

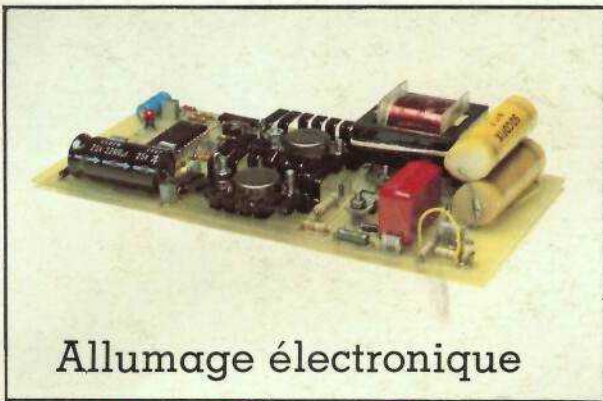
électronique

Loisirs

ISSN en cours

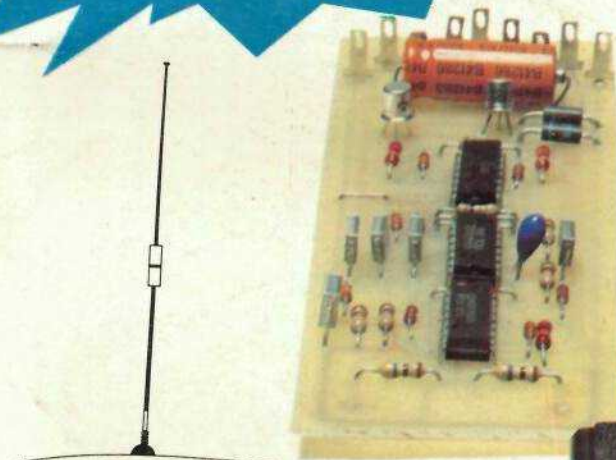
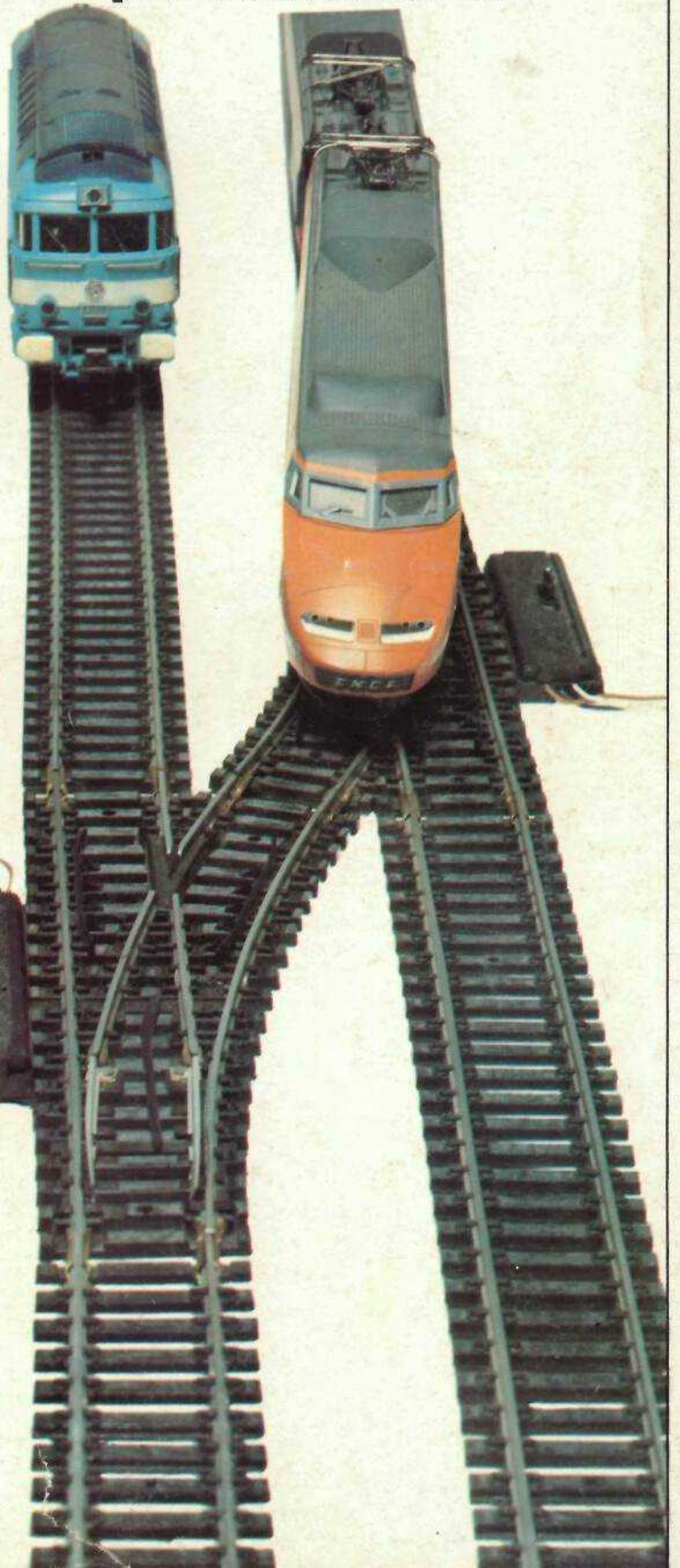
10f

Commande automatique d'aiguillage pour trains miniatures



Allumage électronique

Notre dossier:
Comment choisir
votre système
d'alarme



Pour les cibistes:
un Break-Beep
ultra-simple

Une bataille de chars



417
côté
82

Italie : 3800 Lire - Tunisie : 1,150 Dinar - Espagne : 175 Pesetas - Canada \$ 1,75 - Belgique : 81 FB Suisse : 5,00 FS

T 2438 - 417 - 10,00 F

SOMMAIRE

N° 417
AOUT 1982

REALISATIONS

21

Bataille de chars

41

Le RPG 50,
ampli-préampli pour
guitare

55

Allumage
électronique à
décharge capacitive

67

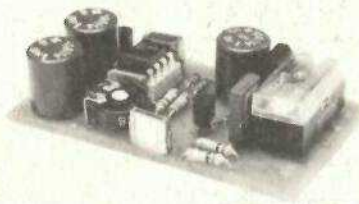
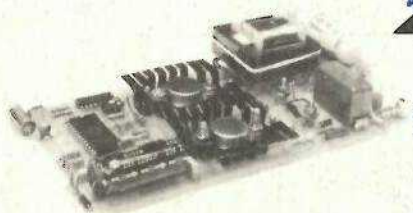
Commande
d'aiguillage pour
réseau ferroviaire

71

Un Bip personnalisé :
le Break-Beep

83

Châssis d'exposition
pour circuits imprimés



TECHNIQUE

19

La diode
semiconductrice

73

Choix des systèmes
d'alarme

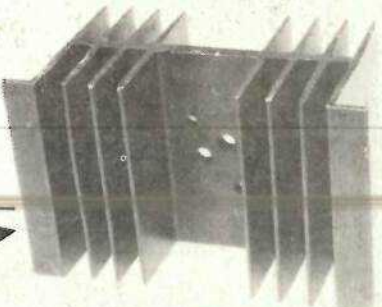
79

Manipulations et
mesures sur les
diodes

87

Calcul des
dissipateurs
thermiques

Ce numéro comporte un encart n° 417 :
P. 51-52 Fiches « dées »
P. 53-54 Fiches « Composants »



DIVERS

3

Service circuits
imprimés

65

Infos nouveautés

96

Concertation PTT-CB

Ont participé à ce numéro : B. Bencic, M. Bilbille, J. Ceccaldi, M. Ciba, F. De Dieuleveult, G. Ginter, P. Gueulle, Mlle Hugout, F. Jongbloët, P. Patenay, R. Rateau, J. Sabourin, B. Vuccino.

La diode semiconductrice

Notre précédent article (RP-EL n° 416), commençant par l'étude des semiconducteurs extrinsèques de type N ou P, nous a conduits à celle de la jonction PN, donc à la diode. C'est à l'étude théorique détaillée de ce composant, que nous consacrons les lignes suivantes.

Parallèlement, dans ce même numéro, on trouvera quelques propositions de manipulations à effectuer sur la diode, et sur quelques-unes de ses applications.

Porteurs majoritaires et porteurs minoritaires

Considérons un semiconducteur extrinsèque, de type N par exemple : chaque atome d'impureté introduit dans le réseau cristallin libère, dès la température ambiante, un électron. Ceci n'empêche pas, cependant, la création de paires électron-trou, par agitation thermique, sur certains atomes de silicium (ou de germanium). Mais ces derniers électrons, et les trous qui les accompagnent, sont beaucoup moins nombreux que les électrons en provenance des atomes d'impuretés.

Finalement, si nous appelons n la densité des électrons libres, et p celle des trous, n est très supérieure à p :

$$n \gg p$$

Dans un semiconducteur extrinsèque de type N cohabitent donc deux catégories de porteurs, mais en nombres très différents. Les électrons y sont les porteurs majoritaires, et les trous, les porteurs minoritaires.

Inversement, dans un semiconducteur extrinsèque de type P, la densité des charges positives devient très supérieure à celle des charges négatives :

$$p \gg n$$

Cette fois-ci, les trous sont les porteurs majoritaires, et les électrons, les porteurs minoritaires.

Caractéristique d'une diode

Comme nous l'avons indiqué déjà dans le précédent article, une jonction PN polarisée dans le sens direct laisse circuler le courant, alors qu'elle s'oppose à son passage dans le cas d'une polarisation inverse.

On peut préciser quantitativement ces notions, en examinant la caractéristique de la diode, c'est-à-dire la

courbe qui représente l'intensité du courant la traversant, en fonction de la différence de potentiel appliquée entre cathode (région N) et anode (région P). Comme le montre la figure 1 :

- les intensités I sont comptées positivement lorsque le courant circule de l'anode vers la cathode ;
- les différences de potentiel V sont comptées positivement de la cathode, prise comme origine, vers l'anode.

La figure 2 donne alors l'allure générale de la caractéristique. Nous y distinguerons plusieurs parties :

- dans la région des potentiels positifs, l'intensité, nulle pour une polarisation nulle, croît très rapidement avec V . Nous montrerons que cette croissance, d'abord exponentielle, tend à devenir ensuite linéaire (courbe 3 de la figure 2). Le courant direct s'explique par l'abaissement de la barrière de potentiel (ou par la diminution, puis l'inversion du champ électrique dans la jonction), qui permet le passage des porteurs majoritaires ;

- dans la région des potentiels négatifs, apparaît un courant inverse. D'intensité d'abord croissante, il tend très vite vers une valeur limite I_s constante et faible, dite « courant de saturation » (courbe 1 de la figure 2). Ce courant de saturation résulte du déplacement des porteurs minoritaires à travers la jonction ;

- pour des tensions inverses suffisamment élevées, le courant inverse croît très rapidement : c'est le phénomène de claquage, sur lequel nous reviendrons.

Expression mathématique de l'intensité I

Si on excepte la partie de la caractéristique correspondant au cla-

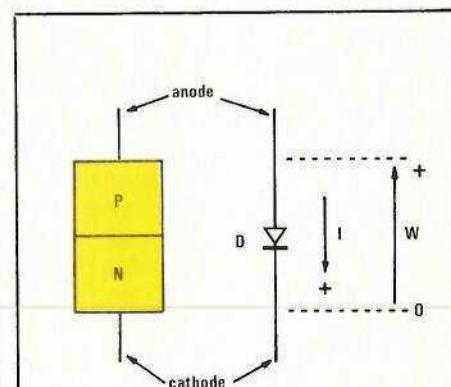


Figure 1

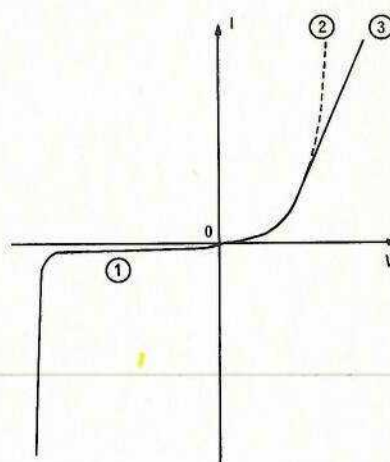


Figure 2

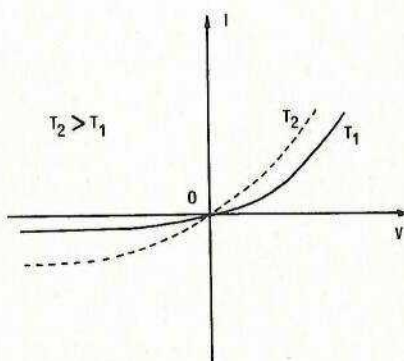


Figure 3

quage de la jonction, il est possible d'établir théoriquement la relation entre l'intensité I du courant dans la diode, et la différence de potentiel V entre anode et cathode. Nous donnons cette relation sans la démontrer, mais nous en analyserons en détail l'interprétation:

$$I = I_s \left(\exp \frac{eV}{kT} - 1 \right)$$

Explicitons, d'abord, la signification des différents termes:

- I est l'intensité du courant qui traverse la diode,
- V est la différence de potentiel entre anode et cathode,
- I_s est le courant de saturation inverse (voir plus haut)
- l'opérateur abrégé sous la forme \exp (exponentielle) constitue une commodité typographique pour écrire e^a (e puissance a), avec $e = 2,718$, base des logarithmes népériens. Cette écriture évite aussi toute confusion entre $e = 2,718$, et...

• e , charge de l'électron. Rappelons (voir RP-EL N° 414) que cette charge, exprimée en coulombs, vaut:

$$e = 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$$

• T est la température absolue, en degrés Kelvin. Rappelons que: $0^\circ \text{C} = 273^\circ \text{K}$

• k est une constante physique, baptisée « constante de Boltzmann », et qui a pour valeur:

$$k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J/degré}$$

Examinons maintenant le cas de la polarisation directe. Lorsque V augmente, le terme:

$$\exp \frac{eV}{kT}$$

devient vite très supérieur à 1. On peut donc le considérer seul, et écrire, avec une excellente approximation, que le courant direct est:

$$I = I_s \exp \frac{eV}{kT}$$

Ceci conduit à la courbe exponentielle 2 de la figure 2, qui diffère de la courbe expérimentale 3. On peut expliquer cette différence par les chocs des électrons libres sur les ions du réseau cristallin: ces chocs engendrent un freinage, et la vitesse des électrons atteint une valeur limite v , qui croît avec le champ électrique. Cette limitation traduit la résistance propre du semiconducteur. Or, dans une résistance, le courant croît linéairement avec la tension: on retrouve ainsi la courbe 3 de la figure 2.

Dans le cas de la polarisation inverse (c'est-à-dire pour les différen-

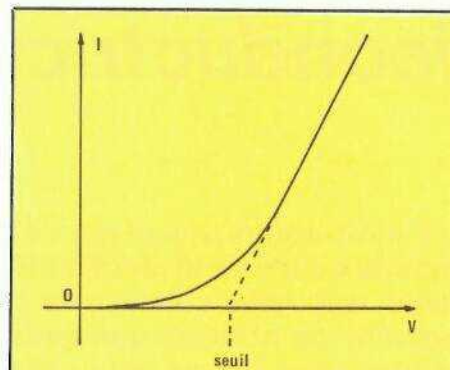


Figure 4

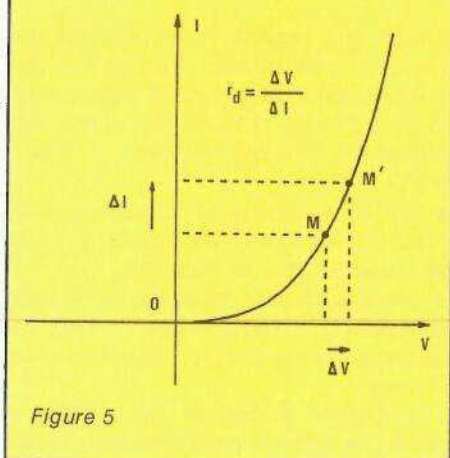


Figure 5

ces de potentiel V négatives), le terme:

$$\exp \frac{eV}{kT}$$

devient très inférieur à l'unité, et on peut le négliger. Le courant qui traverse la diode est alors, au signe près:

$$I = I_s$$

ce qui correspond bien au résultat expérimental de la figure 2.

Influence de la température

L'expérience (voir les manipulations que nous proposons sur la diode) montre que lorsqu'on chauffe une jonction polarisée en inverse, le courant augmente rapidement avec la température. Le même phénomène s'observe pour le courant direct, mais de façon moins marqué.

L'explication apparaît simple si on se rappelle que le courant inverse est celui des porteurs minoritaires, c'est-à-dire des paires électron-trou libérées par agitation thermique. Plus la température s'élève, plus la densité de ces porteurs augmente.

La figure 3, qui représente, au voisinage de l'origine, deux caractéristiques relevées sur une même diode, mais à des températures dif-

férentes ($T_2 > T_1$), explicite ce nous venons de dire.

Seuil de conduction d'une diode

Reprenons, en la considérant seule, la caractéristique directe d'une diode (figure 4). Le courant, d'intensité très faible au voisinage de l'origine, croît ensuite rapidement. Cette propriété conduit à considérer qu'il existe un seuil de conduction.

En réalité, le seuil n'a pas d'existence physique bien définie, et ne peut être déterminé qu'approximativement. On lui attribue, par une convention habituelle, la valeur de la tension pour laquelle la droite prolongeant la partie sensiblement rectiligne de la caractéristique, coupe l'axe horizontal.

Le seuil est alors voisin de 300 mV pour les diodes au germanium, et de 600 mV pour celles au silicium.

Claquage d'une jonction

La caractéristique d'une diode (voir figure 2) a mis en évidence le phénomène de claquage, pour des tensions inverses suffisamment élevées. En fait, deux effets physiques distincts peuvent, selon les cas, expliquer le claquage: l'effet Zener, et l'effet d'avalanche.

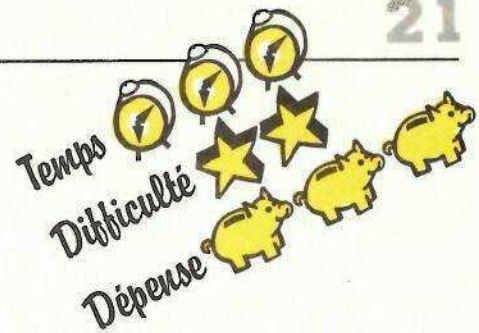
L'effet Zener est un effet de champ: l'augmentation de la tension inverse appliquée entre anode et cathode, provoque un accroissement du champ électrique dans la jonction. Lorsque l'intensité du champ atteint quelques centaines de milliers de volts par centimètre, des électrons sont arrachés aux liaisons de covalence qui unissent les atomes du cristal, libérant ainsi un nombre très grand de porteurs minoritaires.

Dans l'effet d'avalanche, le champ électrique se manifeste autrement. Accélération des porteurs minoritaires, il leur communique une énergie suffisante pour provoquer des ionisations par choc: par collisions, les électrons arrachent d'autres électrons aux atomes du réseau. Les électrons ainsi libérés, accélérés à leur tour, provoquent d'autres ionisations. Le phénomène devient cumulatif, d'où son nom d'avalanche.

La tension inverse à laquelle se produit le claquage, dépend notamment du dopage du semiconduc-

suite page 40

Une bataille de chars



Le jeu que nous vous proposons dans les pages qui suivent, s'apparente aux jeux électroniques du commerce les plus performants.

Rien n'a en effet été négligé, tant au niveau du déplacement des chars ou des obus qu'à celui des bruitages.

Pour obtenir un tel fonctionnement sans l'aide d'un circuit intégré à fonctions complexes, (introuvable sur le marché des composants), il a fallu rassembler sur les circuits imprimés les fonctions logiques de base, nécessaires au fonctionnement de notre réalisation. Cela nous a conduit à utiliser une trentaine de circuits intégrés que vous n'aurez aucune peine à trouver chez vos détaillants et qui de plus sont à des prix très abordables. Ne vous effrayez donc pas à la vue de cette réalisation.

Pour réaliser les fonctions logiques souhaitées, un certain nombre de montages de base ont été utilisés. De façon à ne pas répéter les mêmes choses tout au long de l'analyse du fonctionnement du jeu, nous ferons un rappel succinct du fonctionnement de ces montages élémentaires.

Mais avant toute chose et pour vous mettre un peu l'eau à la bouche, nous allons donner les caractéristiques de notre jeu.

Le jeu

On se reportera pour plus de compréhension à la figure 1.

But du jeu

Le but de ce jeu est de faire passer d'une position A à une position B, 10 tanks en un certain temps sans être touché par les batteries ennemies. Entre A et B, le tank passe par 8 positions intermédiaires. Une seule d'entre elles ne pouvant pas être touchée par le tir ennemi pourra servir de refuge.

La durée d'une partie est de l'ordre de 1 min 30 s en force 1 et 1 min en force 2 pour les super champions. Inutile de vous dire qu'il ne faut pas s'éterniser sur la position refuge.

Particularités du jeu

Le tank est simulé par une diode LED bicolore (verte si le tank circule normalement, rouge et verte si le tank est touché par un obus ennemi).

— Les obus eux aussi ont leur trajectoire constituée par une succession de diodes LED rectangulaires qui s'allument l'une après l'autre et simulent ainsi l'avance des obus.

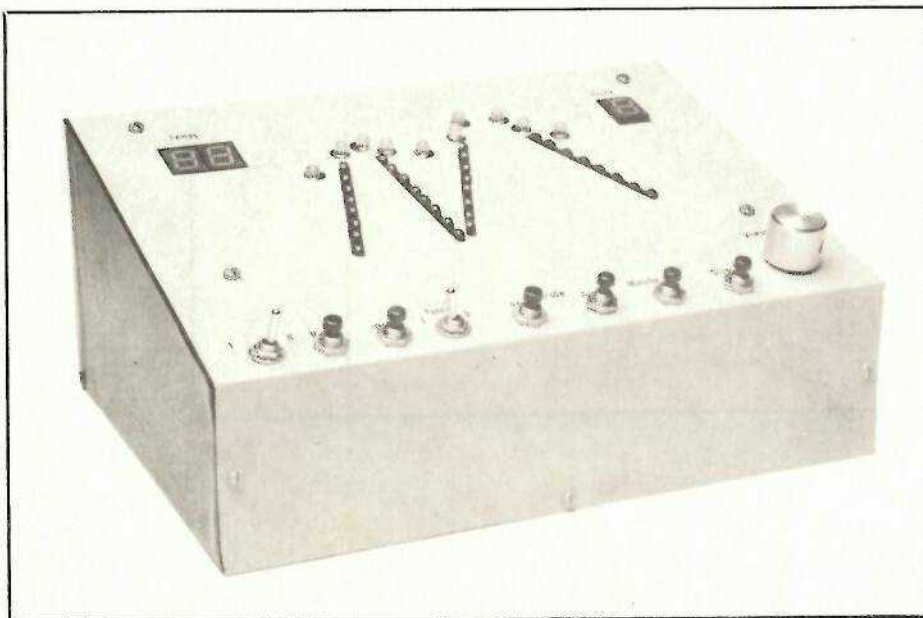
— Lorsqu'un tank est touché: il change de couleur (simulation d'explosion), il est immobilisé dans sa position pendant 2 secondes avant d'être remplacé en A par 1 nouveau tank prêt à partir pour essayer d'atteindre B à son tour, un bruit d'explosion se fait entendre.

— Pour permettre aux tanks de passer de A à B, le tir des obus n'est pas permanent (il faut bien remettre des obus de temps en temps dans les canons et parfois attendre un certain temps afin que ceux-ci refroidissent). Mais attention, le tir est pseudo-aléatoire et entre 2 tirs successifs, vous n'avez pas le temps de rouler une cigarette d'autant plus que la durée de la partie est limitée.

