtiers de latches choisis sont des 74174 N, c'est-à-dire en technologie TTL. Afin que l'entrée de ces boîtiers n'écroule pas le bus de données auxquels ils sont liés nous avons inséré des buffers qui sont des DM 81 LS 97 N contenant 8 bascules.

Du fait que les circuits intégrés DM 74 174 N ne contiennent que 6 bascules à une adresse, nous ne trouvons que 6 relais pour les 8 bits disponibles. Donc les deux de poids fort de données ne sont pas utilisés. Nous verrons dans l'utilisation de ces modules qu'il est utile de les garder comme flags en mémoire.

Le circuit imprimé est réalisé en double face trous métallisés de préférence. Les mylars des deux faces sont donnés en **figure 13 et 14**.

Le connecteur a la même structure que celui de l'Unité Centrale et de la carte d'entrée. Donc se reporter à la nomenclature du bus généralisé.

L'implantation des composants est indiquée sur le schéma de la **figure 15**.

Le montage des composants est très simple, ceux-ci sont donnés dans la nomenclature de la **figure 16**.

La carte ne peut être équipée que par fraction de 6 relais.

Les straps d'adresse et d'autorisation sont à utiliser de la façon suivante :

Straps A, B, C : définissent les relais de moyenne puissance

Straps 1, 2, 3, 4 : définissent les 4 groupes de 6 relais en adresse basse

Straps 5, 6, 7, 8 : définissent les 4 groupes de 6 relais en adresse haute

Straps 11 à 20 : définissent la sous-page de l'Unité Centrale utilisée.

Des borniers à vis peuvent être implantés en haut de la carte pour réaliser les connexions avec des éléments extérieurs.

La **figure 17** donne la répartition des relais sur la carte en fonction de leur adresse et la **figure 18** donne les adresses correspondant aux straps.

NOMENCLATURE

| | | | |
|---------------|---------------|----------------------|----------|
| 0 ou 1 | | Bornier | TRELEC |
| 2 ou 4 | | Bornier | TRELEC |
| 6-12-18 ou 24 | 10 K 1/4 w | Résistance | SOVCOR |
| 1-2 ou 3 | 75 1/4 w | Résistance | SOVCOR |
| 1 | DM 81 LS 97 | Buffer-octal | N.S. |
| 2 | DM 7404 | Hex-inverseur | N.S. |
| 1 | DM 74 LS 138 | Démultiplexeur | N.S. |
| 1-2-3 ou 4 | DM 74174 | Hex-bascule D | N.S. |
| 6-12-18 ou 24 | RA 314 410 51 | Relais Reed | ELECTROL |
| 1-2 003 | RA 316 01051 | Relais Reed ELECTROL | |

Figure 16

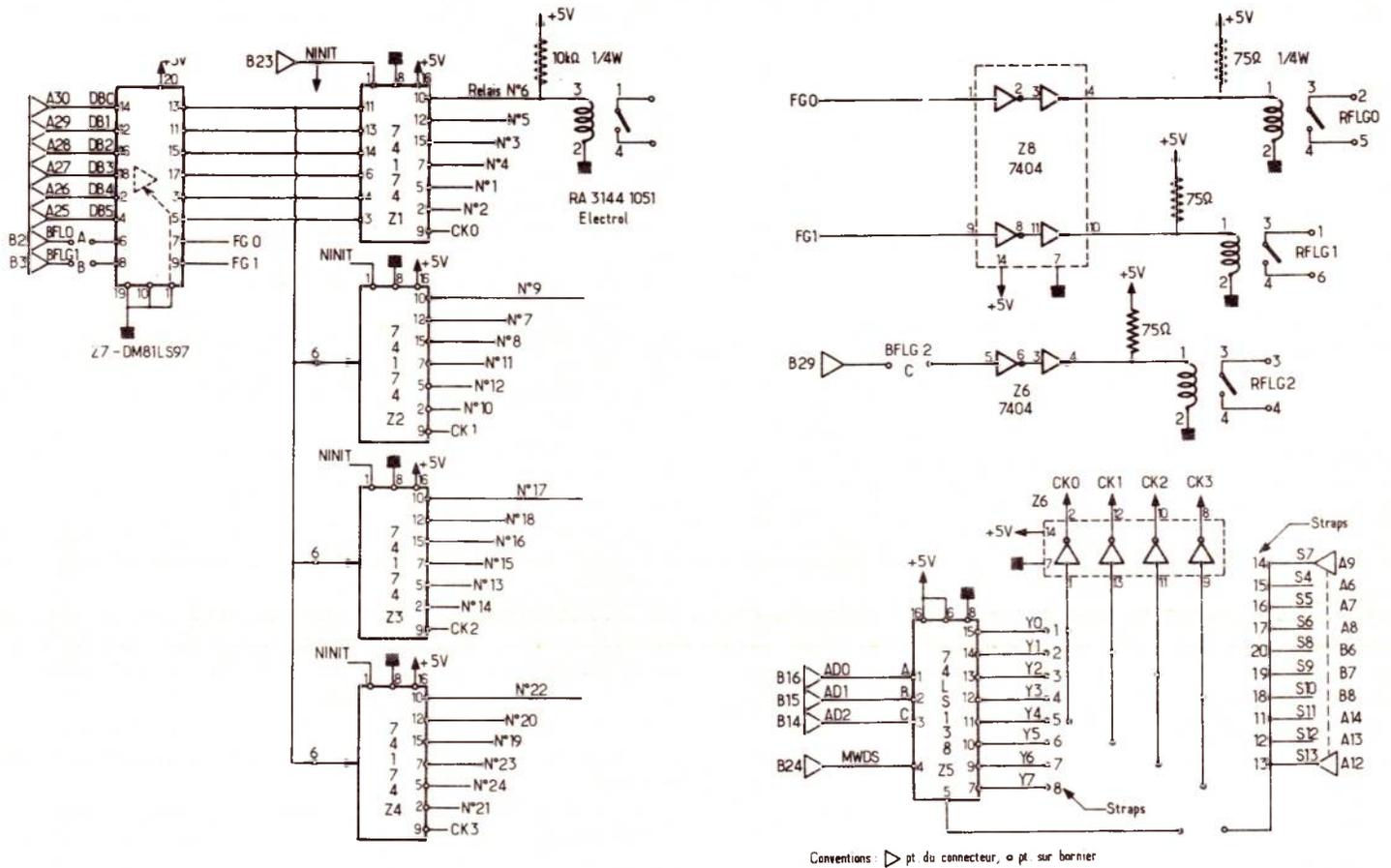


Figure 12

3° Utilisation de la carte de relais

Une fois la carte montée et contrôlée visuellement, mettre les straps correspondant à la sous-page choisie et les quatre straps correspondant aux poids forts et aux poids faibles. De même si les flags doivent être connectés mettre A, B et C.

Ceci étant fait introduire la carte relais sur la carte mère, les composants étant placés en arrière. Mettre sous tension. Pour vérifier si tous les relais collent normalement exécuter les opérations suivantes :

- Initialisation
- Pointage d'adresse
- Entrer l'adresse du premier registre X'0400 par exemple
- Appuyer sur M
- Introduire 3F au clavier
- Appuyer sur M

En faisant cette opération on doit entendre claquer les relais

- Répéter l'opération 4 fois : M, 3F, M, 3F, M, 3F

Tous les relais doivent alors être collés. Pour le vérifier il suffit de

prendre un ohmmètre et de mesurer la résistance aux bornes des relais.

- En appuyant sur INIT (bouton rouge) tous les relais doivent se décoller.

Ce simple moyen de contrôle donne la façon d'utiliser cette carte. En effet, il suffit de faire un « Stère » du mot représentatif de la configuration des relais que l'on veut commuter à leur adrs.

Il n'est pas possible réciproquement de lire l'état précédent ou actuel des relais puisque les latches ne sont mis en œuvre que par NWDS.

Ainsi, pour toujours connaître l'état présent des relais, il convient de créer en mémoire vive une table ou des octets qui contiennent l'image des relais.

Nous verrons dans l'utilisation de ces nouveaux modules dans la gestion d'un train électrique ou d'une machine outil que cette table a bien d'autres avantages et, essentiellement, dans la lutte contre les parasites dits industriels.

Avec l'introduction de la carte d'entrée et de la carte relais nous avons franchi un pas de plus dans l'élaboration du système.