— Grâce aux diverses commandes, vous pouvez faire démarrer votre tank, le faire s'arrêter, aller en marche avant ou arrière et accélérer ou ralentir sa vitesse (pas plus de 60 km/h).

— La logique interne est prépositionnée de façon à ce que le tank reparte toujours en marche avant. Néanmoins si vous voulez passer de la position 4 à la position 3 (au lieu d'aller normalement en 5), vous devez appuyer sur le poussoir marche arrière.

— Lorsque le tank recule et revient en position 1 il est remis automatiquement en marche avant (un attaquant ne doit pas reculer indéfiniment devant le feu de l'ennemi!).



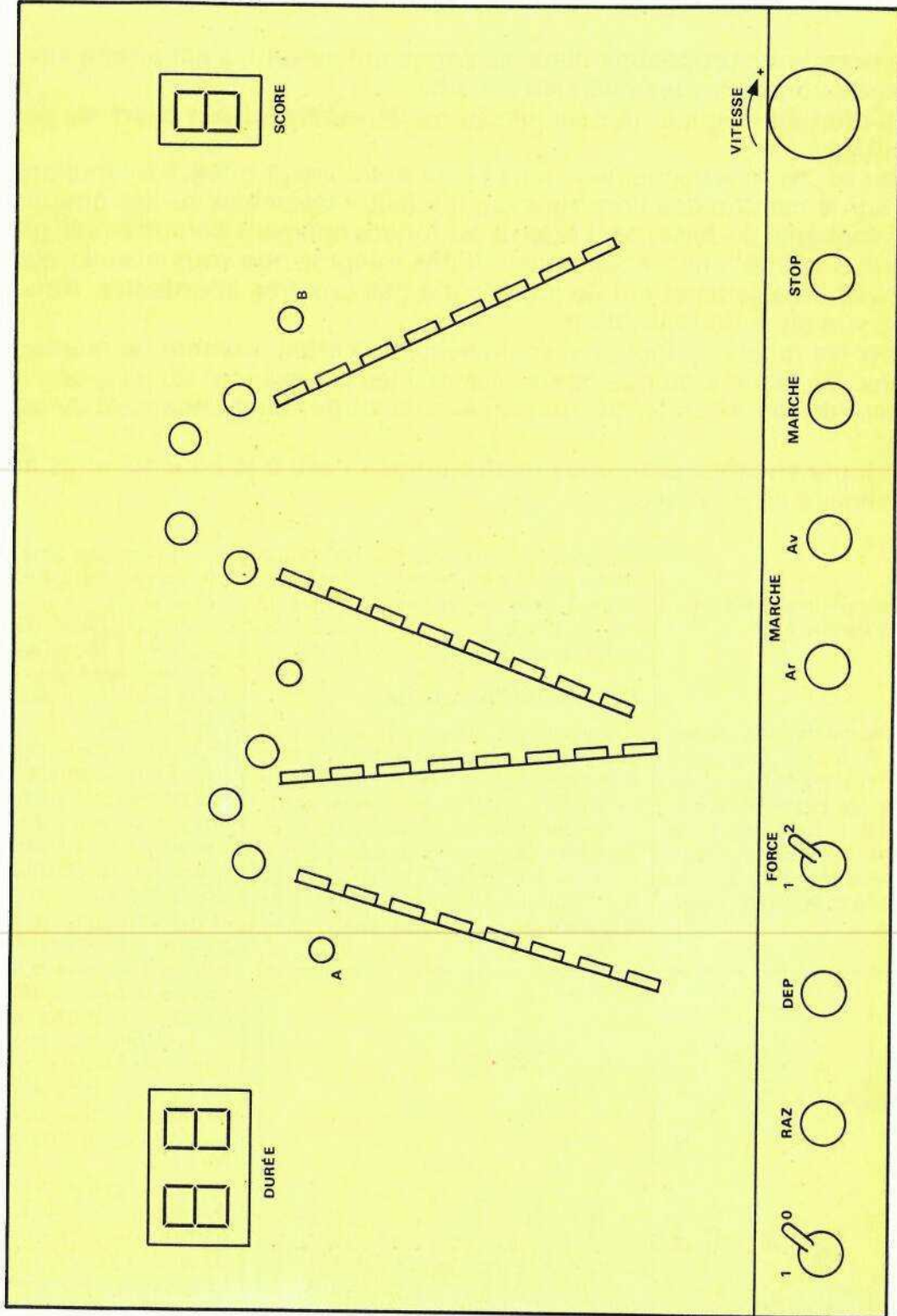


Figure 1: détail de la face avant du jeu et de ses commandes.

— En ce qui concerne les quatre batteries ennemies, la première située à gauche ne tire que sur la position 1, en revanche, les autres batteries tirent aussi bien sur les positions 2 et 3 pour la deuxième et respectivement 5 et 6 pour la 3^e, 7 et 8 pour la 4^e. Lors d'un tir, une seule position peut être atteinte par chaque batterie mais on ne peut connaître celle-ci par avance, c'est la logique interne qui en décide.

— Un obus tiré par une batterie peut très bien se trouver sur le trajet du tank sans avoir explosé. Si le tank passe dessus avant le déminage, il saute. C'est pourquoi, alors qu'une position semble ne pas être visée par l'ennemi, lorsque le tank y passe il lui arrive d'explorer.

— Malgré toutes ces embûches pour les joueurs les plus doués, il a été prévu deux durées de partie (notées force 1 et force 2).

— Notez au passage que l'auteur qui connaît bien son affaire, a déjà des difficultés à gagner des parties en force 1, alors, en force 2!

— Le jeu est muni de deux commandes supplémentaires, l'une appelée RAZ qui permet à une partie mal engagée de reprendre à zéro tant du point de vue durée que score, et l'autre appelée départ et qui permet donc de démarrer effectivement la partie.

— Notez bien que l'action sur le poussoir «Départ» ne fait pas démarrer le tank. C'est à vous de choisir le moment le plus propice pour ne pas être touché dès la position 1. Quand ce moment est arrivé, vous appuyez sur «Marche» et votre tank démarre et avance jusqu'à ce que vous l'arrêtez ou qu'il soit touché ou qu'un autre le remplace au départ parce qu'il a réussi à passer en B.

— Quand vous réussissez à faire parvenir un tank en position B, un joyeux tut tut tut est émis par notre système de bruitage, quand un tank est touché, il en résulte un bruit d'explosion.

Si la partie est gagnée (10 tanks passés en moins de 100 s), vous entendez une sirène style police américaine en fête. Et lorsque vous avez perdu la partie ou plutôt la guerre, vous avez droit à un son grave et tristement modulé!

Nous espérons que ces quelques explications vous auront donné l'envie de réaliser ce jeu, alors nous allons passer aux choses sérieuses: c'est-à-dire l'aspect technique.

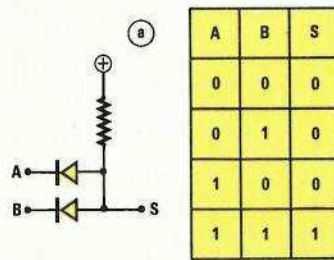


Figure 2a: Fonction ET à diodes $S = A \text{ et } B$

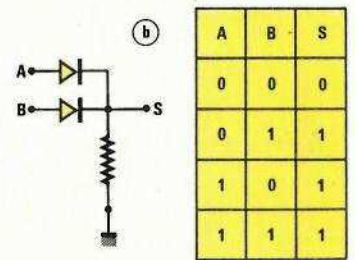


Figure 2b: Fonction OU à diodes $S = A \text{ ou } B$

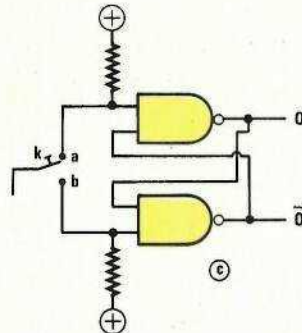
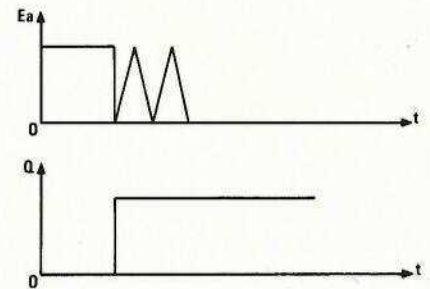


Figure 2c: Si K passe en a $\frac{Q \text{ passe à } 1}{Q \text{ passe à } 0}$



Si K passe en b $\frac{Q \text{ passe à } 0}{Q \text{ passe à } 1}$
Bascule RS réalisée avec 2 portes NAND (1/2 4011)

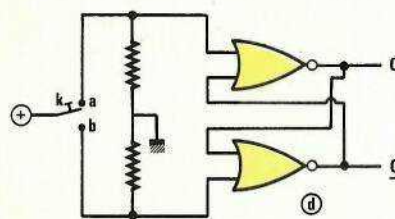
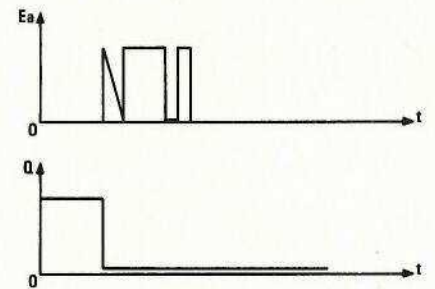


Figure 2d: Si K passe en a $\frac{Q \text{ passe à } 0}{Q \text{ passe à } 1}$



Si K passe en b $\frac{Q \text{ passe à } 1}{Q \text{ passe à } 0}$
Bascule RS réalisée avec 2 portes NOR (1/2 4001)

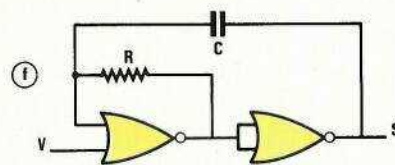


Figure 2f: Oscillateur à 2 portes NOR avec entrée de validation
si V = 1 oscillateur bloqué
V = 0 oscillateur libre

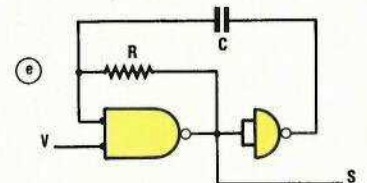


Figure 2e: Oscillateur à 2 portes NAND avec entrée de validation
si V = 1 oscillateur libre
V = 0 oscillateur bloqué

Rappel sur les fonctions élémentaires utilisées

Les 2 fonctions élémentaires ET et OU que nous rappelons sur la figure 2 (a et b) ne nécessitent que très peu de composants: une résistance et autant de diodes que d'entrées. La table de vérité de ces fonctions est

donnée dans le cas d'un système à 2 entrées mais peut être étendue à un nombre plus important comme nous le verrons dans le jeu lui-même.

Sur la figure 2 (c et d) nous trouvons 2 types de bascule RS. L'une est réalisée avec des portes NAND, l'autre avec des portes NOR. La première est commandée par applica-

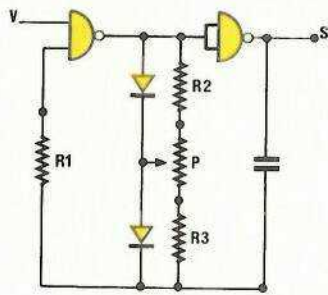


Figure 2g:
Oscillateur à portes NAND avec entrée validation et réglage du rapport cyclique.
V = 1 oscillation possible
V = 0 oscillateur bloqué

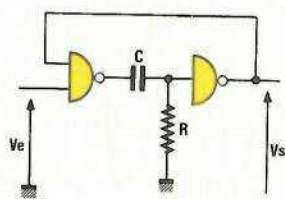


Figure 2h: Monostable à NAND

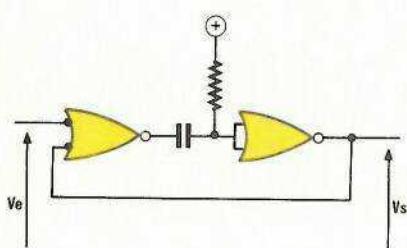
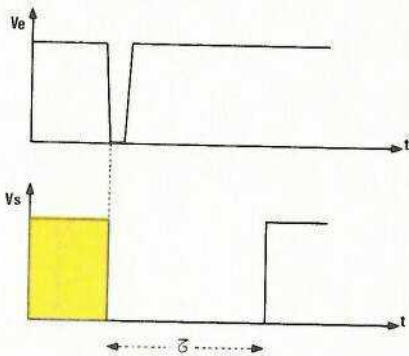


Figure 2i: Monostable à NOR

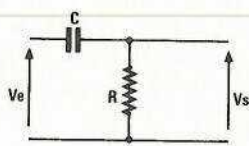
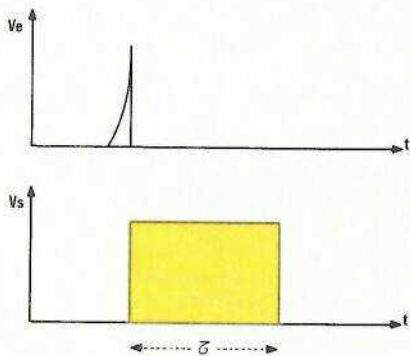
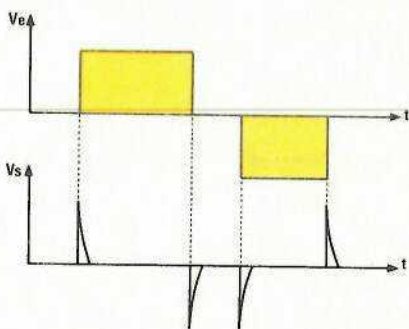


Figure 2j: Circuit RC utilisé en dérivateur.



tion d'un nouveau zéro sur l'entrée appropriée, l'autre par application d'un niveau 1. L'intérêt de ces bascules réside dans le fait qu'elles conservent sur leurs sorties les informations qu'on y a entrées même sans maintien du signal d'entrée; de plus elles évitent les phénomènes de rebonds mécaniques des interrupteurs en réagissant dès la première impulsion qui leur est appliquée et en ignorant les suivantes (on pourra se reporter aux diagrammes des

temps associés aux schémas de réalisation).

Nous donnons ensuite en figure 2 (e, f, g) des schémas d'oscillateurs possédant une entrée de validation qui permet ainsi d'autoriser ou non l'oscillation. Pour les deux premiers oscillateurs, le rapport cyclique n'est pas réglable mais il l'est pour le 3^e. Nous remarquons d'autre part que suivant qu'il s'agit d'un oscillateur utilisant des portes NOR ou des portes NAND, le niveau à appliquer à

l'entrée de commande est différent. Toujours avec des portes NAND ou NOR nous donnons en figure 2 (h, i) les schémas de monostables simples à réaliser, accompagnés de leur diagramme des temps. Enfin nous trouvons sur la figure 2j la réponse d'un circuit dérivateur C-R lorsque celui-ci reçoit sur son entrée un créneau positif puis négatif. Un tel circuit sera largement employé dans notre jeu surtout pour les fonctions où la permanence d'un niveau 1 à l'entrée pourrait être gênante.

En examinant ces différents montages, vous aurez certainement remarqué que certains d'entre eux réagissent à des fronts positifs (passage du niveau 0 au niveau 1) et d'autres à des fronts négatifs (passage du niveau 1 au niveau 0). C'est surtout à cause de ces modes de commande que certains oscillateurs, monostables ou bascules RS ont été réalisés plutôt avec des NOR (ou des NAND) qu'avec l'autre type de porte.

Toutes les fonctions particulières utilisées dans le jeu ayant été analysées, nous allons pouvoir passer à l'étude du schéma théorique proprement dit.

Ce schéma est visible en figure 3.

Schéma théorique

Étude de RS 1, OSC 1 et du circuit chronomètre

Si le départ de chaque partie s'obtient manuellement par action sur le poussoir DEP, l'arrêt en fin de partie (gagnée ou perdue) est automatique. C'est la bascule RS 1 qui assure cette fonction. Quand on appuie sur le poussoir DEP, la sortie A de RS 1 passe au niveau haut. L'oscillateur OSC 1 est validé et les secondes commencent à défiler sur le compteur temps. Ce dernier a été réalisé avec des 74 C90, (compteurs BCD), suivis de décodeurs de type 4511 pour commander les afficheurs sept segments à cathodes communes. Pour afficher cent unités de temps il faut 2 digits, c'est pourquoi on trouve 2 ensembles 74 C90 - 4511. Le report du digit unité vers le digit dizaine s'effectue depuis la sortie D vers l'entrée EA. En comptage par 10 il ne faut pas oublier de relier la sortie A (2^o) patte 12 et l'entrée EB patte 1.

Nous voyons sur le diagramme des temps de la figure 4 (a) le processus qui permet en fin de partie,

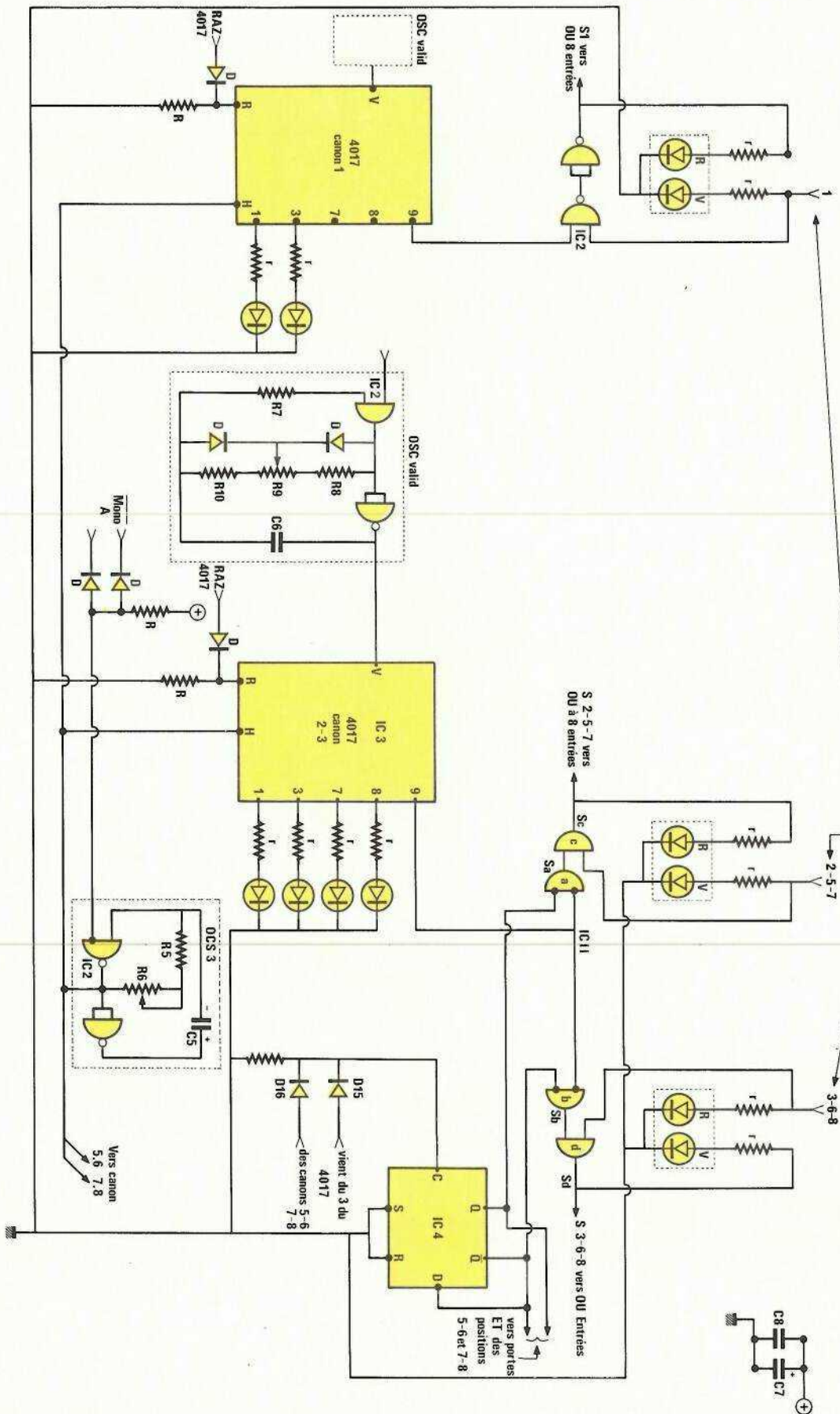


Figure 3: Schéma théorique à l'exclusion du générateur sonore.

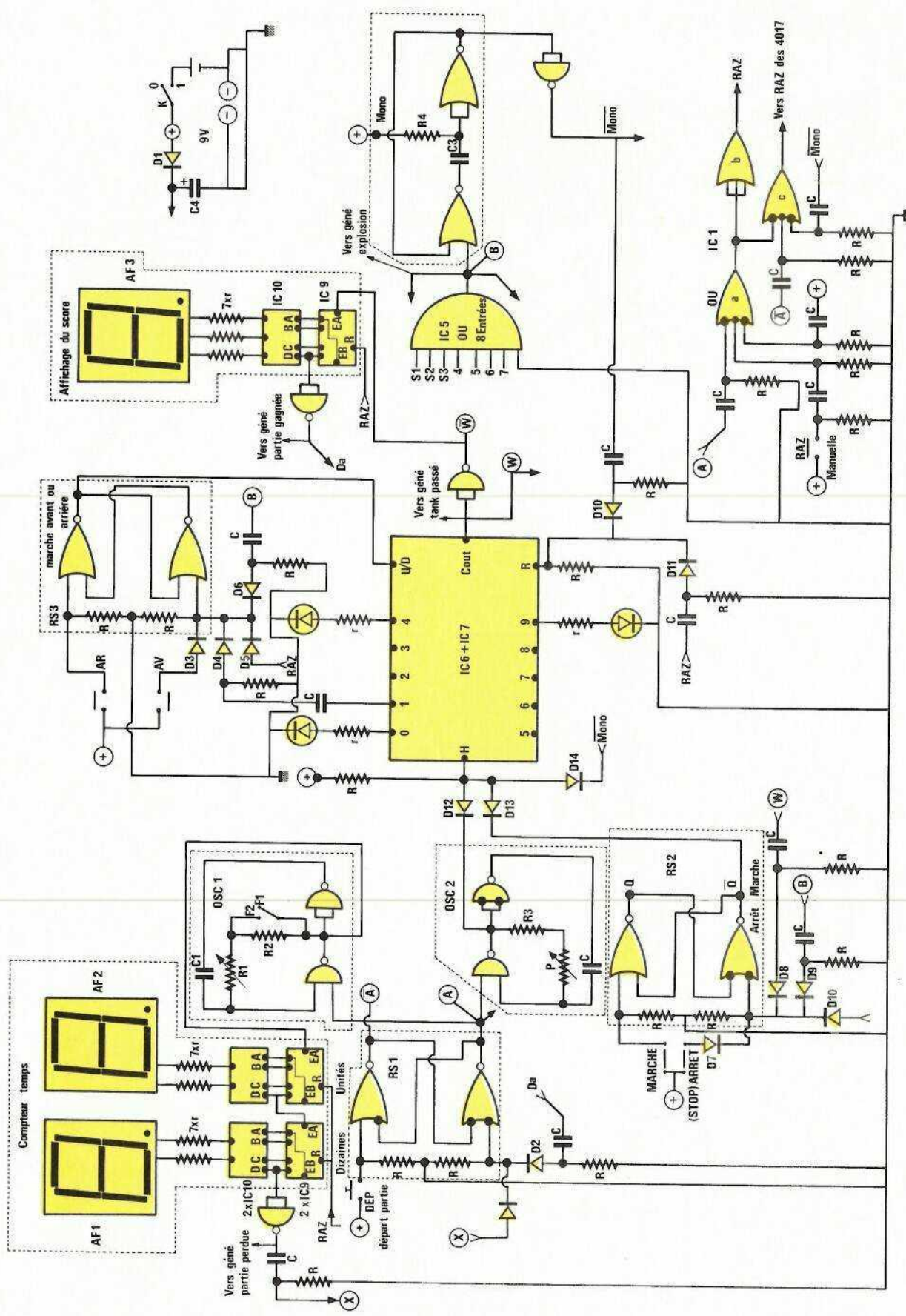


Figure 3 : Schéma théorique à l'exclusion du générateur sonore.