J.-L. Plagnol
G. Lelarge

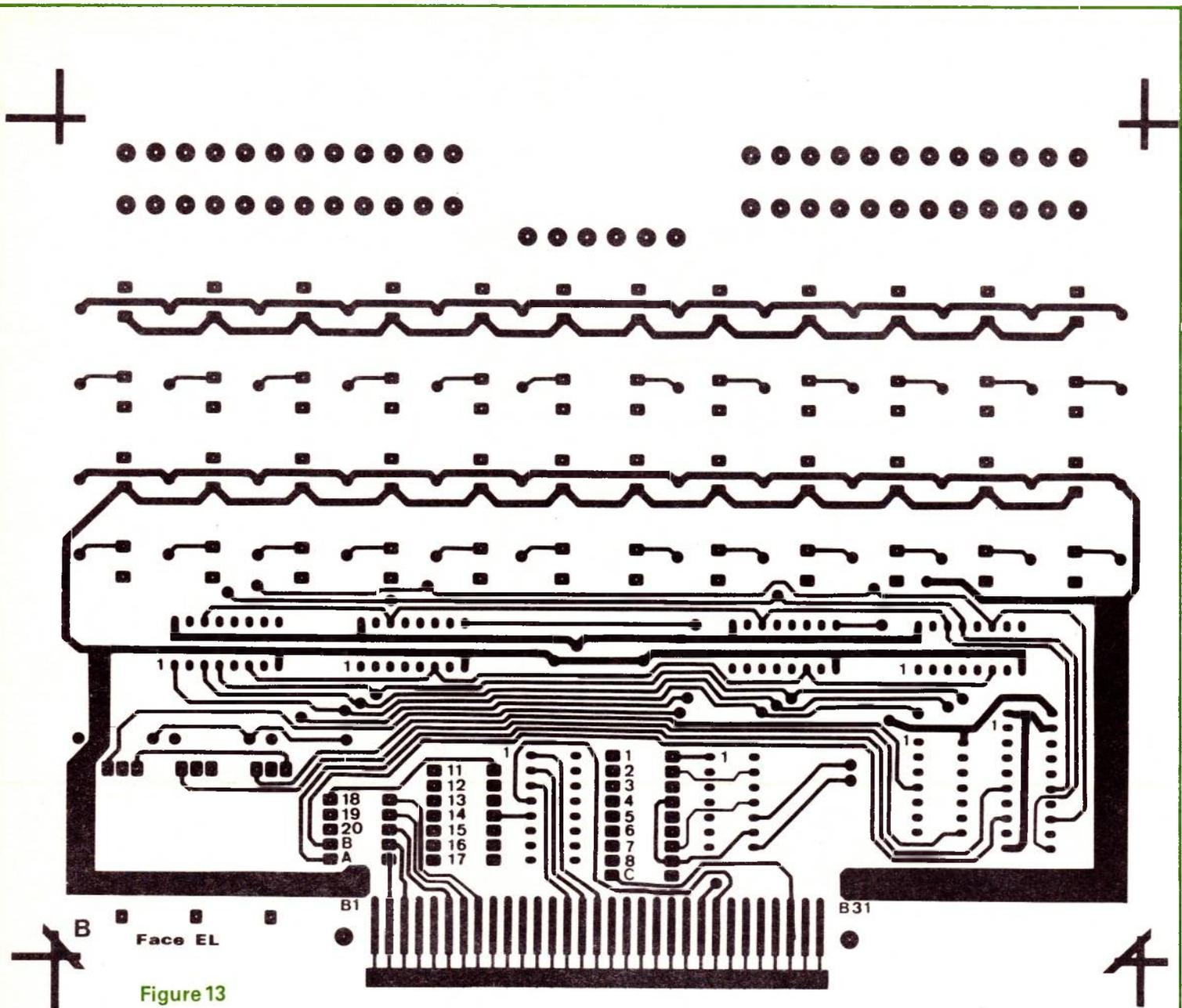


Figure 13

| | | | |
|---|----|-------------------|-------------|
| 1 | 40 | Sélection adresse | 00 groupe 1 |
| 2 | 41 | » | 01 groupe 2 |
| 3 | 42 | » | 02 groupe 3 |
| 4 | 43 | » | 03 groupe 4 |
| 5 | 44 | » | 04 groupe 1 |
| 6 | 45 | » | 05 groupe 2 |
| 7 | 46 | » | 06 groupe 3 |
| 8 | 47 | » | 07 groupe 4 |

Figure 18

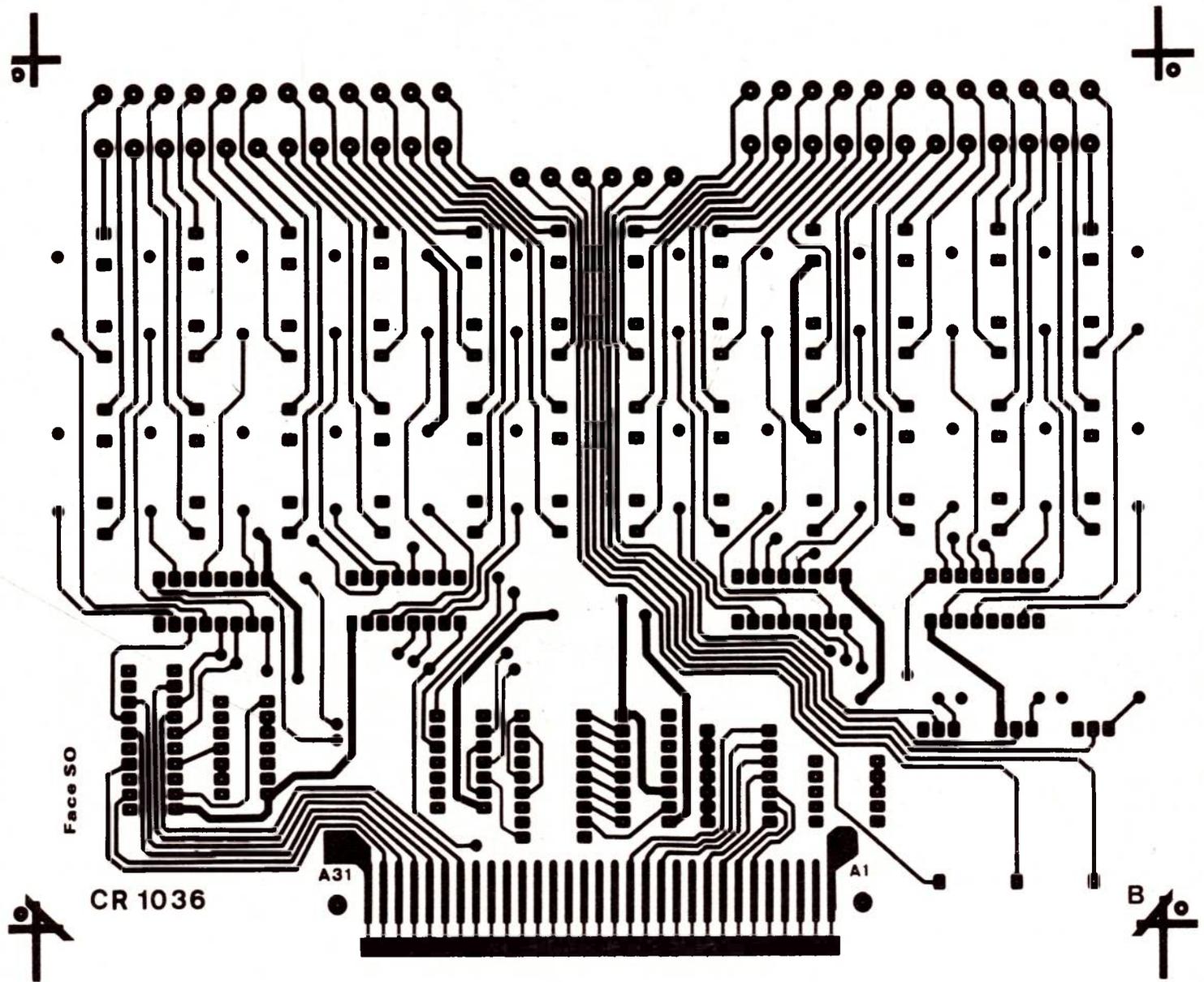


Figure 14

CR 1036

| | | | |
|----|-----|-----------------------------|--------|
| 11 | S11 | Sélection sous page adresse | X'0B00 |
| 12 | S12 | » | X'0C00 |
| 13 | S13 | » | X'0000 |
| 14 | S7 | » | X'0700 |
| 15 | S4 | » | X'0400 |
| 16 | S5 | » | X'0500 |
| 17 | S6 | » | X'0600 |
| 18 | S10 | » | X'0A00 |
| 19 | S8 | » | X'0900 |
| 20 | S9 | » | X'0800 |

Figure 18b.