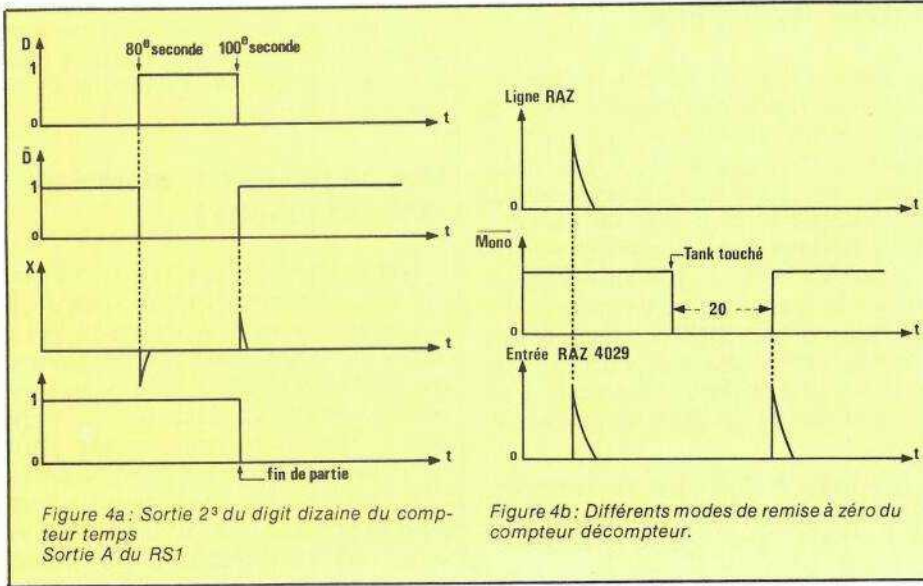


Figure 4a: Sortie 2^e du digit dizaine du compteur temps
Sortie A du RS1

Figure 4b: Différents modes de remise à zéro du compteur décompteur.

grâce à la porte Nand (cablée en inverseur) sur la sortie D du digit des dizaines et au circuit RC, d'obtenir une impulsion qui agit sur RS1 et stoppe la partie.

La sortie A de RS1, lorsqu'elle est à l'état haut, c'est-à-dire en cours de partie, valide aussi l'oscillateur OSC2 qui envoie ses impulsions au compteur-décompteur à 10 positions « moteur » de notre tank.

Cette même sortie A lorsqu'elle passe de l'état 0 à l'état 1 envoie, après passage dans un circuit dérivateur, une impulsion de remise à zéro (RAZ) pour tous les sous-ensembles qui en ont besoin. La sortie A, complémentaire de A, est envoyée à la RAZ spéciale des compteurs 4017 utilisés ici en canon. Elle permet en fin de partie, lorsque A passe de 0 à 1, de remettre les 4017 à zéro et donc d'arrêter le tir.

Étude moteur: le compteur-décompteur à 10 positions

Comme nous vous l'avons expliqué dans la présentation du jeu, le tank peut avancer, reculer, s'arrêter, repartir. L'avance et le recul sont obtenus par application d'un niveau 1 ou 0, sur l'entrée U/D (UP/DOWN) du compteur-décompteur 4029. La sortie de ce compteur s'effectue cependant en binaire et il a été nécessaire de le faire suivre par un décodeur BCD décimal 4028, voir figures 3 et 5.

C'est la bascule RS3 qui permet de sélectionner soit la marche avant, soit la marche arrière par action sur les poussoirs respectifs. Notons cependant que la commande marche avant est obtenue automatiquement

dès qu'un tank est touché, en début de partie ou lorsque le tank passe en position 1 en marche arrière.

C'est la raison pour laquelle l'entrée marche avant de RS3 est précédée par une porte OU à 4 entrées (une manuelle et 3 automatiques).

C'est par l'intermédiaire de la bascule RS2 que l'on commande la mise en marche ou l'arrêt du tank.

La commande marche ne peut être obtenue que manuellement (poussoir marche). L'arrêt du tank est obtenu dans 4 circonstances, ce qui impose l'utilisation d'une porte OU à 4 entrées (diodes D7, D8, D9, D10 et R):

1) en début de partie par la ligne RAZ,

2) dès qu'un tank est touché par la ligne RAZ,

3) dès qu'un tank est touché par la sortie B de la porte OU à 8 entrées,

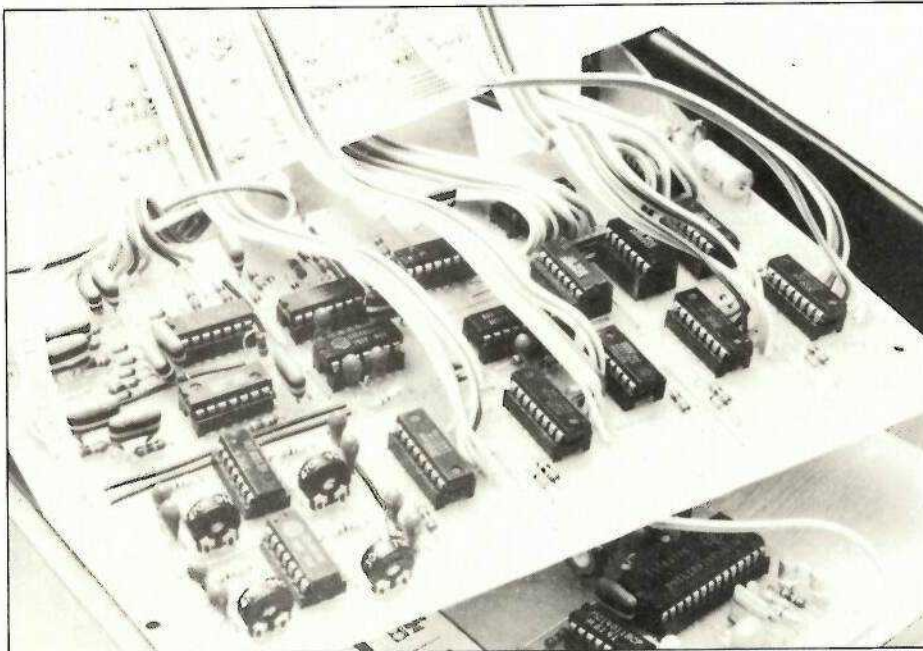
4) dès que le tank arrive en position 9 (sortie W du compteur-décompteur).

L'entrée horloge du compteur-décompteur est précédée par une porte ET à diodes à 3 entrées, la 1^{re} entrée reçoit les impulsions délivrées par l'oscillateur OSC 2, la 2^e reçoit la sortie de la bascule RS2 et la 3^e, l'information MONO qui en temps normal est au niveau 1 (sauf pendant 2 s après qu'un tank ait été touché). Les impulsions issues de OSC2 ne sont donc acheminées vers l'entrée horloge du 4029 que si Q et MONO sont au niveau 1.

Le compteur est remis à zéro à chaque début de partie et 2 secondes après qu'un tank ait été touché. C'est pourquoi nous trouvons sur l'entrée de remise à zéro du 4029, un OU à diodes à 2 entrées, l'une recevant la ligne RAZ et l'autre la sortie MONO. Le diagramme des temps figure 4, b nous montre l'action de ces 2 remises à zéro.

La figure 5 qui nous montre entre autres comment sont câblés les 4029 et 4028, permet grâce au diagramme des temps qui l'accompagne, de comprendre le fonctionnement de la sortie Cout, appelée W sur la maquette.

Cette sortie est normalement à l'état haut jusqu'à l'arrivée de la 9^e impulsion à partir de laquelle elle passe au niveau 0 pour revenir à l'état logique 1 à l'apparition de la 10^e impulsion. Le compteur de score, dont la réalisation est identique à celle du compteur temps et qui utilise un 74 C90, change d'état lors des fronts négatifs (passage de l'état logique 1 à l'état 0). C'est pour cette raison, que la sortie W est inversée pour que le score n'évolue que lors-



que le tank est arrivé sur la 10^e position.

Chaque sortie du 4028 alimente la diode LED verte d'un boîtier qui en contient 2, une rouge et une verte. De façon à limiter le courant dans les LED, une résistance R₁ de 1 kΩ est mise en série avec celles-ci. L'autre LED (la rouge) est alimentée uniquement pour les positions 1-2-3-5-6-7-8 par les sorties des « canons » que nous analyserons un peu plus loin. Pour les positions 0-4-9, où aucun obus ne peut atteindre le tank, la diode rouge n'est pas alimentée.

Compteur de score

Comme nous l'avons expliqué plus avant, la conception de celui-ci est analogue à celle du compteur temps. Ce compteur à un seul digit, permet donc de compter jusqu'à 10, nombre de tanks qu'il faut faire passer pour gagner la partie.

Comme pour le compteur temps, le digit D de poids 2³ = 8, passe à l'état haut à la huitième impulsion (8^e impulsion pour le compteur temps). Le diagramme des temps associé à l'action de la sortie Da sur la bascule RS1, est semblable à celui de la figure 4 a et a pour effet d'arrêter la partie (gagnée) comme le faisait le compteur temps (partie perdue).

Étude des canons

Les canons au nombre de 4 (position : 1 seul puis groupes 2-3 ; 5-6 ; 7-8) sont réalisés avec des compteurs décimaux de type 4017. C'est l'allumage successif des LED reliées aux différentes sorties, qui donne l'illusion du déplacement des obus en direction du tank. Grâce à ses trois entrées de commande : Validation (V), Horloge (H) et RAZ, R, nous allons voir comment nous obtenons un tir non simultané. Pour cela nous vous rappelons le rôle des trois entrées V, H, R.

L'entrée R doit être au niveau 0 pour que le compteur fonctionne. Si elle passe à l'état logique 1, le compteur est remis en position 0. Si l'entrée V est à zéro, le comptage a lieu pour chaque front positif de l'entrée H. Par contre si V est à 1, le comptage est bloqué dans la position atteinte.

L'entrée H est celle qui reçoit les impulsions permettant à notre compteur d'avancer.

C'est l'oscillateur OSC3 qui détermine la cadence de tir. Sa sortie est appliquée aux entrées horloge H de chaque 4017. Pour que le tir n'ait pas lieu simultanément pour chaque canon, les entrées de validation V sont commandées chacune par un oscillateur OSC Valid dont le rapport

cyclique est réglable. Ceci permet d'obtenir, outre l'approche de la réalité, un réglage de la difficulté d'accès vers l'arrivée.

Que se passe-t-il, quand un tank est touché?

Cet événement survient à chaque fois qu'il se trouve dans un endroit où un obus arrive. Cela signifie pour notre montage que l'une des sorties du 4028 et la position 9 du canon associé, sont toutes deux à l'état logique 1. Une telle simultanéité peut être mise en évidence par une porte ET; c'est ce que nous avons utilisé pour la position 1 du 4028. On notera que le ET en question a été réalisé par mise en cascade de 2 portes NAND pour une raison de disponibilité à cet endroit du jeu. La diode LED rouge est alimentée par la sortie de la porte ET et ne s'allume par conséquent que si le tank est touché. Pour les groupes de positions 2-3 ; 5-6 ; 7-8 qui peuvent être atteintes par un même canon, la chose se complique légèrement. Prenons comme exemple les positions 2 et 3 et le canon 23 associé. Pour ce groupe de positions, le schéma indique qu'il faut 4 portes ET à 2 entrées et une bascule D câblée en diviseur par 2 (entrée Data et sortie Q reliées). L'entrée horloge C du diviseur par 2 reçoit les états logi-

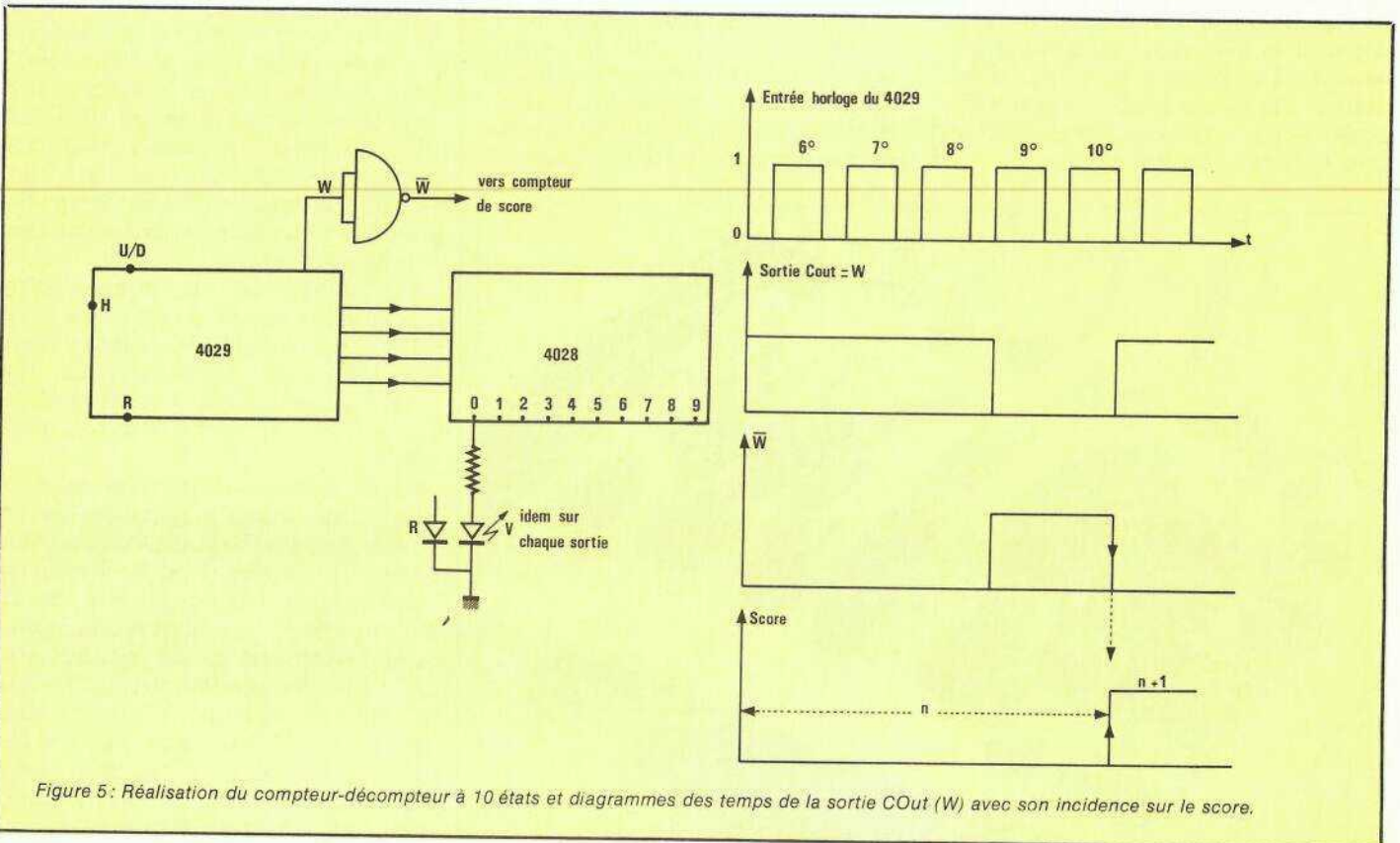


Figure 5 : Réalisation du compteur-décodeur à 10 états et diagrammes des temps de la sortie COut (W) avec son incidence sur le score.

ques issus des sorties 3 des canons 5, 6 et 7,8 après passage dans une porte OU à diodes (D₁₅-D₁₆). Les sorties Q et \bar{Q} du diviseur par 2 changent donc d'état très souvent puisque la cadence de tir est assez rapide. Ces sorties sont appliquées aux entrées de 2 portes ET (a et b). La sortie 9 du canon 23 est envoyée à l'autre entrée des 2 portes ET (a, b). Q et \bar{Q} étant complémentaires, une seule des sorties Sa ou Sb peut se trouver à l'état 1 et une seule des positions 2 et 3 peut être atteinte par un obus. Le rôle des portes ET (c et d) reste inchangé, il détermine si obus et tank se trouvent au même endroit. Un seul des circuits canon a été représenté sur le schéma de la figure 3 car les autres sont identiques.

Quand un tank est touché, nous avons la sortie considérée par exemple S₁ qui passe au niveau 1. Pour enregistrer cet événement, les 7 sorties (S₁, S₂... S₇) sont appliquées à l'entrée d'un OU à 8 entrées, la 8^e entrée étant reliée à la masse donc à l'état 0.

La sortie du OU présente donc un niveau 1 tant que l'obus détruit le tank. Pour que l'ennemi ait le temps de savourer sa victoire. Cette destruction dure à peu près 2 secondes, durée fixée par le monostable (MONO) qui fait suite à la porte OU à 8 entrées. Ce retard du départ d'un nouveau tank ajoute une difficulté supplémentaire au jeu.

Pour que le tank et l'obus restent donc la position où ils se sont télescopés la sortie B est appliquée à la bascule RS₂ qui inhibe ainsi l'arrivée des impulsions de OSC₂ vers l'entrée horloge du 4029. Pour qu'un autre tank reporte en marche avant cette même sortie B est appliquée à RS₃.

Le compteur 4029 et les 4017 (canons) ne sont remis à zéro qu'après le délais de 2s par l'information MONO. L'information MONO inhibe grâce à une porte ET à 2 entrées le fonctionnement de OSC 3 pour maintenir l'obus sur la position où se trouve le tank touché.

Le diagramme des temps de ces diverses opérations est visible à la figure 6.

Le système de remise à zéro

Il y a remise à zéro au début de chaque partie par l'information issue de la sortie A de RS₁ mais aussi à la mise sous tension du jeu et éventuellement à la suite d'une erreur de manipulation par action sur le poussoir RAZ. Ces 3 possibilités sont ap-

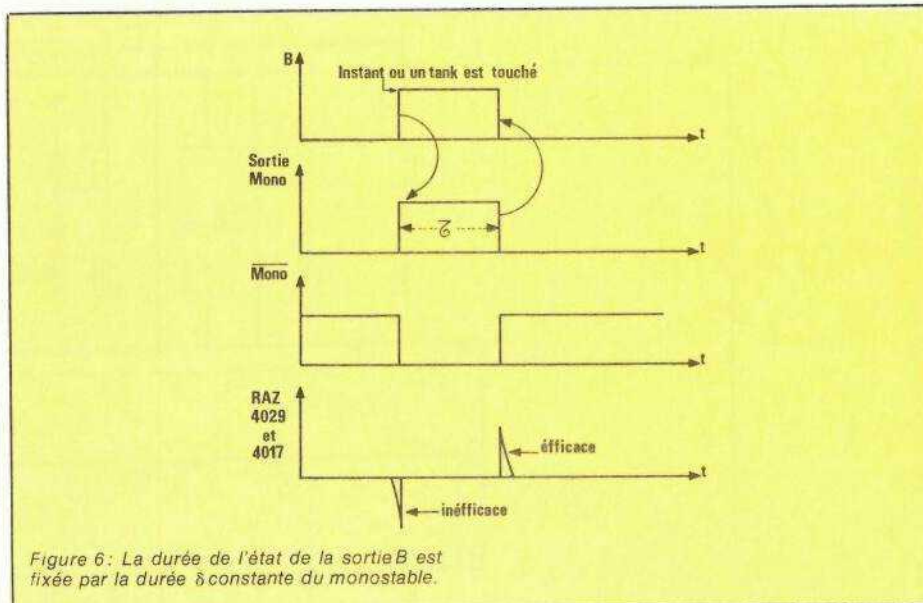


Figure 6: La durée de l'état de la sortie B est fixée par la durée δ constante du monostable.

pliquées aux 3 entrées d'un OU appartenant au circuit intégré IC₁ qui en contient 3.

Un deuxième OU à 3 entrées permet d'obtenir la ligne de remise à zéro spéciale des canons. Cette remise à zéro a lieu :

- 1^o) dans le cas général (RAZ)
- 2^o) en fin de partie A
- 3^o) 2 secondes après qu'un tank ait été touché (MONO).

Quant au 3^e OU disponible on l'a branché à la sortie du 1^{er} en réunissant ces 3 entrées qui ainsi ne sont pas en l'air.

A ce stade des explications, la totalité des éléments de logique nécessaires au fonctionnement de ce jeu a été passée en revue. Il reste néanmoins un sous ensemble non indispensable mais qui va rendre ce jeu encore plus vivant : la carte brui-

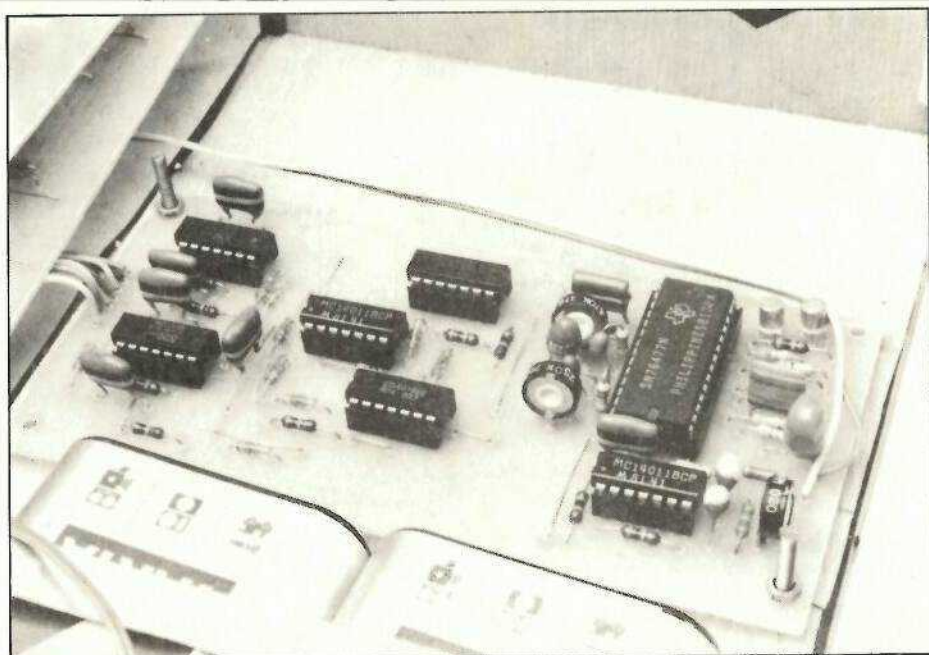
tage. Nous avons repéré sur le schéma théorique quatre points importants qui vont déclencher le circuit bruiteur il s'agit :

- de la sortie Cout (W) qui correspond au passage sans problème d'un tank
- de la sortie B (du OU à 8 entrées) qui passe au niveau 1 quand un tank est touché
- et des sorties complémentaires des digits D (de poids 2³) des compteurs de temps et de score.