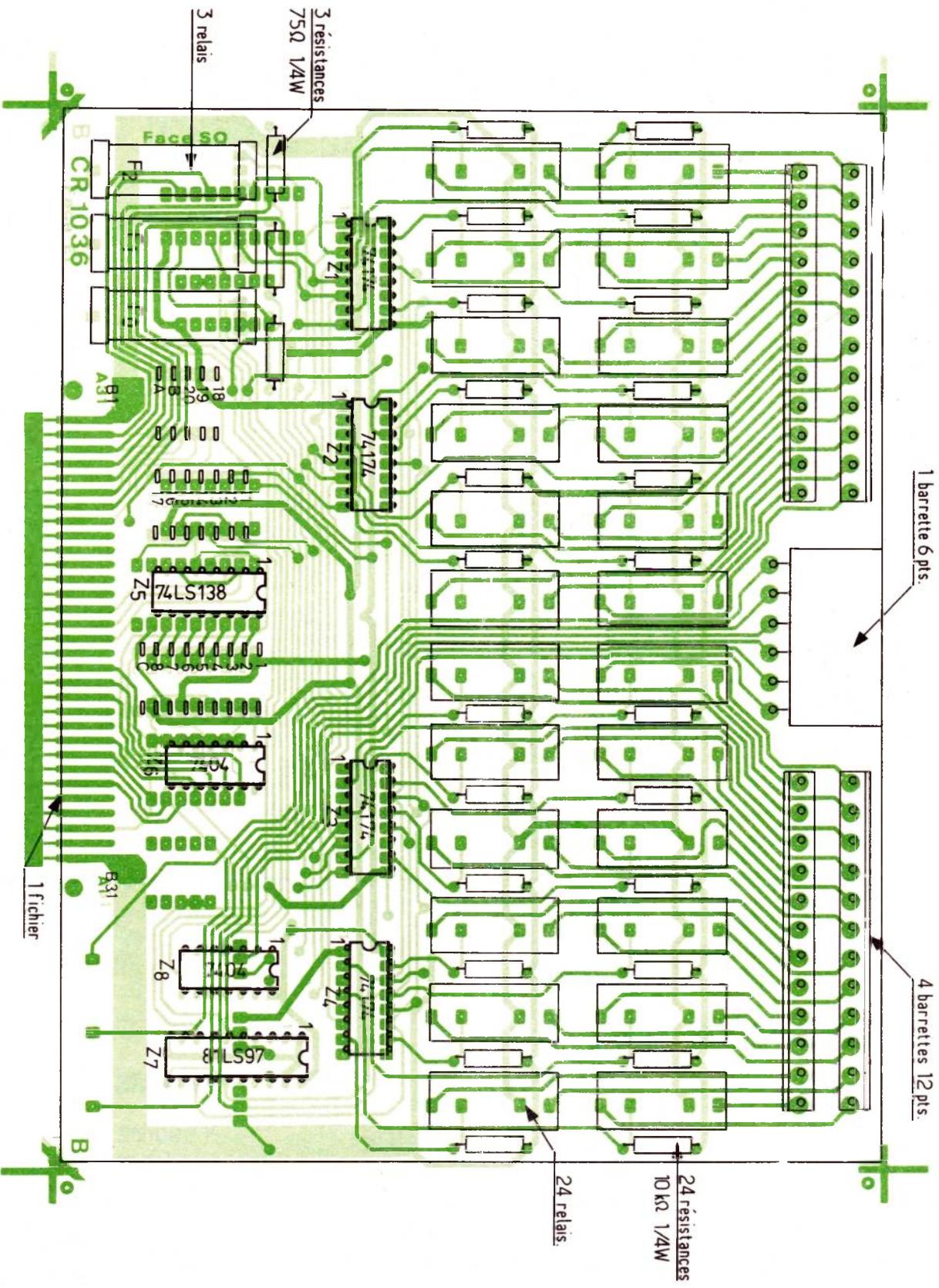


Figure 15

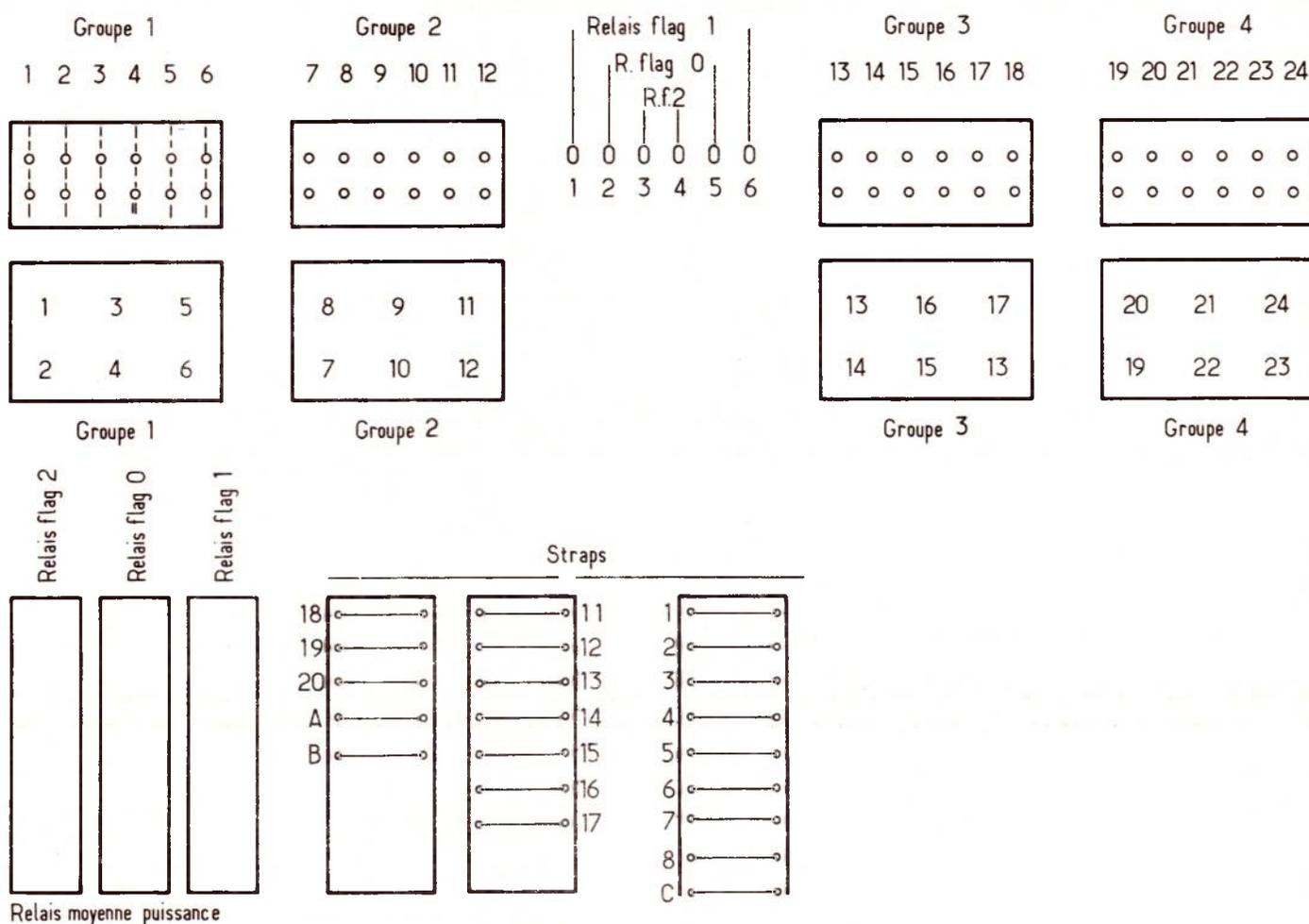


Figure 17

Microprocesseurs :

Note importante

Les numéros 350-351-352-353-354 de Radio-plans étant épuisés, les lecteurs intéressés peuvent obtenir (en en faisant la demande) les photocopies des articles concernant les microprocesseurs. Toutefois, le nombre de copies qui nous est réclamé étant important, un délai de 3 semaines environ nous est nécessaire pour effectuer les envois.

Prendre contact auparavant avec la rédaction qui vous indiquera le montant et la mode de règlement. (Pas d'envoi contre remboursement).