Etude du bruiteur

(Schéma complet figure 7)

Les 4 informations précédentes vont donner, après dérivation, des pulses positifs qui déclenchent le bruitage approprié à la circonstance



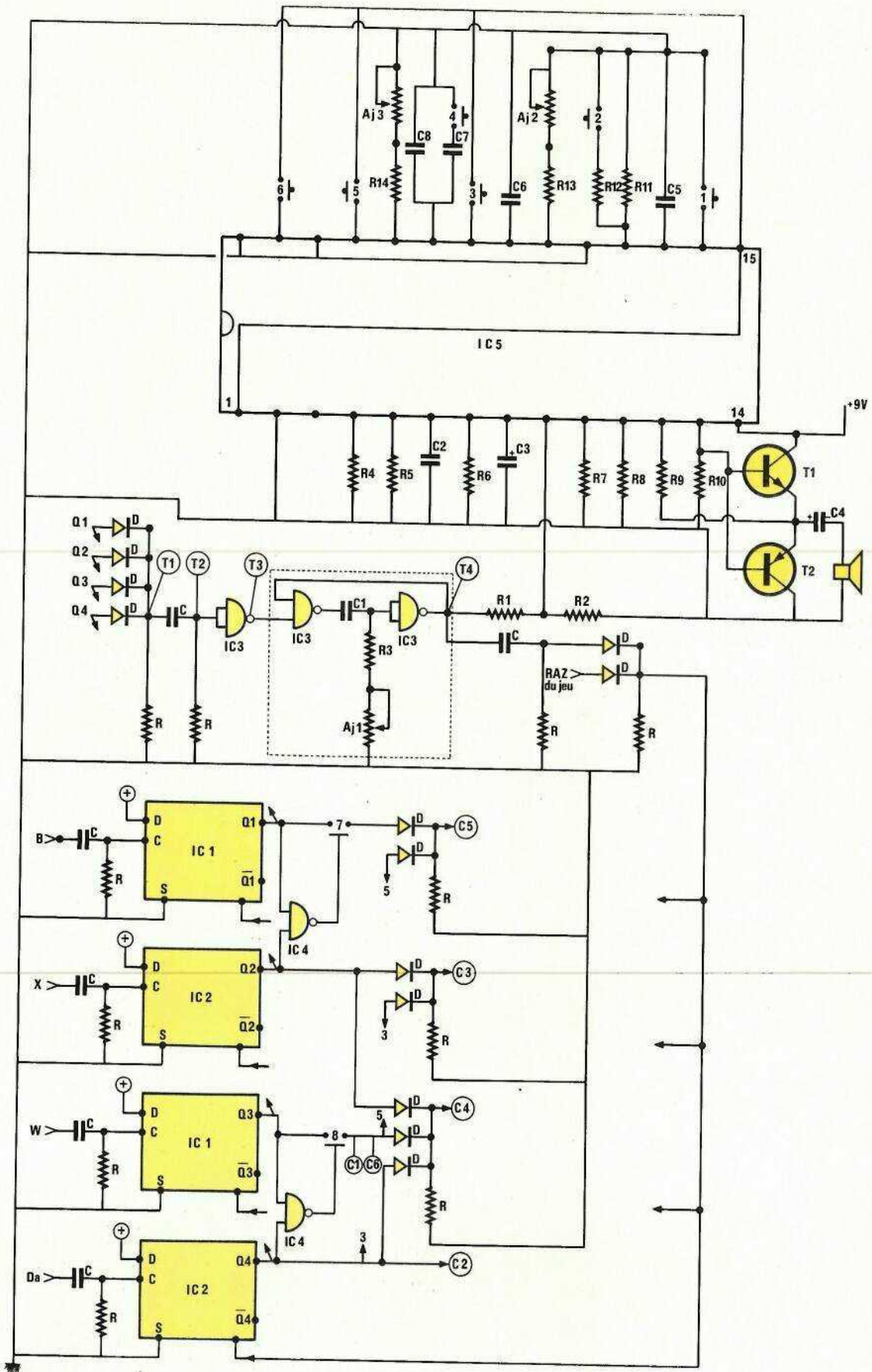
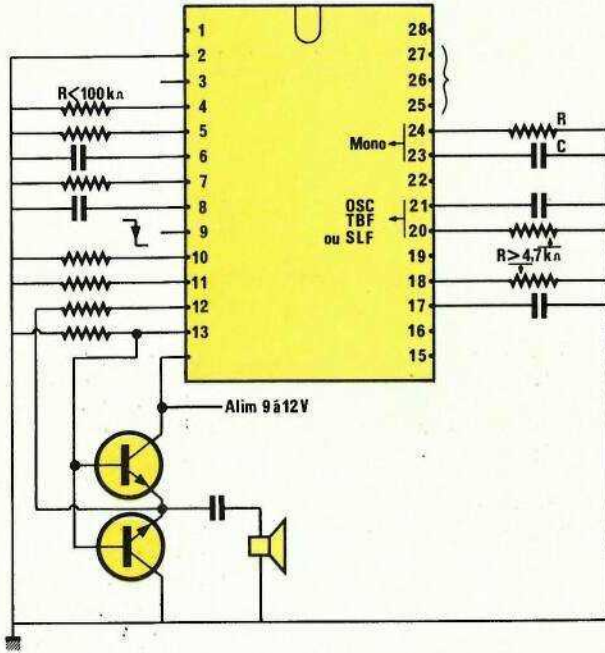


Figure 7 : Schéma du bruiteur.
 Dans les explications, nous avons rappelé R11 (et R12) RVCO, de même C6 et C7 sont appelés CM.
 Les indications Cn indiquent qu'il s'agit de la commande de l'interrupteur électronique n.
 La forme des signaux T1... T4 est détaillée sur la figure 9.
 Les interrupteurs 3-5-6-7 font partie de IC6 et les n° 1-2-4-8 appartiennent à IC7.

Annexe 2
Rappels essentiels concernant le 76477



- Pin 1: (Tableau A) programmation enveloppe
- Pin 3: horloge de bruit externe
- Pin 4: horloge interne, bruit blanc
- Pin 5: fréquence de coupure
- Pin 6: du bruit blanc
- Pin 7: décroissance du son
- Pin 8: pour 1 pilote monostable
- Pin 9: commande départ monostable
- Pin 10: attaque du son
- Pin 11: amplitude son
- Pin 12: réaction BF
- Pin 13: sortie signal BF
- Pin 14: + VCC
- Pin 15: sortie 5 V (10 mA) ou entrée 5 V
- Pin 16: contrôle externe du VCO
Si niv. = 1, VCO bloqué
- Pin 17:
- Pin 18:
- Pin 19: contrôle de timbre (entre 0 et 2,5 V, f VCO varie de 18 à 50 %)
- Pin 20: } oscillateur TBF
- Pin 21: }
- Pin: niv. 1, SLF module VCO
Niv. 0, VCO module en 16
- Pin 23: monostable :
- Pin 24: durée monostable $\tau = 0,8 RC$
- Pin 25: } programmation :
- Pin 26: } mélange
- Pin 27: } tableau B
- Pin 28: programmation enveloppe tableau A

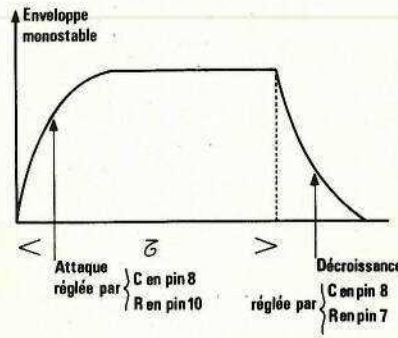


Tableau A : programmation de l'enveloppe

Pin 28	Pin 1	Sortie
0	0	VCO pilote
1	0	Mixer seul, pas d'enveloppe
0	1	Monostable pilote
1	1	VCO pilote avec fil2

Tableau B : entrées de programmation du mélangeur (Mixer)

Pin 26	Pin 25	Pin 27	Sortie du mélangeur
0	0	0	VCO seul
1	0	0	SLF seul
0	1	0	Bruit blanc seul
1	1	0	VCO / bruit blanc
0	0	1	SLF / bruit blanc
1	0	1	VCO / SLF / bruit blanc
0	1	1	SLF / VCO
1	1	1	Inhibition du Mixer

comme nous l'avons indiqué dans le paragraphe particularité du jeu. Le circuit bruiteur utilisé est le 76477, exploité ici de telle façon qu'il puisse fournir des bruits très différents alors que toutes les réalisations actuellement détaillées dans les revues d'électroniques ne donnaient qu'un seul bruit par montage aux variations de fréquences ou sonorités près. Les explications que nous allons donner maintenant permettront donc d'ouvrir de nouveaux horizons aux passionnés de bruits divers.

Le tableau de la figure 8 résume les particularités propres à chaque type de bruit. Outre certains niveaux logiques qui diffèrent pour une même pin du 76477, certains composants doivent changer de valeur. Pour arriver à un tel résultat, on a utilisé six interrupteurs électroniques qui présentent une résistance de l'ordre de 300Ω quand ils sont fermés et une résistance de plusieurs centaines de MΩ quand ils sont ouverts.

Chaque circuit intégré 4016 contient 4 interrupteurs. Nous en avons 2 qui restent libres et pourront

être utilisés pour les circuits de priorité que nous analyserons par la suite.

Pour une analyse détaillée, nous voyons que des interrupteurs doivent être utilisés pour modifier les niveaux logiques des pins 16, 22, 25, 27 et pour modifier la valeur des composants C_M et R_{VCO} qui déterminent respectivement la durée des séquences sonores et la fréquence des sons obtenus.

Les pins 22, 25, 27 se trouvent automatiquement au niveau 0 lorsqu'elles ne sont pas connectées. Pour les mettre à 1, les interrupteurs associés sont donc reliés à la ligne + 5 V disponible à la patte 16 du 76477. Pour modifier la valeur de C_M l'interrupteur repéré par le chiffre 4 met ou non en parallèle sur celui de $0,2 \mu F$ un second condensateur de valeur $22 \mu F$. La modification de R_{VCO} s'effectue de la même façon par mise en parallèle de $10 k\Omega$ sur la

Bruit	Signal de commande	Section en service	Conséquence
Explosion	B	Monostable durée 1,5 s bruit blanc	16 . 22 . 25 . 26 . 27 . 28 . 1 (PIN) NC . 0 . 1 . 0 . 0 . 0 . 1 (NIV) RM = 220 K Ω CM = 0,2 μF
Tank passé (tut, tut...)	W	Monostable durée 5 s SLF + VCO SLF découpe VCO	16 . 22 . 25 . 26 . 27 . 28 . 1 (PIN) 0 . 0 . 1 . 0 . 1 . 0 . 1 (NIV) RM ~ 220 k Ω CM = 22 μF
Partie perdue sirène grave	X	Monostable durée 5 s SLF + VCO modulation du VCO par SLF	16 . 22 . 25 . 26 . 27 . 28 . 1 (PIN) NC . 1 . 0 . 0 . 0 . 0 . 1 (NIV) RVCO ~ 68 k Ω
Partie gagnée Sirène aiguë	Da	Monostable durée 5 s SLF + VCO Modulation du VCO par SLF	Idem ci-dessus RVCO ~ 10 k Ω

Figure 8 : Signaux de commande et leur conséquence sur le SN 76477.

68 kΩ branchée en permanence à la pin 19.

Etant donné que des bruits différents peuvent nécessiter l'action sur son même interrupteur, des portes OU à diodes assurent, lorsque cela s'avère nécessaire, la diversité des commandes depuis chaque bascule D.

Les interrupteurs électroniques étant commandés par des niveaux permanents, les impulsions de commande issues du jeu sont appliquées à des bascule D qui conservent sur leur sortie Q l'information imposée par l'entrée DATA aussi longtemps qu'un pulse de RAZ ne leur est pas appliqué.

C'est par la pin 9 du 76477 qu'est commandé le monostable interne. Si la pin 9 est au niveau 1, le monostable est inhibé. Il est déclenché par application d'un front négatif avec ensuite maintien à l'état 0 pendant une durée au moins égale à celle du monostable interne. C'est dans ce but que la pin 9 est reliée à un monostable externe réalisé cette fois avec des NAND. Ce monostable externe est déclenché à chaque fois que l'une des sorties des bascules D passe au niveau logique 1. La durée de la temporisation qu'il procure est légèrement supérieure à celle du monostable contenu dans le 76477 pour disposer d'une certaine marge de sécurité dans la restitution intégrale des bruits programmés. A la fin de la temporisation du monostable externe un pulse de RAZ est envoyé à chaque bascule D pour que celles-ci puissent être prêtes à recevoir toute nouvelle information. Se référer au diagramme des temps figure 3.

Nous avons parlé plus avant de circuits de priorité. Il se peut en effet que 2 informations arrivent simultanément par exemple :

- a) un tank est touché et la partie est perdue
- b) un tank vient de passer la ligne d'arrivée et la partie est gagnée.

Dans le cas (a) il faut donner priorité à l'aspect partie perdue et dans le cas (b) à l'aspect partie gagnée. Ce sont les portes NAND et les interrupteurs électroniques branchés à la sortie des bascules D qui assurent cette fonction. Pour en comprendre le fonctionnement nous allons considérer le schéma de la figure 10.

Nous supposons que c'est l'information 2 qui est prioritaire et que les informations 1 et 2 arrivent simultanément. Q₁ et Q₂ passent au niveau 1 et la sortie du NAND au niveau 0, l'interrupteur reste donc ou-

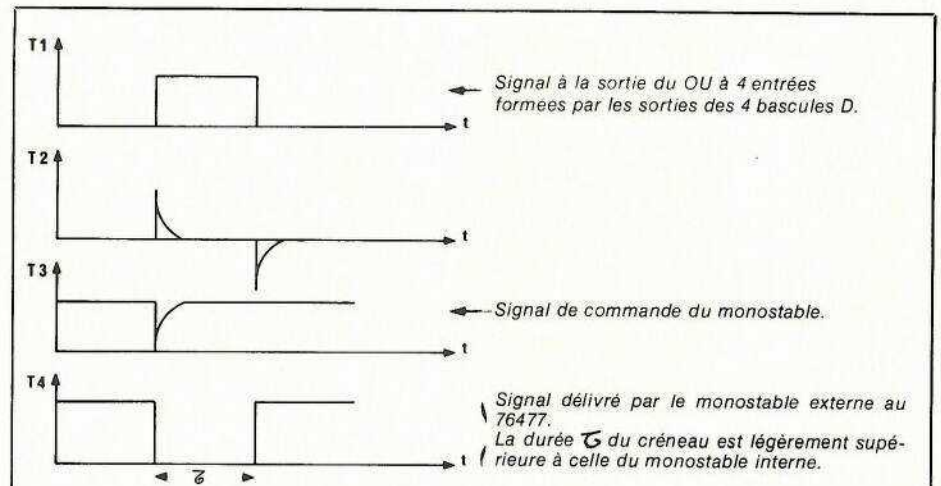


Figure 9: Diagramme des temps de la commande du SN 76477.

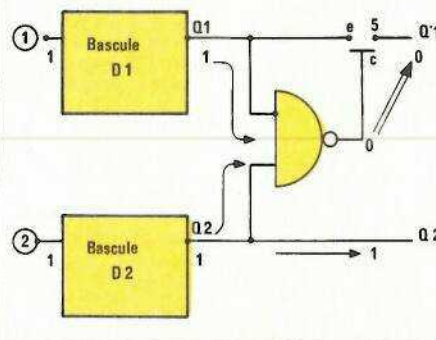


Figure 10: Grâce à la porte NAND connectée aux deux sorties Q₁ et Q₂ et à l'interrupteur électronique, la sortie Q₂ a priorité sur la sortie Q₁ si les informations de commande 1 et 2 arrivent simultanément.

vert ce qui a pour effet de rendre inactive la sortie Q₁. La sortie Q₂ n'étant pas interrompue, l'information qu'elle donne est donc bien rendue prioritaire vis-à-vis de l'autre par notre système.

Nous reconnaitrons deux dispositifs correspondant aux cas (a) et (b) précités.

Nous donnons en annexe le récapitulatif des fonctions assurées par le 76477, ainsi que le rôle des composants qu'il convient d'utiliser pour obtenir son fonctionnement. Le lecteur pourra ainsi mieux comprendre le rôle des éléments résistances et condensateurs qui se greffent sur cette bête à 28 pattes.

Certains pourront s'étonner de ce que la pin 9 du 76477 reçoive le niveau du monostable externe après passage dans un pont diviseur, mais il faut savoir que toute la logique interne du 76477 fonctionne sous 5 volts alors que notre maquette est alimentée en 9 V. Ceci explique cela.

Ouf ! nous direz-vous et bien vous avez raison ! Nous avons été longs. Mais, ces explications abondantes et parfois rébarbatives sont nécessaires pour comprendre comment fonctionne un tel ensemble sinon à quoi bon faire de l'électronique s'il ne s'agit que de souder des

composants sans savoir quel est leur rôle !

Réalisation pratique

L'ensemble des éléments que nous avons décrits ne pouvait pas tenir sur un seul circuit imprimé. Nous en trouvons 3. Le premier regroupe une grande partie de la logique de commande y compris le système de tir, c'est-à-dire les 4017. Le deuxième regroupe tous les systèmes de visualisation diodes LED, afficheurs et compteurs associés. Le troisième, pour finir, regroupe tous les éléments du bruiteur correspondant au schéma théorique de la figure 7.

Ces divers circuits imprimés sont donnés à l'échelle 1 ainsi que les schémas d'implantation des composants aux figures suivantes :

Référence des figures	Circuit imprimé	Implantation
Logique de commande	11	12
Systèmes de visualisation	13	14
Circuit bruiteur	15	16

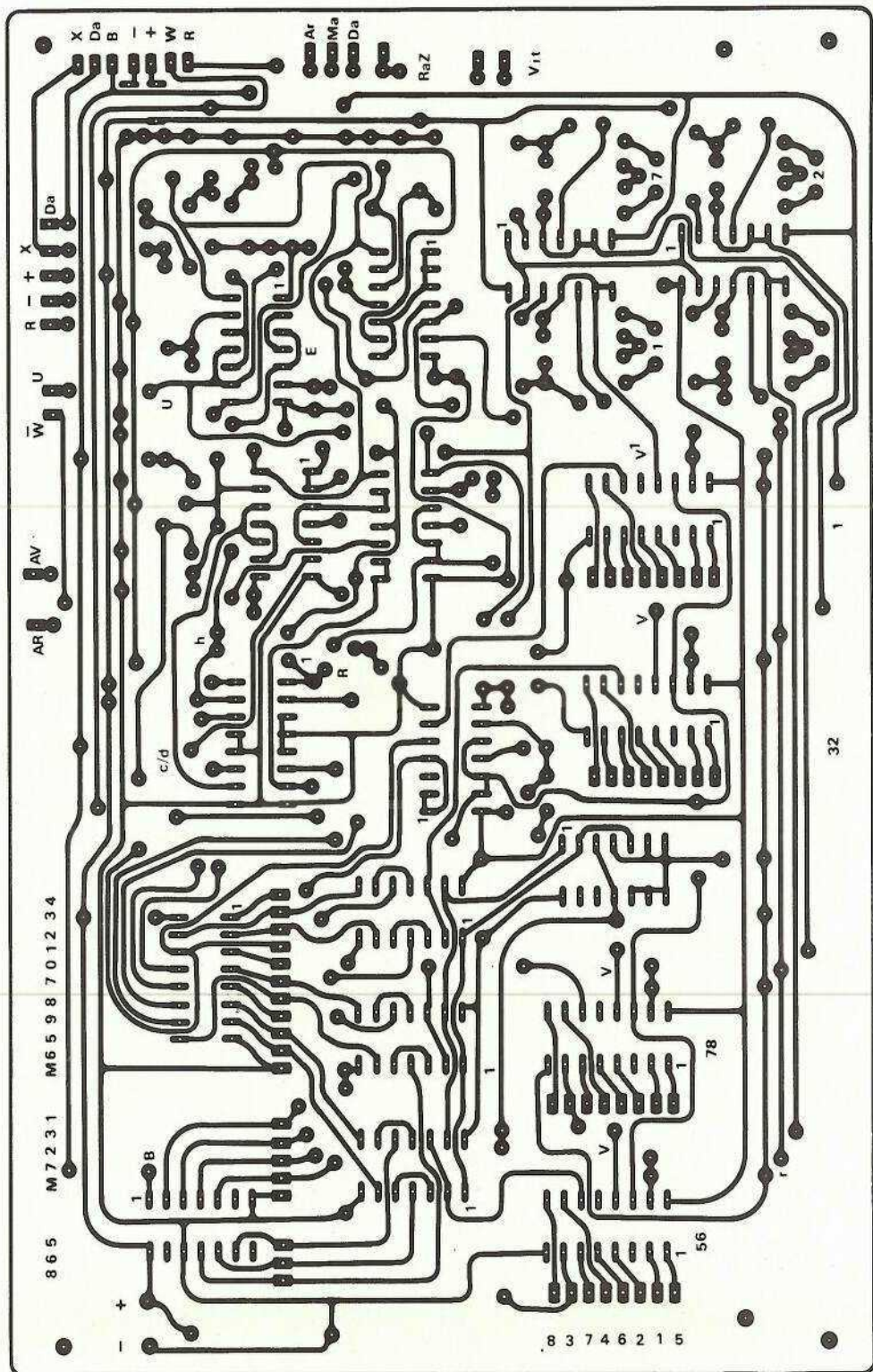


Figure 11: Circuit imprimé de la logique de commande.

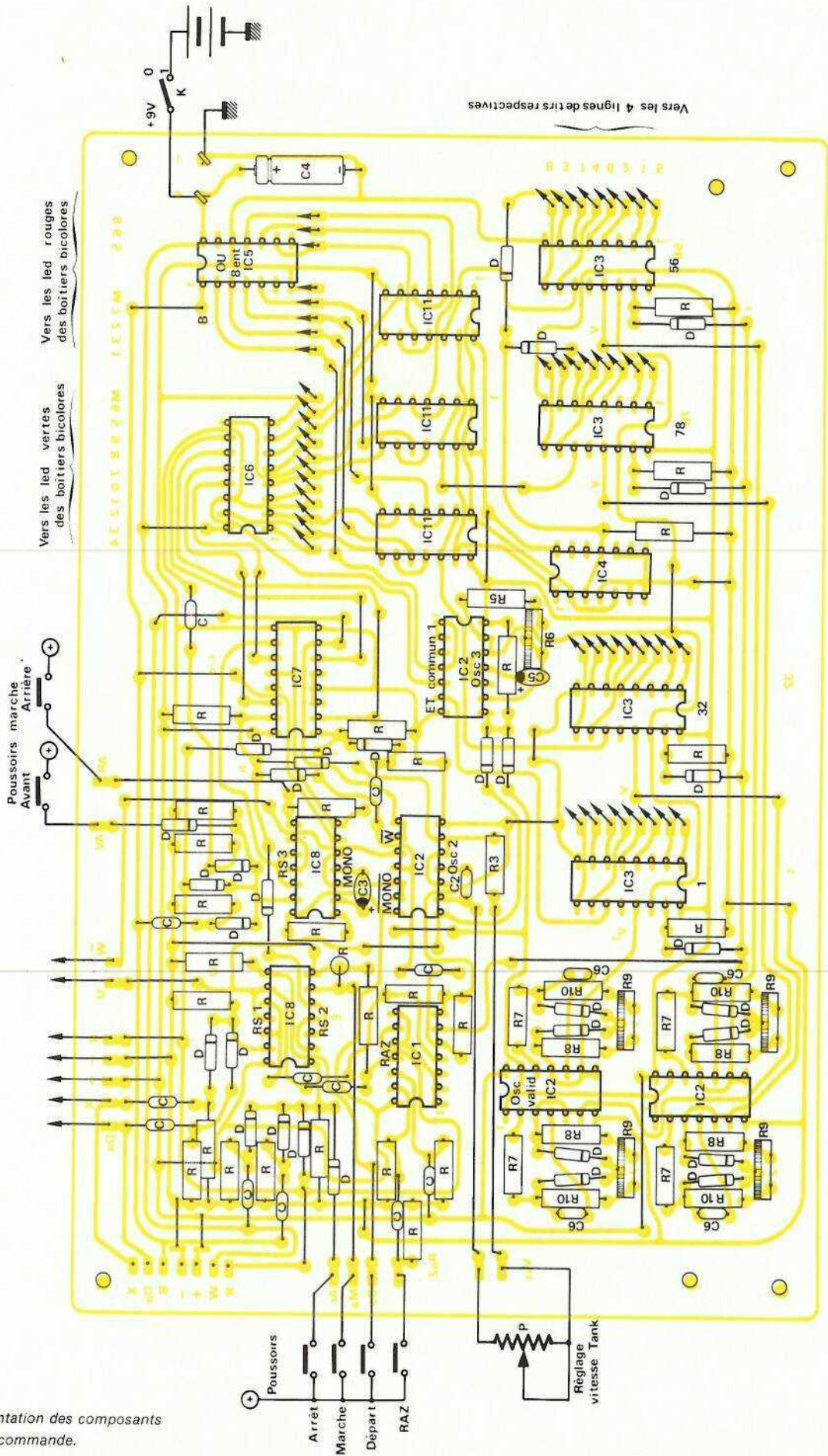


Figure 12: Implantation des composants de la logique de commande.

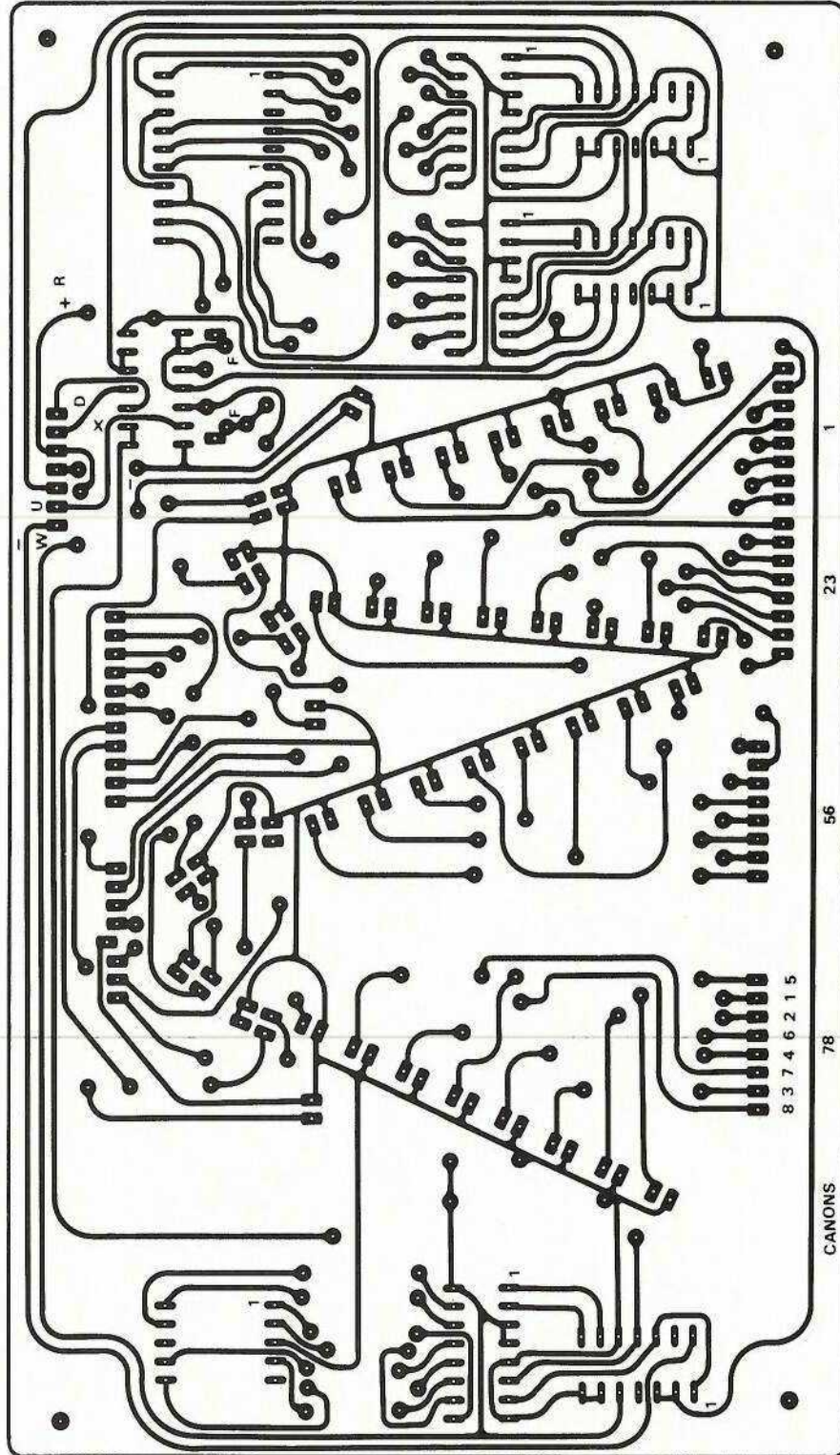


Figure 13: Circuit imprimé du système de visualisation.

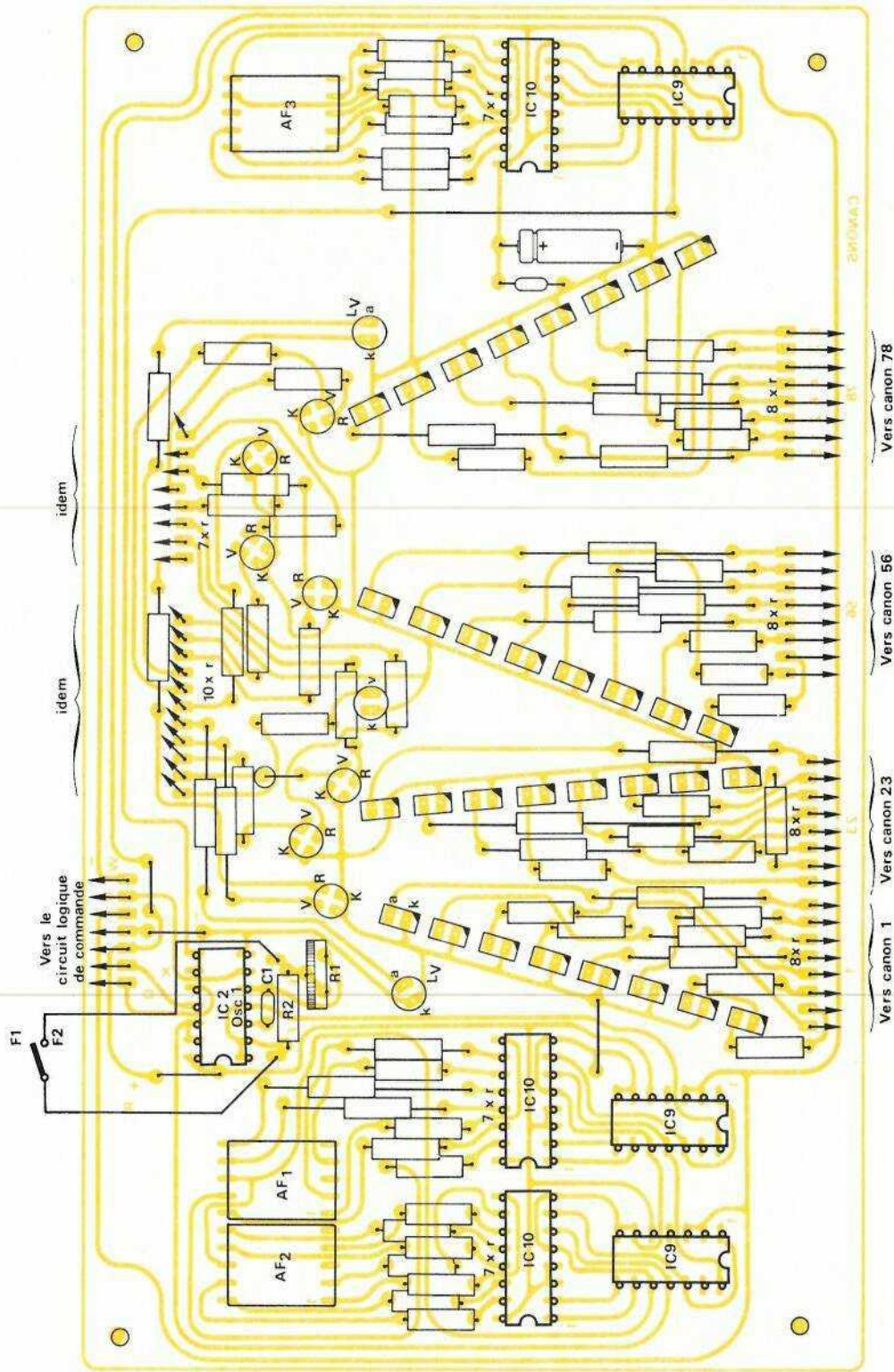


Figure 14: Implantation des composants du système de visualisation.

Toutes les résistances limitant soit le courant des LED, soit le courant des segments des afficheurs, sont des 1 k Ω 1/4 W.

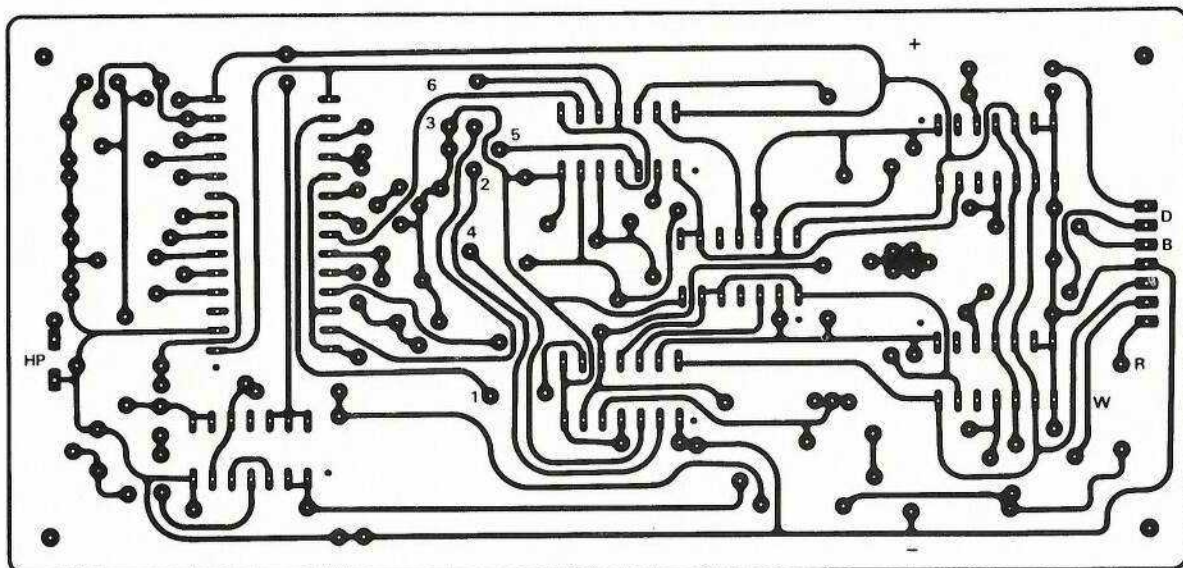


Figure 15: Circuit imprimé du bruiteur.

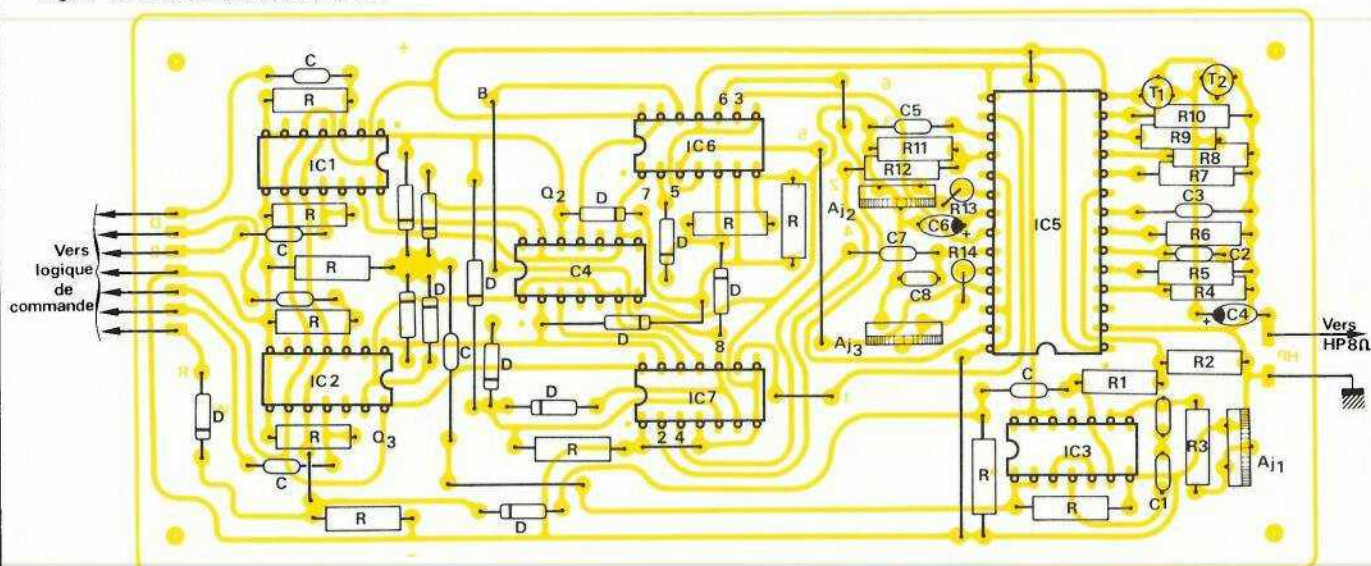


Figure 16: Implantation des composants du bruiteur.

Tous ces circuits imprimés sont réalisés en technique simple face, ce qui a pour conséquence d'imposer l'existence de strappes assez nombreux, surtout pour la logique de commande. Il est recommandé lors du câblage de commencer par ceux-ci. On continuera par les résistances, diodes, condensateurs et on terminera pas les circuits intégrés que l'on montera, ou non, sur des supports. La liaison entre les différents circuits imprimés s'effectue avec du câble en nappe.

On pourra, si on le désire, vérifier au fur et à mesure du câblage, le fonctionnement de certains sous-ensembles, tels les compteurs temps et score, les différents oscillateurs, les canons. On se référera utilement aux explications données dans le

paragraphe « Schéma théorique » pour comprendre le cheminement des informations logiques.

De façon à éviter une nomenclature dont les indices tendent vers l'infini, certains composants n'ont pas d'indice R, r, C, D car ils se retrouvent dans de nombreux endroits du schéma. Une même lettre R, par exemple, représente toujours la même valeur, 10 k Ω 1/4 W en l'occurrence. En ce qui concerne les circuits intégrés correspondant au schéma complet de la figure 3, un même indice représente toujours le même type de circuit intégré (ex. IC₂ \rightarrow 4011). Il était en effet difficile de procéder différemment car compte tenu de l'importance des composants mis en jeu, on a été amenés à rassembler autour d'un même boîtier deux

fonctions comme c'est le cas de RS₁ et RS₂ ou encore RS₃ et le monostable MONO.

On veillera bien entendu à respecter l'orientation des diodes, circuits intégrés et des condensateurs chimiques polarisés.

Pour ce qui est des condensateurs non polarisés, utilisés soit dans les montages monostables ou dans les oscillateurs TBF, on les obtiendra en reliant en série 2 condensateurs (Tantale goutte) de telle façon que les fils utiles soient de même polarité.

Réglages, mise au point

On peut avant de réaliser la carte bruitage, essayer le jeu. Comme il

s'agit d'un montage de logique, il n'y a en principe aucun réglage à effectuer. Cependant, compte tenu des tolérances des composants, en particulier des condensateurs chimiques, on pourra être amené à modifier certaines fréquences d'oscillateurs ou certains délais de monostables. Les seuls éléments ajustables agissent sur la cadence de tir. On pourra donc agir sur ces éléments pour accroître la difficulté ou au contraire la diminuer.

Si par hasard, un étage était défectueux, il faudrait comparer l'état des sorties et entrées avec les indications du schéma pour en déterminer l'origine. Il s'agira le plus souvent d'un défaut au niveau des pistes cuivrées (coupures, court-circuits, soudures sèches).

Pour le circuit bruiteur, l'action sur AJ_2 pourra modifier la tonalité de la sirène et AJ_3 agira sur la durée des séquences sonores; AJ_3 et AJ_1 doivent être réglés simultanément dans le même sens pour les raisons évoquées au cours des explications.

Le boîtier

Celui-ci a la forme d'un pupitre dont on trouvera les dimensions à la figure 17. On pourra se servir de la figure 1 pour le perçage de la face supérieure, celle-ci étant donnée à l'échelle 1.

Les circuits imprimés visualisation et logique de commande sont fixés l'un au-dessus de l'autre par quatre vis longues, elles-mêmes vissées sur la face supérieure ainsi que tous les poussoirs et interrupteurs.

Le circuit du bruiteur est fixé sur la face inférieure ainsi que les deux piles plates 4,5 V utilisées en alimentation et montées en série pour obtenir 9 volts.

Un jack sur la face arrière permet d'entrer une alimentation par un transformateur redresseur comme ceux utilisés pour les calculatrices.

Sur cette même face arrière, on fixera le HP de diamètre 5 cm. Une diode D_1 (1 N 4001) a été montée en série avec la ligne positive des piles pour éviter d'endommager le montage lors du changement des piles.

Quand vous aurez câblé tout votre montage, il ne vous restera plus qu'à nous amuser, vous et votre famille, et même vos amis... alors bon amusement.

F. JONGBLOËT

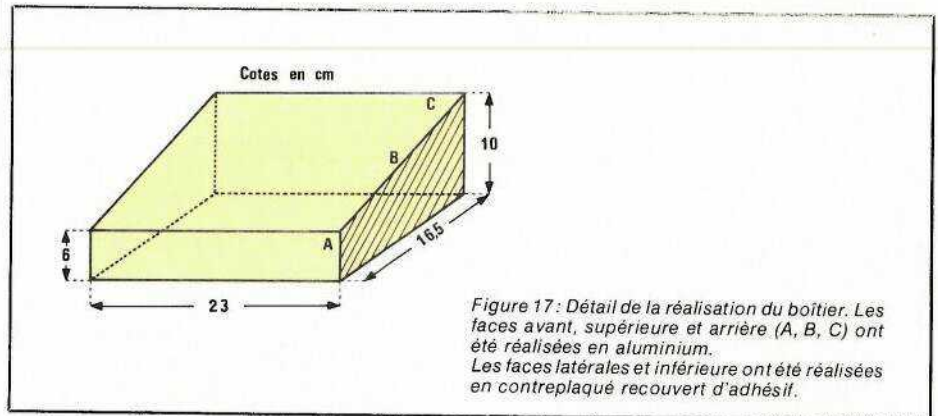
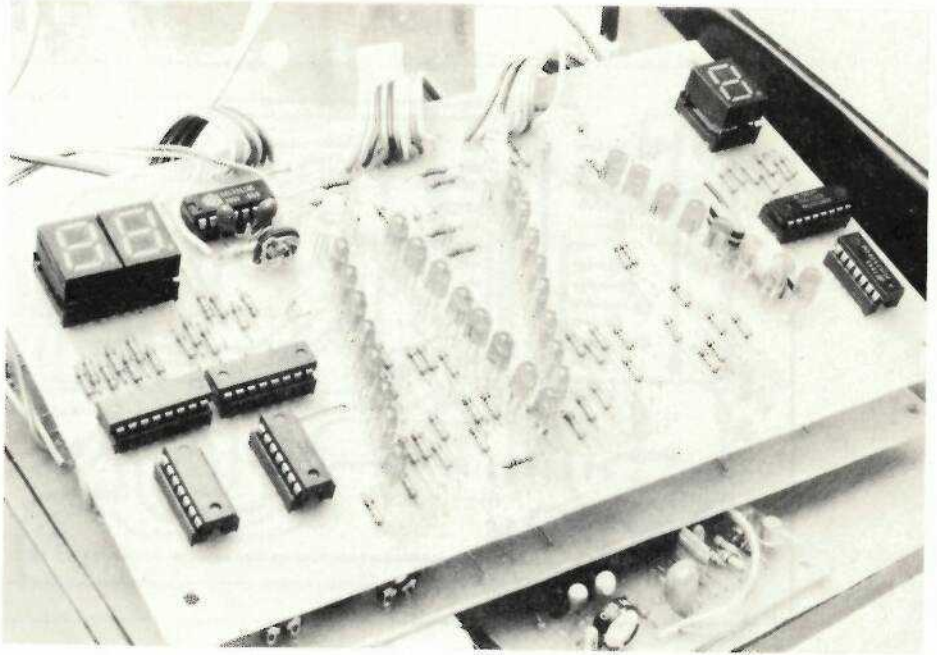
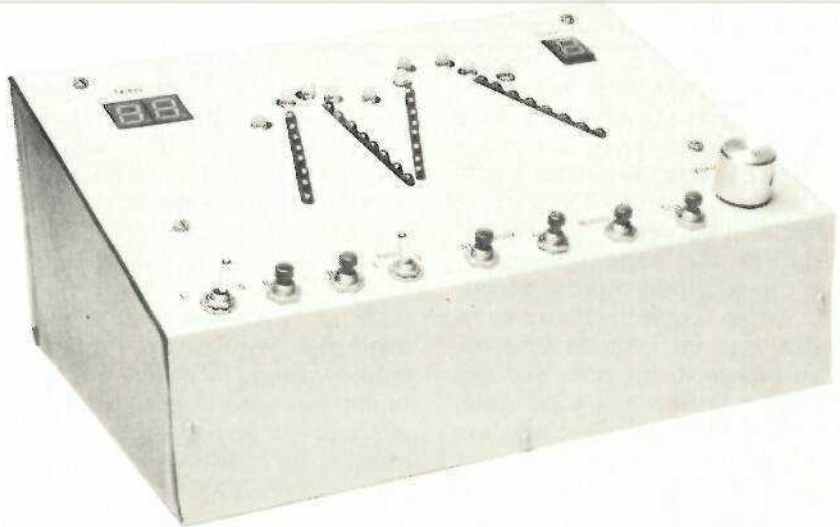


Figure 17: Détail de la réalisation du boîtier. Les faces avant, supérieure et arrière (A, B, C) ont été réalisées en aluminium. Les faces latérales et inférieure ont été réalisées en contreplaqué recouvert d'adhésif.