LECTEURS :

N'oubliez pas dans votre correspondance de mentionner notre nouveau code postal.

Radio-Plans rédaction
75940 Paris Cedex 19.

LE STÉTHOSCOPE DU RADIO - ÉLECTRICIEN



DETECTE LES PANNES
SANS DEMONTAGES

MINITEST 1

Signal Sonore
vérification et contrôle des
circuits BF. MF. NF. Micros
télécommunications - Haut parleurs
pick up

MINITEST 2 Signal Video

appareil spécialement conçu pour le technicien TV

MINITEST UNIVERSEL

documentation sur demande à

slora

18, Avenue de Spicheren
BP 91 57602 - FORBACH - tél : 85.00.66

ROEP 046 MEZ

ADIEU au circuit imprimé

WRAPPER UN CIRCUIT VA
AUSSI VITE QUE LE DESSINER
MAIS UN DESSIN NE MARCHE
PAS.

Pour réaliser
des dizaines de
circuits que vous
faut-il ?

UN MONTAGE WRAPPÉ,
LUI, FONCTIONNE.

Une plaque perforée,
des picots à wrapper,
l'outil P 180.

L'outil P 180, à bobine in-
corporée relie les picots
à wrapper par un fil
isolé qu'il dénude,
enroule, établissant le contact.
RAPIDE
FACILE
FIABLE



WRAPPEZ

avec cet outil " miracle ".

TEKELER TA AIRTRONIC B.P. N° 2, 92 310 SEVRES

Vente exclusive par distributeurs
(liste des points de vente dans le N° de Mars 1978).

731 TP

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

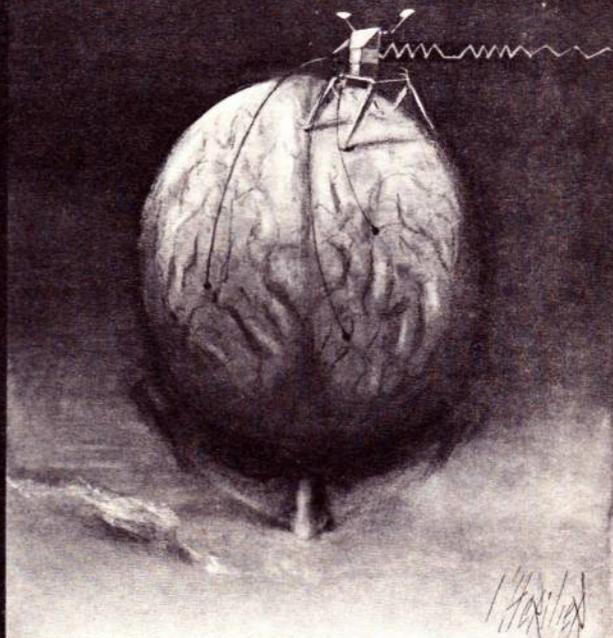
NUMÉRO 6 – ÉTÉ 78

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

- Amplificateur B.F. à V. Mos
- Les pace-makers
- Expériences d'optique en hyperfréquence
- Programme musical pour microprocesseurs
- Discriminateur à fenêtre TCA 965,
etc...

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 6 - Été 1978 - 15 f



RUSSIE 0 50 FR ALGERIE 15 DIN TURQUIE 7 000 ML CANADA 2 75 DOLLARS ESPAGNE 2 00 PESETAS



EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

AMPLIFICATEURS HI-FI A TRANSISTORS

Raymond BRAULT

Jean-Pierre BRAULT

2^e EDITION REVUE ET AUGMENTEE

55 F



Cet ouvrage est destiné à remplacer le précédent livre des mêmes auteurs : « Amplificateurs de 0 à 100 W », mais il représente une version entièrement nouvelle et beaucoup plus étoffée. Après un rappel des propriétés essentielles des composants électroniques, les auteurs ont rédigé des textes clairs et concis, permettant d'approfondir le mécanisme de l'amplification.

PRINCIPAUX SUJETS TRAITÉS :

Notions d'électricité - Amplifications - Etude du transistor - Rétroaction - Transistors à effet de champ - Amplification de puissance - Amplificateurs de 5 W à 200 W - Alimentation des amplificateurs - Préamplificateur - Mesures.

On trouvera également dans cet ouvrage des détails sur l'excellent système triphonique.