Annexe 1 : brochage et particularités des circuits intégrés utilisés pour le jeu

<p>CD 4001 4 NOR 2 entrées CD 4011 4 NAND 2 entrées CD 4081 4 ET 2 entrées</p>	<p>CD 4078 BE NORIOR 8 entrées chez RCA seulement</p>	<p>CD 4075 3 OU 3 entrées</p>
<p>CD 4029 Compteur décompteur UID (à 1 comptage, à 0 décomptage) RAZ (à 0 comptage), (à 1 remise à zéro); en compteur décompteur par 10, mettre Cin, Pi, B/D à 0</p>	<p>CD 4028 Décodeur BCD/décimal</p>	<p>CD 4511 Décodeur BCD/7 segments LT (test segment si au niveau 0) sinon mettre à 1 LE (mémoire si au niveau 1) sinon mettre à 0 BL (extinction des zéro si à 0)</p>
<p>74 C 90 En compteur par 10, relier A et EB, entrée sur EA. Sortie vers dizaine supérieure sur D, fonctionne sur front négatif</p>	<p>CD 4013 Double bascule D en diviseur par 2, S = 0, entrée sur C, relier Q et D, RA 2 sur front montant</p>	<p>CD 4017 Compteur décimal V = 0 } comptage sur ↑ de H R = 0 } H = 1 } comptage sur ↓ de V R = 0 } RAZ sur ↑</p>
<p>CD 4016 4 interrupteurs électroniques si C = 0 inter ouvert si C = 1 inter fermé</p>		<p>TIL 702 Afficheur cathodes communes</p>

Nomenclature

Circuit logique de commande et visualisation

Résistances

R₁ : 470 kΩ Aj verticale

R₂ : 220 kΩ 1/4 W

R₃ : 150 kΩ 1/4 W

R₄ : 820 kΩ 1/4 W

R₅ : 4,7 kΩ 1/4 W

R₆ : 22 kΩ Aj verticale

R₇ : 1 MΩ 1/4 W

R₈ : 470 kΩ 1/4 W

R₉ : 470 kΩ Aj verticale

R₁₀ : 1 MΩ 1/4 W

P : Potentiomètre 100 kΩ A ou B

Toutes les résistances R : 10 kΩ 1/4 W

r : 1 kΩ 1/4 W

Condensateurs

C_1, C_2, C_5 : 2,2 μ F non polarisé :
(mettre 2 condensateurs tantale de
4,7 μ F en série pôles + réunis)

C_3, C_5 : 4,7 μ F/10 V (tantale)

C_4 (Découplage alim. carte logi-
que) : 100 μ F/16 V

C_7 (Découplage alim. carte visuali-
sation) : 100 μ F/16 V

C_8 (Découplage alim. carte visuali-
sation) : 0,1 μ F

Tous les condensateurs C sont des
10 nF (MYLAR)

Diodes

Toutes les diodes D sont des 1 N 4148
 D_1 : 1 N 4001 (protection inversion de
polarité des piles)

Circuits intégrés

Différents sous-ensembles étant
réunis dans un même boîtier, les cir-
cuits intégrés qui portent le même
indice sont identiques :

IC_1 : CD 4075 B, 3 OU 3 entrées

IC_2 : CD 4011 B, 4 NAND 2 entrées

IC_3 : CD 4017 B, compteur décimal

IC_4 : CD 4013 B, double bascule D

IC_5 : CD 4078 B, OU 8 entrées (RCA
uniquement)

IC_6 : CD 4028 B, décodeur BCD \rightarrow
décimal

IC_7 : CD 4029 B, compteur décomp-
teur

IC_8 : CD 4001 B, 4 NOR à 2 entrées

IC_9 : 74 C 90, compteur BCD

IC_{10} : CD 4511 B, décodeur BCD 7
segments

IC_{11} : CD 4081 B, 4 ET 2 entrées

$AF_{1,2,3}$: TIL 702

Divers

6 poussoirs

2 inter simples

supports pour circuits intégrés

fil en nappe

LED

32 LED rectangulaires rouges (pla-
tes)

10 LED bicolores (rouge et verte)

ou 10 LED rouges mises à côté de 10
LED vertes

Nomenclature**carte bruitage****Résistances**

R_1 : 3,3 k Ω 1/4 W

R_2 : 4,7 k Ω 1/4 W

R_3 : 560 k Ω 1/4 W

R_4 : 47 k Ω 1/4 W

R_5 : 330 k Ω 1/4 W

R_6 : 470 k Ω 1/4 W

R_7 : 1 k Ω 1/4 W

R_8 : 100 k Ω 1/4 W

R_9 : 47 k Ω 1/4 W

R_{10} : 10 k Ω 1/4 W

R_{11} : 68 k Ω 1/4 W

R_{12} : 10 k Ω 1/4 W

R_{13} : 470 k Ω 1/4 W

R_{14} : 150 k Ω 1/4 W

AJ_1 : 1 M Ω ajustable verticale

AJ_2 : 470 k Ω ajustable vertical

AJ_3 : 250 k Ω ajustable vertical

Toutes les résistances R : 10 k Ω 1/4 W

Condensateurs

C_1 : 2,2 μ F non polarisé (2 tanta-
les gouttes 4,7 μ F série pôles + réunis)

C_2 : 330 pF

C_3 : 2,2 μ F 16 V tantale

C_4 : 47 μ F 20 V tantale

C_5 : 0,1 μ F mylard

C_6 : 0,2 μ F 16 V tantale

C_7 : 22 μ F 16 V tantale

C_8 : 0,2 μ F 16 V tantale

Diodes, transistors

Toutes les diodes D : 1 N 4148

P_1 : 2 N 2222

T_2 : 2 N 2907

Circuits intégrés

IC_1, IC_2 : CD 4013 double bascule D

IC_3, IC_4 : CD 4011 4 NAND 2 entrées

IC_6, IC_7 : CD 4016 4 inter

électroniques

IC_5 : SN 76477

Divers

1 HP 8 Ω 0,2 W \varnothing 5 cm

1 coffret ESM EP 21/14 par exemple

1 jack alim.

suite de la page 20

teur en impuretés. Aux tensions infé-
rieures à 5 volts, le claquage a lieu
par effet Zener ; pour les tensions su-
périeures à 7 volts, il faut intervenir
l'effet d'avalanche. Dans la four-
chette comprise entre 5 et 7 volts, les
deux phénomènes se combinent.

**Résistance dynamique
d'une diode**

Considérons, sur la caractéristi-
que d'une diode, deux points M et M'
très voisins (figure 5). Au point M, la
différence de potentiel anode-
cathode, et l'intensité du courant, ont
respectivement pour valeur V et I.
Au point M', elles ont augmenté de
 ΔV et de ΔI .

On peut alors définir, au point M,
une **résistance dynamique**, rapport
des accroissements ΔV et ΔI :

$$r_d = \frac{\Delta V}{\Delta I}$$

Si on recommence la construction
de la figure 5 en d'autres points de la
caractéristique, on s'aperçoit que la
résistance dynamique r_d diminue
lorsque la tension directe augmente.
Elle est pratiquement infinie au voi-
sinage de l'origine, où la caractéri-
stique est presque tangente à l'horiz-
ontale.

Capacité d'une jonction

La jonction, zone de transition en-
tre les régions P et N, est presque
totalement vide de porteurs libres :
tous les électrons y sont liés aux ato-
mes du réseau cristallin. Elle se
comporte donc comme un isolant.
Les régions P et N qui l'entourent, au
contraire, sont conductrices. Cette
configuration (deux conducteurs sé-
parés par un isolant), n'est autre que
celle d'un condensateur plan, pré-
sentant une capacité :

$$C = \frac{KS}{4\pi e}$$

où S est la surface de la jonction, et e
son épaisseur.

La capacité de la jonction dépend
de la polarisation de la diode. Pour
une polarisation directe, l'épaisseur
de la jonction diminue, et la capacité
s'accroît. Pour une polarisation in-
verse, au contraire, les porteurs li-
bres s'écartent de la jonction, ce qui
élargit la zone de transition : la capa-
cité diminue.

Ce phénomène est exploité dans
les diodes à capacité variable : nous
y reviendrons.

R. RATEAU

Le RPG 50 une tête d'ampli pour guitaristes



Nous avons été contactés à plusieurs reprises par des lecteurs qui joignent à leur passion de l'électronique, le talent du musicien. C'est pourquoi nous vous proposons aujourd'hui la réalisation d'une tête d'ampli pour guitare électrique, c'est-à-dire d'un ampli-préampli spécifiquement conçu pour cet instrument.

Le RPG 50 (Radio plans-Guitare 50 Watts). Le coffret au standard 19 pouces permettra soit une installation sur enceinte ou dans une armoire normalisée soit l'encastrement dans la menuiserie d'un baffle pour obtenir ce que les professionnels appellent un ampli Combo.

Voyons maintenant tout d'abord les exigences que nous nous sommes imposées au niveau du cahier des charges.

Le cahier des charges

Notre premier souci a été la simplicité afin de ne pas décourager les électroniciens, même débutants, tant sur le plan réalisation que sur le plan financier. Il suffit d'être suffisamment méticuleux et de savoir faire une soudure et un perçage de coffret pour réaliser le RPG 50. Ce dernier doit être compris comme une unité de base auquel il est possible de rajouter des effets, éventuellement des entrées supplémentaires.

Grâce à un montage et des organes de réglages sur carte imprimée, le câblage, les risques d'erreur et la ronflette sont réduits au minimum.

Afin d'apporter une certaine note d'originalité, nous avons fait appel pour la partie puissance à des MOS de puissance HEXFET de chez INTERNATIONAL RECTIFIER. Outre l'avantage d'aborder pour nos lecteurs une technologie nouvelle, ce choix entraîne une simplification du schéma et une fiabilité accrue.

Des prises départs et retours sont prévues, elles permettront de connecter ultérieurement divers ef-

fets comme la réverbération, le flanging, le phasing, etc. afin d'enrichir le son.

Enfin, notons et ce point est capital qu'un ampli pour guitare procède d'une philosophie tout à fait différente de celle d'un ampli-préampli haute fidélité.

Dans le premier cas, en effet, le but est la création artistique et sonore alors que dans le second c'est une reproduction fidèle, donc transparente, qui constitue la priorité. Cela conduit à certaines différences de schéma.

Principales caractéristiques du RPG 50

- Montage en deux cartes (préampli et ampli) dans un coffret ESM Standard 19 pouces (3 unités).
- Préampli comprenant réglage de gain-volume, correcteur de tonalité spécialement étudié pour la guitare, circuit de distorsion douce et départs-retours effets. Entrée unique.

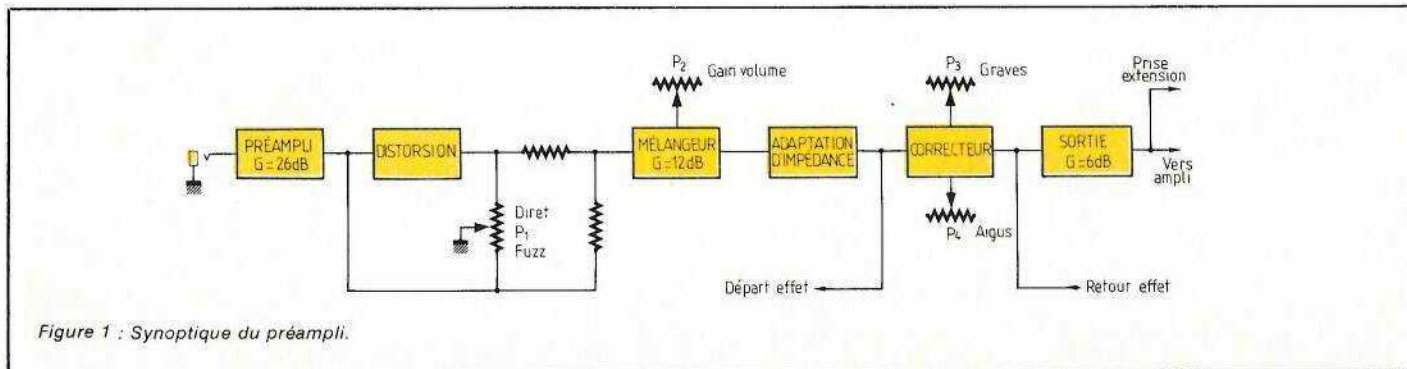
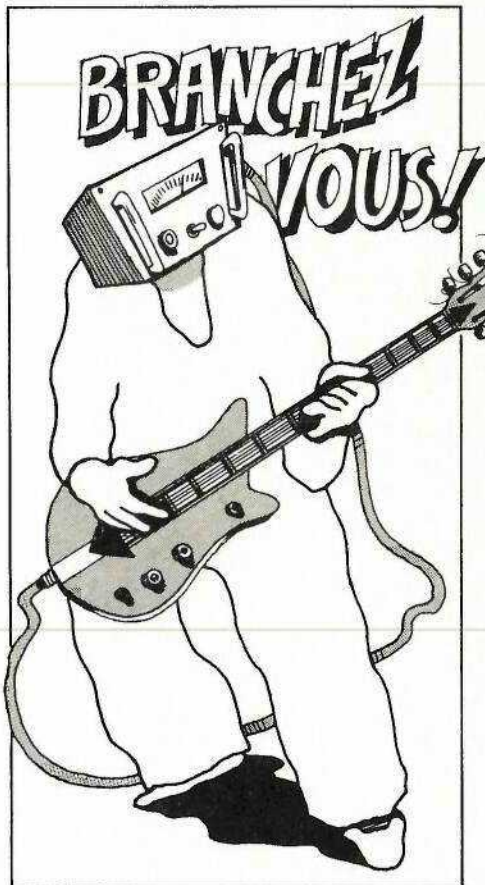


Figure 1 : Synoptique du préampli.

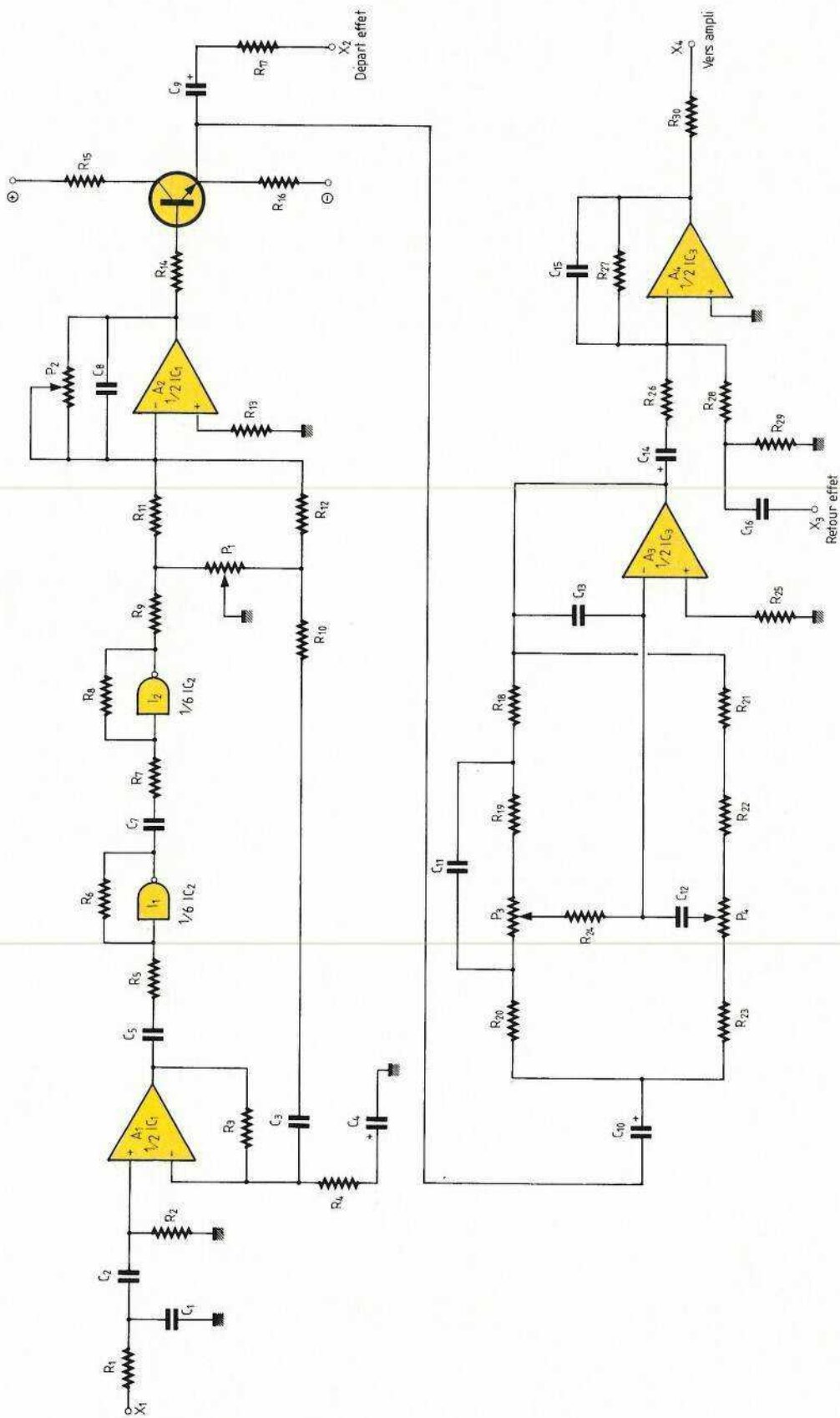


Figure 2a : Schéma électronique du préampli.

— Puissance de sortie d'une cinquantaine de watts sur 8 ohms.

— Possibilité de brancher un synthétiseur et moyennant quelques modifications, une guitare basse. Augmentation possible de la puissance avec 4 ohms en haut parleur moyennant un « gonflage » de l'étage de puissance.

Nous espérons que cela correspondra à vos vœux, et tout de suite, entamons la description du RPG 50.

Le synoptique

Celui-ci est donné à la figure 1.

Nous devons traiter une source constituée par des micros de guitare électrique. L'appellation capteur convient d'ailleurs beaucoup mieux que micro car ces derniers, sur une guitare, fonctionnent suivant le principe de l'induction électromagnétique. Le mouvement d'une corde, obligatoirement métallique, devant une sorte d'électro-aimant, produit dans la bobine de celui-ci une force électromotrice d'induction par variation du flux coupé. À part le mouvement de la corde, il n'y a aucun travail mécanique (cas d'une membrane de micro par exemple), de ce fait l'ensemble est insensible à l'effet Larsen. Il existe plusieurs types de capteurs, simple, double bobinage, humbucking, le son et sa puissance peuvent être sensiblement différents. L'impédance de sortie est souvent assez élevée et variable du fait de la présence dans le corps de la guitare de correcteurs de volume et de tonalité. Une valeur de sortie de 30 millivolts est courante sur des accords, cette tension peut monter et dépasser en crête le volt.

Bref, le signal entre sur un jack dans le premier étage du RPG 50 qui apporte un gain fixe de 20, soit 26 db. Une fois amplifié, le signal attaque

un générateur de distorsion dont la sortie est mélangée de façon variable au signal direct par P 1. Le gain global du circuit de mélange peut aller de la totale suppression à un gain de 12 db grâce à P 2.

Ensuite, un adaptateur d'impédance permet l'attaque d'effets et du correcteur de tonalité dans les meilleures conditions.

Enfin, le circuit de sortie à gain fixe de 6 db permet l'attaque de l'ampli de puissance et l'injection dans celui-ci du signal de retour d'effets. On notera que le signal effet n'est pas affecté par le correcteur de tonalité interne du RPG 50.

Le préampli

Comme vous pouvez le constater sur le schéma de la figure 2, celui-ci n'utilise que des composants bon marché et archi courants, à savoir deux doubles ampli-op, un sextuple inverseur CMOS et un transistor.

Les amplis op seront obligatoirement du type à entrée FET (TL 082, TL 072, TDB 0353) en boîtier DIL 8 broches.

Le signal entre donc sur la cellule passe-bas R₁, C₁ dont la fréquence de coupure est de 33 kHz, ce qui élimine les interférences radio et HF. Nous avons ensuite un second filtre R₂, C₂, cette fois passe-haut avec une coupure à 66 Hz environ (le mi de guitare, note la plus grave, est situé vers 80 Hz). La cellule R₃ et R₄ en contre réaction sur A₁ fixe le gain à 20. C₃ et C₄ limitant de part et d'autre la bande passante et le bruit du circuit. Le circuit de distorsion est constitué de deux inverseurs I₁ et I₂ contenus dans un sextuple inverseur CMOS. Celui-ci est alimenté en symétrique comme le reste du circuit avec ± 8 volts afin de ne pas dépasser 18 volts d'alimentation totale. On sait que, compte tenu de leurs caractéristiques

tension d'entrée, tension de sortie, les circuits logiques CMOS peuvent être utilisés en linéaire avec contre-réaction. Ici le gain global est important et déterminé par R₅ et R₆ pour I₁ et R₈ et R₉ pour I₂. Dans ces conditions, on observe (voir oscillogramme) une distorsion en sortie qui apparaît assez progressivement et présente des sommets arrondis et non les paliers brusques obtenus en saturation de circuits bipolaires.

De cette façon, le signal distordu contient toutes sortes d'harmoniques et non uniquement (2) l'harmonique 3, qui, lorsqu'il est seul donne une sonorité désagréable. Une analyse fine au distorsiomètre nous a permis d'ailleurs de mettre en évidence la présence d'harmonique 2 caractéristique de son tube bien que l'harmonique 3 reste tout de même prépondérante. Beaucoup de guitaristes vous diront que la distorsion dans les notes graves est assez désagréable (création d'un caffouillis), aussi les condensateurs C₄ et C₇ coupent les fréquences du bas du spectre de la guitare ; d'autre part, ils isolent en continu les entrées de I₁ et I₂ et fixent leur sortie au point milieu 0 volt en continu. R₉, R₁₀ et P₁ forment le circuit de mélange entre signal direct et signal distordu, le curseur de P₁ à la masse permettant de par sa position tous les dosages possibles. Notons au passage que deux inverseurs CMOS ont été utilisés afin d'avoir signal direct et distordu en phase. La forte valeur de R₉ permet d'atténuer l'amplitude du signal distordu afin d'éviter de brusques sauts de volume lors de la manœuvre de P₁. La figure 3 donne la courbe de réponse du préampli en linéaire. Le mélangeur lui-même fait appel à A₂ avec sa contre-réaction par P₂, R₁₁ et R₁₂, C₅ limitant la bande passante dans l'aigu. P₂ permet d'annuler le signal et au maximum l'amplifie par 4 avec les valeurs retenues.

Le potentiomètre de gain joue aussi le rôle de volume puisqu'il n'y a qu'une seule entrée et que la distorsion a déjà été créée.

La sortie de A₂ pilote le transistor T monté en collecteur commun alimenté par les deux tensions symétriques d'alimentation. Ce transistor abaisse sensiblement l'impédance de sortie du montage. R₁₄ limite le courant dans la base de T, R₁₅ évite les oscillations parasites et R₁₆ est la résistance de charge. Une fois sous basse impédance le signal peut attaquer un effet par C₉, R₁₇, C₉ isolant la sortie en continu et R₁₇ évitant les oscillations lors des liaisons en câble

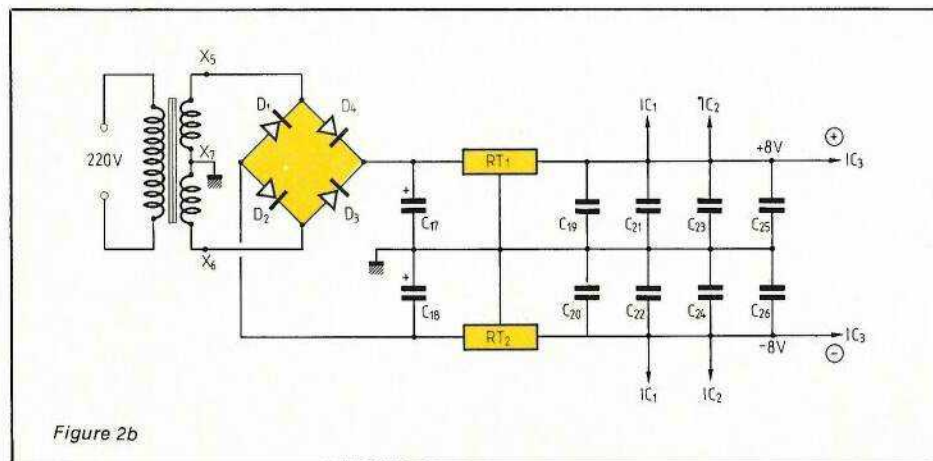


Figure 2b

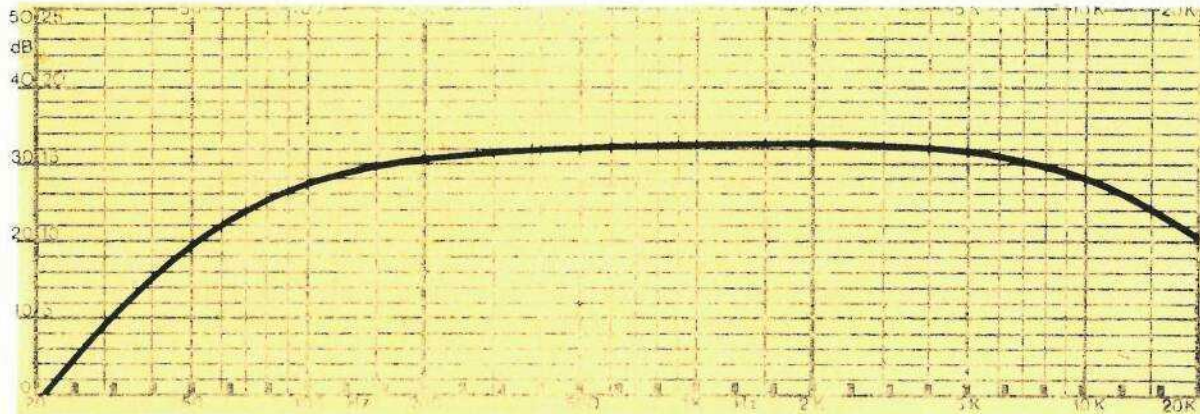


Figure 3 : Courbe de réponse du préampli en linéaire.

blindé tout en limitant le courant de sortie en court-circuit. Quant à C_{10} il transmet le signal au correcteur de tonalité qui doit être isolé du continu afin d'éviter les sauts de tension, synonyme de crachements.

Le baxendall paraît assez trafiqué pour celui qui connaît les schémas utilisés en Hi-Fi. Dans ces derniers on cherche à obtenir une absence de correction avec les potentiomètres à mi-course. D'un côté de celle-ci le circuit atténue certaines fréquences, de l'autre il les amplifie au contraire.

L'expérience prouve que pour un guitariste, il s'avère plus intéressant de n'avoir que la fonction amplification et donc une absence de correction en début de course et non au milieu.

D'autre part, les fréquences doivent être assez différentes de celles d'un correcteur Hi-Fi classique. Tout cela est illustré aux figures 4 et 4 bis. Regardons le schéma de la figure 5 et faisons :

$$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 2,2 \text{ M}\Omega$$

Commençons par les basses, nous voulons :

$$f_L = 100 \text{ Hz}$$

Nous aurons donc :

$$C_1 = \frac{1}{2 \pi f_L R_2}$$

soit :

$$C_1 = \frac{1}{2 \pi \times 100 \times 100 \times 10^3} \cong 15 \text{ nF}$$

À cette fréquence, nous voulons un gain de 14 db soit 5.

Cela donne :

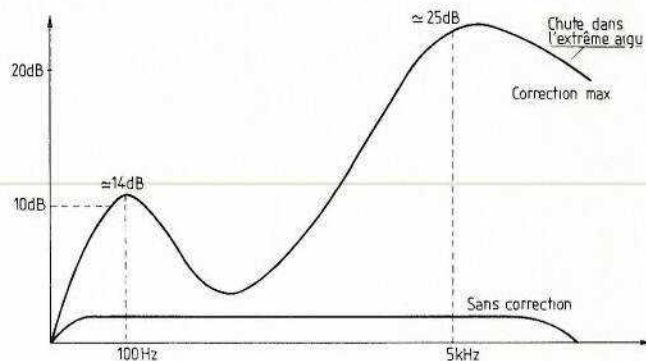
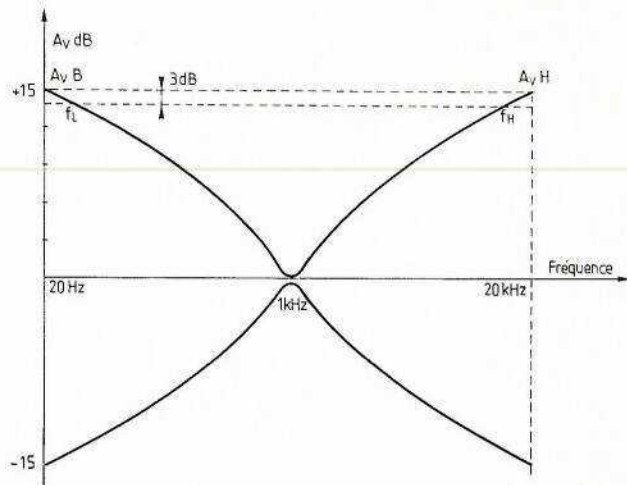


Figure 4 et 4 bis : Baxendall classique et pour guitare.

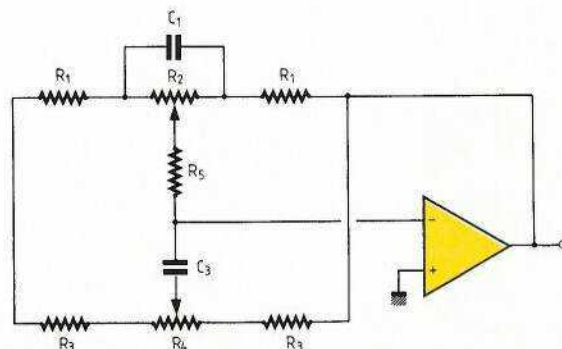


Figure 5 : Schéma de principe du Baxendall.

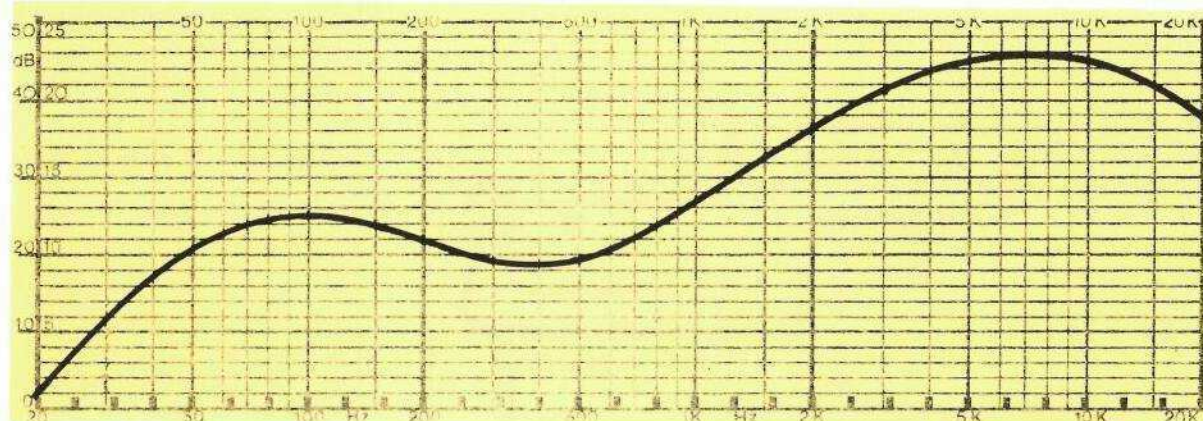


Figure 6 : Courbe de réponse avec correction Max.

$$5 = 1 + \frac{100 \cdot 10^3}{R_1}$$

$$R_1 = \frac{100}{4} = 25 \text{ k}\Omega$$

soit $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$ valeur normalisée.

Passons maintenant aux aigus, nous voulons un gain maximum de 25 db à 5 000 Hz prenons $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$.

Dans ce cas :

$$C_3 = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^3 \times 5000} \cong 3,3 \text{ nF}$$

Reste maintenant à définir le gain soit 25 db (environ 18).

$$A_{VT} = 18 = 1 + \frac{22 + 2 R_5}{10}$$

$$17 = \frac{22}{10} + \frac{R_5}{5}$$

$$R_5 = 5 \times 14,8 = 74 \text{ k}\Omega$$

Nous avons choisi $R_5 = 68 \text{ k}\Omega$, valeur normalisée.

Si nous voulons maintenant que les potentiomètres n'agissent pas du côté des réjections, il suffit de les séparer en deux parties d'égale valeur : une partie fixe (résistance) et une partie mobile (potentiomètre). Ainsi, le potentiomètre de $100 \text{ k}\Omega$ passera à $47 \text{ k}\Omega$ en série avec une $47 \text{ k}\Omega$ et celui de $2,2 \text{ M}\Omega$ passera à $1 \text{ M}\Omega$ en série avec une résistance de $1 \text{ M}\Omega$. Le potentiomètre d'aigu a été choisi de forte valeur afin de respecter la condition $R_4 \gg R_1 + R_3 + 2R_5$.

Le condensateur C_{13} limite la bande passante du correcteur du côté des aigus. Enfin, A_4 monté en

sommeur-inverseur mélange le signal venu du correcteur et celui de retour d'effets, cela avec un gain de 2 en valeur absolue. C_{15} limite la réponse dans l'aigu et R_{30} le courant de sortie et les oscillations avant l'entrée dans le circuit de l'amplificateur.

La figure 6 donne la courbe de réponse avec correction MAX.

Le circuit de préampli comporte sa propre alimentation à transfo séparé, celui-ci à point milieu attaque un pont redresseur en composants discrets. C_{27} et C_{28} assurent le filtrage, la régulation est obtenue à partir de deux régulateurs intégrés 8 volts et le filtrage HF par C_{19} et C_{20} . Les condensateurs C_{21} à C_{26} installés au voisinage des 3 circuits intégrés parachèvent le filtrage.

Réalisation

Le circuit imprimé et l'implantation sont donnés sur les figures 7 et 8. On n'oubliera pas, avant toute chose, de câbler les deux straps sur le circuit imprimé au voisinage de l'alimentation négative et on fera

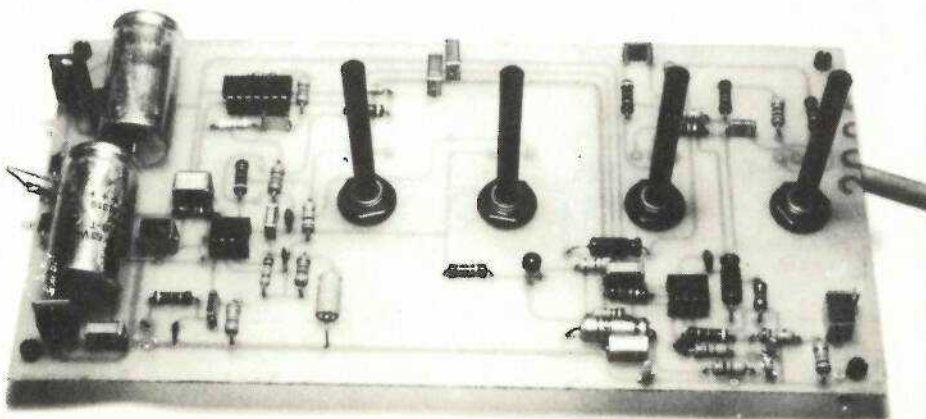
très attention de câbler correctement diodes et condensateurs et surtout circuits intégrés et régulateurs de tension qui ne sont pas tous dans le même sens ; en cas de doute consulter le schéma théorique.

A notre sens, le meilleur moyen est de câbler dans l'ordre suivant : straps, résistances, céramiques et MKH puis de s'arrêter un peu pour faire un premier repérage avant de souder chimiques, transistor, circuits intégrés et en dernier lieu régulateurs.

Les potentiomètres seront vissés sur le circuit imprimé avec le corps côté cuivre et l'axe côté composants dans les 4 trous prévus à cet effet, mais avant on pliera les pattes de P_1 et de P_2 de façon à ce que ces derniers touchent pratiquement les pistes cuivrées, la soudure faisant le reste par capillarité.

La réalisation du circuit imprimé ne pose aucun problème si vous décidez de le faire vous-même, soit par photogravure soit directement au moyen de pastilles et stylo spécial. Bien veiller à ce que la surface cuivrée dans ce dernier cas soit à la fois

Photo 1 : Le circuit une fois terminé.



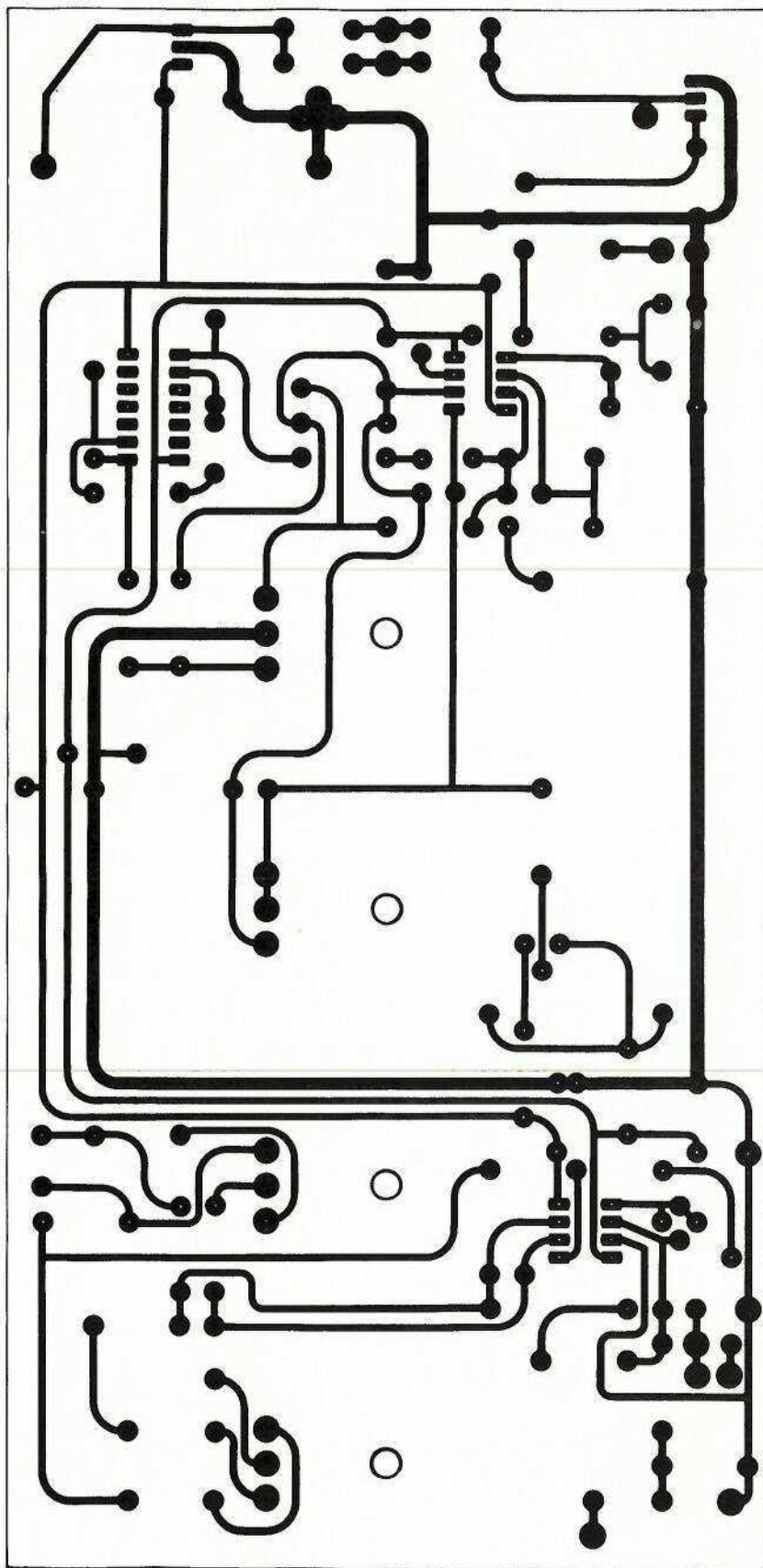


Figure 7 : Circuit imprimé

désoxydée et bien dégraissée. Enfin, les points repérés par un X sur le schéma de l'implantation recevront une cosse à souder. On reliera le transfo à X₅, X₆ et X₇.

Essais et réglages

Sur cette carte, les réglages sont inexistants. Si vous disposez d'un générateur sinusoïdal et d'un oscilloscope, relier le premier à X₁, le second à X₄ et injecter 30 mV à 1000 Hz. Vérifier que P₁ change la forme du signal et P₂ son amplitude. Agir ensuite sur P₃ et sur P₄ qui devront modifier l'amplitude du signal selon sa fréquence. Attention, P₄ a une action très importante vers 5 000 Hz, il est très possible de saturer, dans ce cas, réduire le gain global avec P₂. Enfin,

Photo 2 : Signal A : Entrée. Signal B : Sortie en mode distorsion totale. On notera les flancs relativement arrondis.

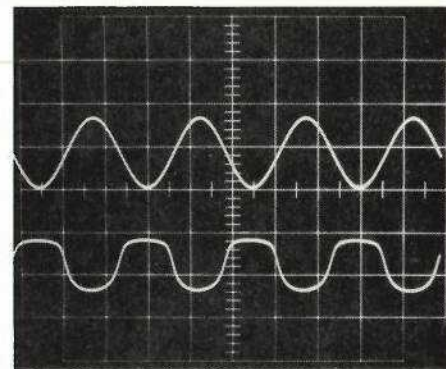


Photo 3 : Signal A : Entrée. Signal B : Sortie saturée par la correction aigüe, comparer la raideur des flancs et la forme des paliers avec 2.

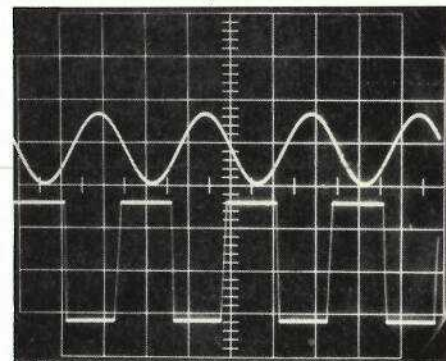
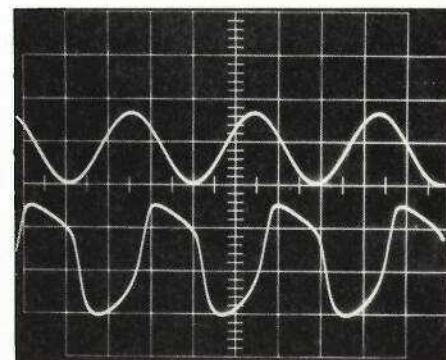


Photo 4 : Signal A : Entrée. Signal B : En mélangeant signal distordu et signal direct tout en jouant sur les corrections on peut obtenir toutes formes de courbes.



ne pas s'inquiéter si le circuit CMOS chauffe un peu (en linéaire, cela est tout à fait normal.)

L'amplificateur

Jusqu'ici compte tenu de la technologie employée (ampli op BIFET) nous n'avons pas beaucoup fait de développement théorique. Cependant, l'amplificateur de puissance quant à lui, et comme nous l'avons souligné au départ utilise des MOS de puissance, très intéressants dans cette application mais peu utilisés encore parce que mal connus. (C'est malheureusement, souvent, la rançon des nouveautés). Nous allons essayer de clarifier les choses.

Théorie des HEXFET

Beaucoup de constructeurs produisent des MOS de puissance avec des noms qui changent suivant le fabricant.

HEXFET est une marque déposée par INTERNATIONAL RECTIFIER dont le représentant pour l'hexagone est DIODE FRANCE à Fresnes.

Un transistor utilisé en régime linéaire sert à doser une intensité d'utilisation en fonction d'une grandeur de commande. Dans le cas d'un transistor bipolaire, on contrôle l'intensité de collecteur au moyen d'un courant de base, les variations de tension base-émetteur étant très faibles. La grandeur de commande est donc un courant et le paramètre principal: le β ou gain en courant du transistor.

Un transistor MOS possède comme son homologue bipolaire trois électrodes: le drain (correspondant au collecteur dans un bipolaire), la source (émetteur) et la grille (base). Pour ce qui nous intéresse, la source constitue l'électrode de référence et le courant d'utilisation négatif ou positif va du drain à la source; jusqu'ici pas de différence avec le bipolaire sauf pour le nom des électrodes. Par contre, dans un MOS, la grille est isolée électriquement par une couche de dioxyde de silicium (SiO_2) de la source et du drain (voir la figure 9 qui donne la structure simplifiée du HEXFET). Rappelons pour mémoire que dans un bipolaire la jonction base-émetteur est une diode polarisée en direct et dans un FET l'espace grille-source une diode en inverse. Comme dans un MOS la grille est isolée, le courant qui la traverse est pratiquement nul (dans le domaine des fréquences qui nous intéressent le courant grille

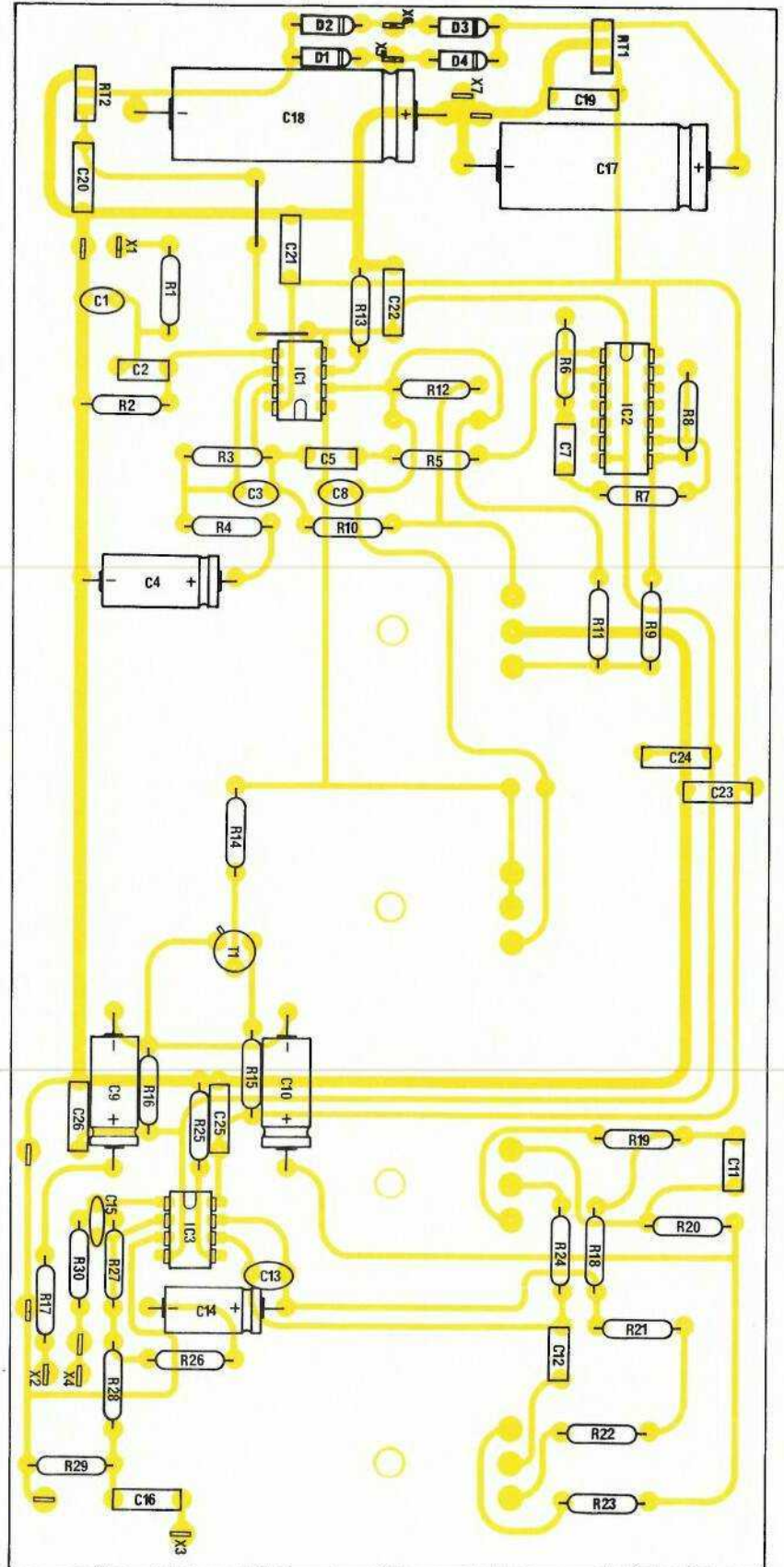


Figure 8: Implantation des composants.

sera considéré comme nul). Si l'on veut obtenir une variation du courant de sortie (courant de drain ou de source), il est nécessaire cette fois de modifier de façon relativement importante la tension grille-source. La grandeur de commande n'est donc plus ici un courant mais une tension (voir figure 10) et le paramètre important, la pente :

$$\frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

un peu comme pour les tubes.