Un ouvrage de 376 pages, format 15 x 21, 265 schémas, couverture couleur.

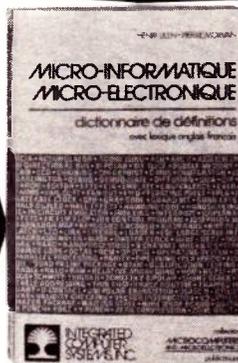
En vente chez votre libraire habituel ou à la **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO** 43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS (Aucun envoi contre remboursement. Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. En port recommandé + 3 F)

UN OUVRAGE UNIQUE DIFFUSÉ EN FRANCE PAR **E.T.S.F.**

HENRI LILEN ET PIERRE MORVAN

MICRO-INFORMATIQUE MICRO-ELECTRONIQUE

DICTIONNAIRE DE DEFINITIONS AVEC LEXIQUE ANGLAIS-FRANÇAIS



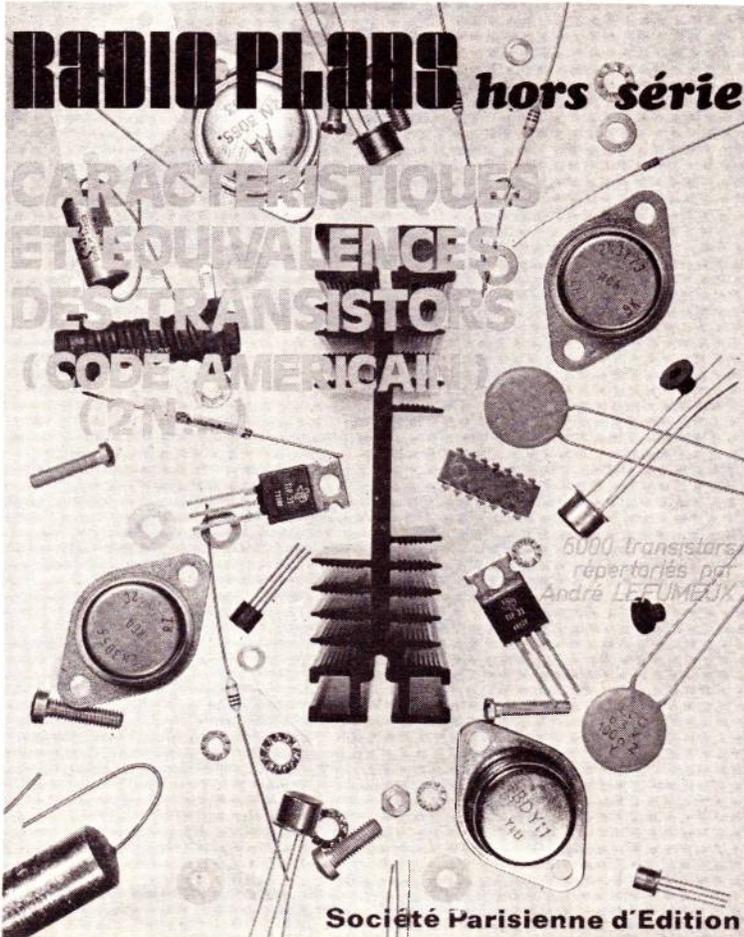
PRIX 92F

Le dictionnaire que vous attendiez en français

S'inspirant de l'ouvrage « MICROCOMPUTERS and MICROELECTRONICS Dictionary and Guide » mais tenant compte des acquis de la langue française et de la législation, ce dictionnaire en français regroupe environ un millier de mots, sigles et expressions utilisés en micro-électronique et en micro-informatique, avec leurs définitions françaises et leur traduction (français-anglais).

Il comporte également un lexique de rappel anglais-français. Nombreux sont les mots, sigles ou expressions qui y figurent et que l'on ne trouvera dans aucun autre dictionnaire publié à ce jour. 352 pages. Format 13,5 x 21.

En vente chez votre libraire habituel ou à la **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO** 43, rue de Dunkerque - 75010 Paris (Aucun envoi contre remboursement. Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. En port recommandé + 3 F).



Le deuxième numéro hors série

RADIO-PLANS

des équivalences des transistors (code américain)

EST DISPONIBLE

notamment à la

Librairie Parisienne de la Radio

43, rue de Dunkerque
75010 PARIS