Au contraire des FET à déplétion dont le courant est maximum, quand la tension grille-source est nulle, le fonctionnement d'un MOS de puissance est bien plus satisfaisant pour l'esprit puisque pour une tension V_{GS} nulle le courant drain est nul et celui-ci augmente avec V_{GS} . Attention, toutefois, la variation n'est pas continue car en dessous d'un certain seuil de V_{GS} (2 à 4 volts avec un HEXFET) il n'y a aucun courant de drain.

Les anglo-saxons appellent cette tension de seuil « Gate Threshold Voltage ». Nous abordons toutefois ici une particularité et avant de poursuivre, on retiendra que :

- si aucune tension n'est appliquée entre la grille et la source, l'impédance entre le drain et la source est très élevée, un très faible courant de fuite circule, courant dont la valeur est négligeable tant que la tension drain source n'excède pas une valeur dite d'avalanche (tension $V_{DS Max}$) ;

- quand une tension est appliquée entre la grille et la source ; un champ électrique est établi à l'intérieur de l'HEXFET. Ce champ module la résistance entre le drain et la source et permet une circulation de courant dans le drain dépendant de la tension d'alimentation du circuit drain. Plusieurs volts sont nécessaires pour passer du blocage à la conduction.

Pour cette raison on assimile souvent le MOS à une résistance contrôlée par une tension ;

- Enfin, les HEXFET sont tous équipés à l'intérieur du boîtier d'une diode dite de roue libre entre drain et source normalement polarisée en inverse et qui interdit les surtensions inverses en cas de charges inductives.

Réseau de caractéristiques, paramètres et prédictions

Les figures 11 et 12 indiquent, pour la première, le réseau courant drain

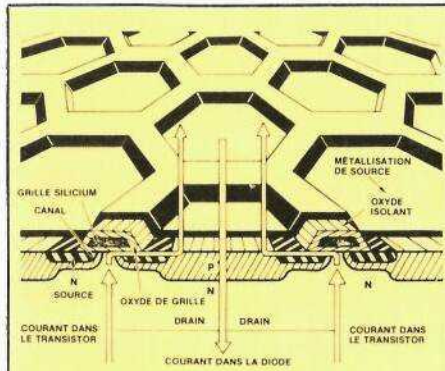
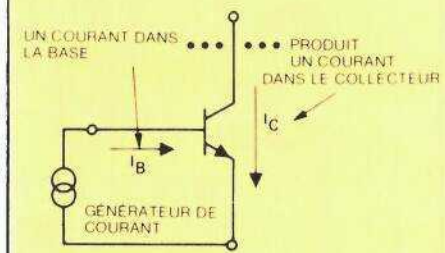
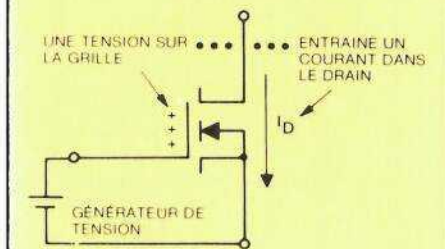


Figure 9



(a) Transistor Bipolaire



(b) HEXFET

Figure 10

en fonction de la tension V_{DS} pour diverses valeurs de V_{GS} et pour la seconde le courant drain en fonction de la tension V_{GS} pour diverses températures. La figure 13 donne les caractéristiques du composant au voisinage de la saturation et comme nous avons affaire à des dispositifs de puissance, les figures 14 et 15 donnent des indications sur les aires de sécurité et sur la puissance fonction de la température.

Les paramètres importants sont :

- le courant drain maximum $I_{D MAX}$ donné pour les HEXFET à 90 °C ;
- la tension de claquage $V_{DS MAX}$;
- la résistance à l'état saturé $R_{DS ON}$;
- la puissance à 25 °C boîtier ;
- la tension maximum grille-source $V_{GS MAX}$.

Les autres caractéristiques importantes peuvent se déduire des réseaux de courbe.

Indiquons que sous peine de destruction, la tension grille source doit être limitée. Une diode zener consti-

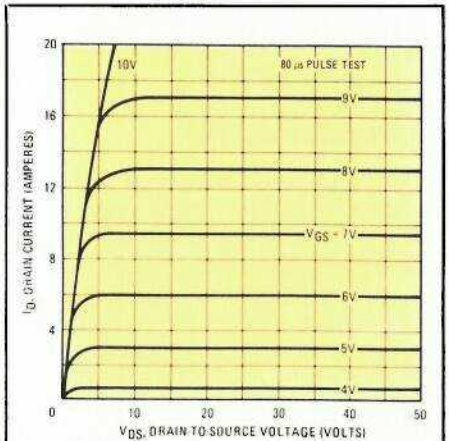


Figure 11

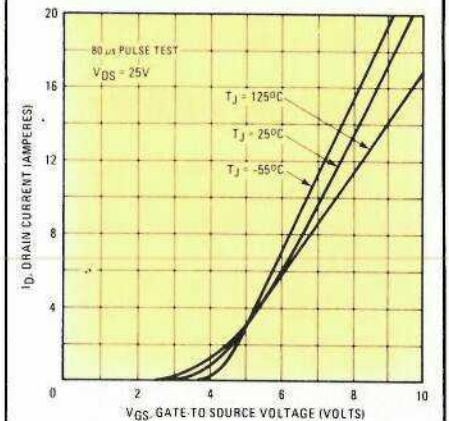


Figure 12

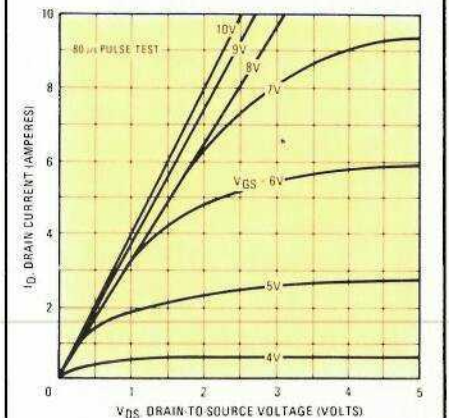


Figure 13

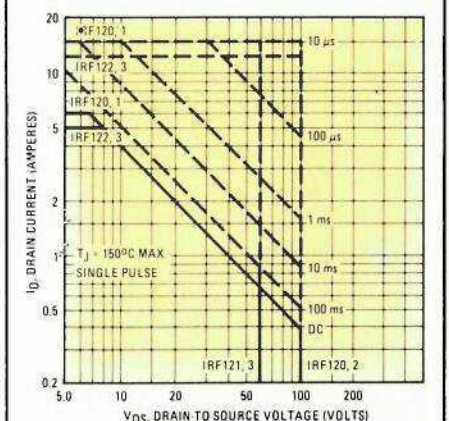


Figure 14

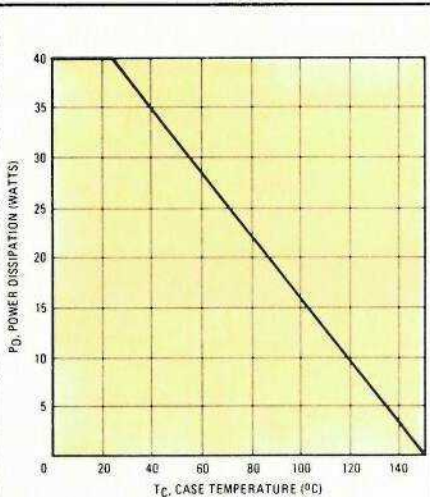


Figure 15

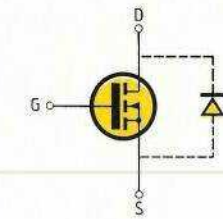


Figure 16

tue une bonne protection (voir figure 16) Enfin, bien sûr, il existe aussi bien des HEXFET canal N (équivalent aux NPN bipolaires) que des HEXFET canal P (PNP).

Avantages et inconvénients des HEXFET

On pourrait invoquer le prix de ces composants tout de même supérieur à celui des dispositifs bipolaires équivalents.

Il ne faut alors pas oublier la très grande simplification que l'utilisation des HEXFET apporte dans l'élaboration du schéma et l'économie de composants et de montage ainsi réalisée par un composant qui demande une puissance de commande infime. A titre d'exemple, il est possible de commander des centaines de watts grâce aux HEXFET à partir d'une simple sortie d'ampli opérationnel sans aucune amplification de courant intermédiaire.

La caractéristique température-courant, (quand la température augmente, le courant diminue) permet d'une part d'éviter l'emballement thermique, d'autre part de câbler les HEXFET en parallèle sans précautions particulières telles que petites résistances d'émetteur pour les bipolaires. Indiquons également l'absence de second claquage au chapitre des avantages.

Enfin, serait-il possible de passer sous silence l'excellente réponse en fréquence de ces composants, réponse supérieure à celle de la plupart des bipolaires de commutation de puissance.

Nous resterons objectifs en signalant tout de même que dans l'application qui nous intéresse, l'utilisation de transistors HEXFET provoque, par une tension d'alimentation et

une charge donnée, une puissance de sortie inférieure à celle obtenue avec des bipolaires essentiellement en raison de la tension V_{GS} nécessaire. Mais, nous verrons cela la prochaine fois avec la réalisation de l'ampli de puissance et la mise en coffret.

Conclusion

Nous espérons que vous serez nombreux à réaliser le RPG 50 et à avoir contribué à faire connaître un composant qui de par ses qualités, mérite, dans de nombreuses applications, une place privilégiée.

G. GINTER

(A suivre)

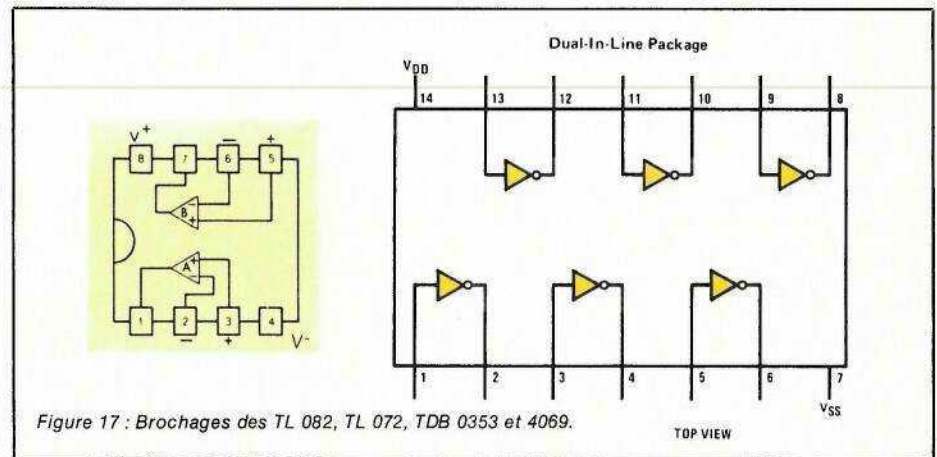


Figure 17 : Brochages des TL 082, TL 072, TDB 0353 et 4069.

Nomenclature

- Résistances**
- $1/2$ Watts 5 %
 - R₁ : 47 k Ω
 - R₂ : 470 k Ω
 - R₃ : 100 k Ω
 - R₄ : 4,7 k Ω
 - R₅ : 4,7 k Ω
 - R₆ : 33 k Ω
 - R₇ : 4,7 k Ω
 - R₈ : 33 k Ω
 - R₉ : 180 k Ω
 - R₁₀ : 10 k Ω
 - R₁₁ : 47 k Ω
 - R₁₂ : 47 k Ω
 - R₁₃ : 10 k Ω
 - R₁₄ : 10 k Ω
 - R₁₅ : 47 Ω
 - R₁₆ : 1,5 k Ω
 - R₁₇ : 470 Ω
 - R₁₈ : 22 k Ω
 - R₁₉ : 47 k Ω
 - R₂₀ : 22 k Ω
 - R₂₁ : 10 k Ω
 - R₂₂ : 1 M Ω
 - R₂₃ : 10 k Ω
 - R₂₄ : 68 k Ω
 - R₂₅ : 10 k Ω
 - R₂₆ : 22 k Ω
 - R₂₇ : 47 k Ω
 - R₂₈ : 22 k Ω
 - R₂₉ : 22 k Ω
 - R₃₀ : 470 Ω

Condensateurs

- C₁ : 100 pF
- C₂ : 4,7 nF MKH
- C₃ : 47 pF
- C₄ : 1 μ F/25 V chimique
- C₅ : 47 nF MKH
- C₆ : *
- C₇ : 47 nF MKH
- C₈ : 22 pF
- C₉ : 10 μ F/25 V chimique
- C₁₀ : 2,2 μ F/25 V chimique
- C₁₁ : 15 nF MKH
- C₁₂ : 3,3 nF/MKH
- C₁₃ : 22 pF
- C₁₄ : 1 μ F/25 V chimique
- C₁₅ : 22 pF
- C₁₆ : 470 nF/MKH
- C₁₇ : 470 μ F/25 V
- C₁₈ : 470 μ F/25 V
- C₁₉ à C₂₆ : 150 nF/MKH

- * NOTA : la référence C₆ n'existe pas (prévue initialement mais inutile)

Semi-conducteurs

- IC₁, IC₃ : TL 082, TL 072, TDB 0353
- IC₂ : 4069 CMOS
- T : 2 N 2222, BC 108 ou équivalent
- RT₁ : régulateur 7808 (T0220)
- RT₂ : régulateur 7908 (T0220)
- Diodes D₁ à D₄ : 1 N 4002

Divers

- P₁ : 10 k Ω lin
- P₂ : 220 k Ω lin
- P₃ : 47 k Ω lin
- P₄ : 1 M Ω lin
- Transfo 220 V, 2 \times 9 volts 3 VA



Allumage électronique à décharge capacitive

Point n'est besoin de faire l'éloge de l'électronique dans les systèmes d'allumage. De plus en plus adaptée à l'automobile, l'électronique permet là aussi des économies d'énergie non négligeables. Le circuit d'allumage décrit dans cet article est particulièrement facile à réaliser.

Le système d'allumage classique, rupteur et bobine, est maintenant remplacé par des systèmes électroniques qui améliorent le rendement des moteurs, permettent la rotation à des régimes beaucoup plus élevés et augmentent la fiabilité du système.

Bien que de nombreux constructeurs optent dès aujourd'hui pour des systèmes à microprocesseur, il nous a semblé intéressant de décrire un allumage à décharge capacitive qui utilise, malgré tout, les éléments mécaniques du dispositif classique : rupteur et distributeur.

L'accent est mis sur le convertisseur statique qui devra avoir meilleur rendement possible allié à une excellente fiabilité :

Pour cela le convertisseur fonctionne en haute fréquence, les commutations étant assurées par des transistors SIPMOS-Siemens et les signaux de commande sont issus d'un circuit spécialisé, le TDA 4700 A.

Nous rappellerons, au préalable, le fonctionnement et le rôle de l'allumage traditionnel ainsi que le fonctionnement des convertisseurs statiques les plus fréquemment rencontrés.

Principe et fonctionnement de l'allumage traditionnel

Rappelons brièvement le principe des allumages classiques. La figure 1 représente le schéma d'un tel système. Un rupteur mécanique actionné par une came solidaire du rotor permet de couper le courant dans le primaire de la bobine. A l'instant d'allumage, la came ouvre le rupteur, créant une forte surtension aux bornes du primaire. Il apparaît alors

aux bornes du secondaire une tension égale à la tension primaire multipliée par le rapport de transformation de la bobine. La haute tension est dirigée vers la bougie intéressée par l'intermédiaire du distributeur. Le courant traversant le primaire de la bobine a l'allure indiquée à la figure 1.

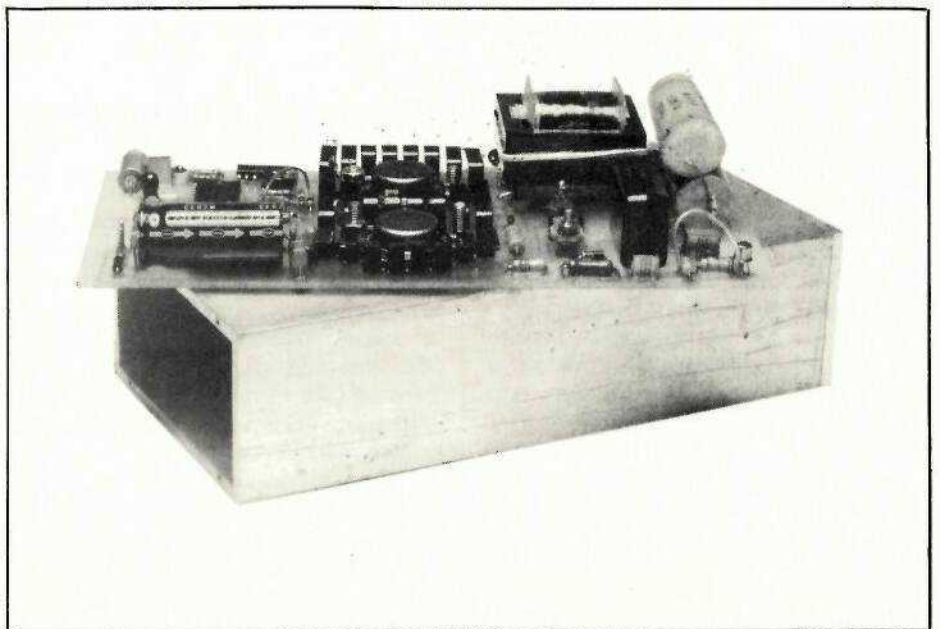
La période de fonctionnement T dépend de la vitesse de rotation du moteur. Le rapport cyclique de fonctionnement $\delta = t/T$ est dans un allumage classique constant et généralement égal à 63 %. Ce rapport cy-

clique de fonctionnement est souvent appelé nombre de DWELL.

De ce fait lorsque le moteur tourne à haut régime, le courant dans la bobine n'a plus le temps d'atteindre sa valeur maximale et par conséquent la haute tension disponible est plus faible.

Les fonctions du circuit d'allumage

Dans un moteur à explosion, l'étincelle jaillissant entre les élec-



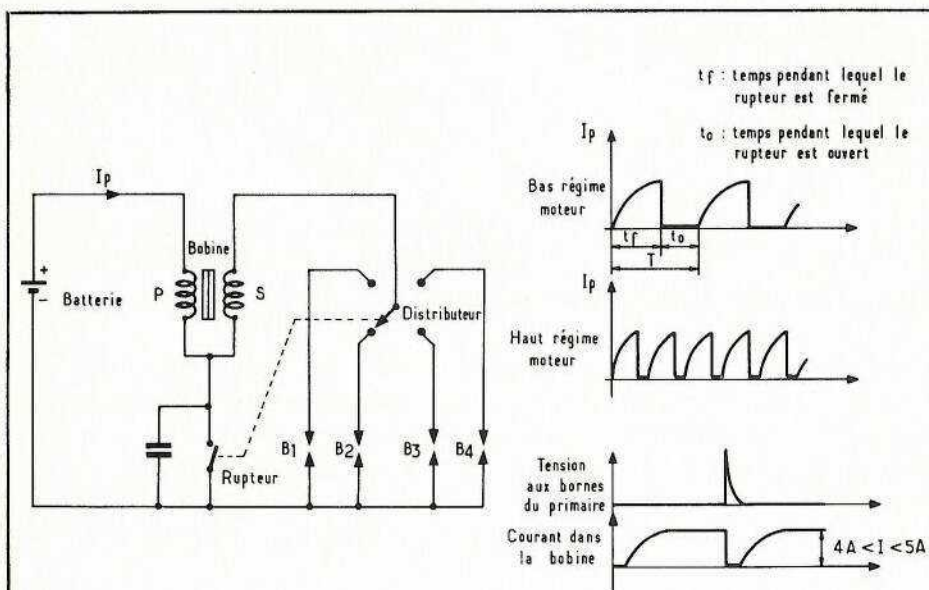


Figure 1: Schéma de principe d'un allumage électromécanique conventionnel et allure du courant primaire de la bobine.

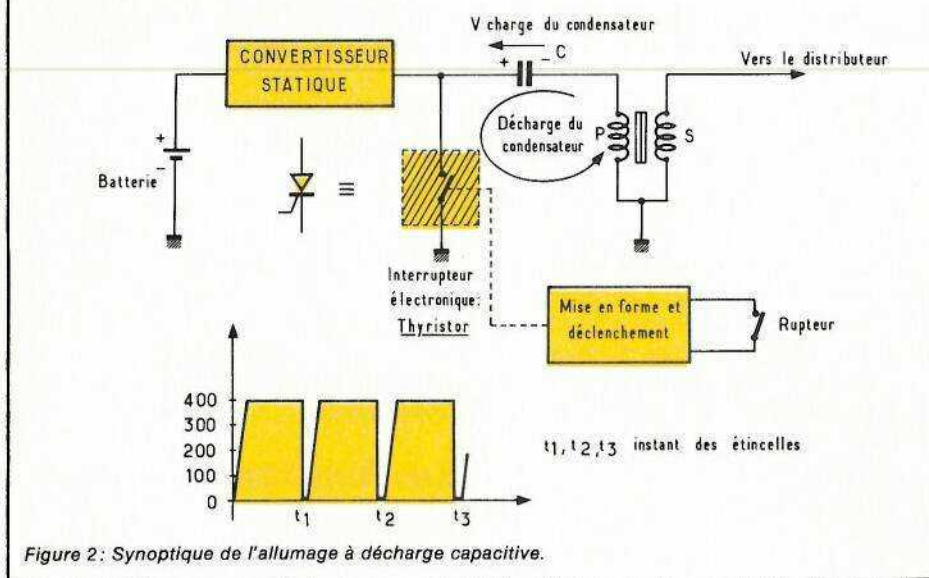


Figure 2: Synoptique de l'allumage à décharge capacitive.

trodes provoque à la fin de chaque cycle, l'inflammation du mélange air-essence envoyé dans le cylindre par le carburateur.

Un fonctionnement correct de l'allumage implique que soient satisfaits plusieurs impératifs:

- l'énergie apportée par l'étincelle, doit dépasser un seuil minimum, au-dessous duquel la quantité de chaleur induite ne suffit plus à provoquer la combustion du mélange;
- compte tenu du temps de propagation de l'énergie thermique à travers la masse du mélange air-essence, la durée de l'étincelle doit excéder une valeur minimale, fonction d'ailleurs du régime moteur, de sa température et de divers autres paramètres. L'ordre de grandeur habituel, se situe aux environs de la milliseconde;
- le point d'allumage, c'est-à-dire

l'avance par rapport au point mort haut de la phase de compression joue un rôle déterminant sur le rendement du moteur, donc sur sa consommation, sur la teneur en constituants nocifs des gaz d'échappement et sur la longévité du moteur.

Assurer l'allumage correct du mélange, dans toutes les conditions d'emploi du moteur: vitesse de rotation, charge, température, n'est pas la seule exigence à satisfaire: il convient, de plus que ce résultat dure ce qui mène aux problèmes de la fiabilité et de l'entretien. Les constructeurs s'efforcent donc d'augmenter la durée de vie du dispositif d'allumage, d'en diminuer le taux des pannes et de réduire l'entretien. Ce dernier point concerne en particulier la fréquence des réglages imposés par l'usure du dispositif.

Les limitations de l'allumage traditionnel

L'énergie restituée dans chaque étincelle égale, aux pertes près, celle que la bobine a emmagasinée pendant la période séparant la fermeture et l'ouverture du rupteur. Si I désigne l'intensité maximale du courant primaire au moment de la séparation des contacts, cette énergie atteint la valeur: $W = 1/2 L I^2$.

On est donc conduit à utiliser des intensités élevées au primaire: il est courant d'y faire circuler 4 à 5 A.

Une bobine peut être assimilée à une résistance R et une self L disposées en série avec R valant environ $2,6 \Omega$ et L environ 4 mH.

Dans des conditions, nous obtenons $W = 50$ mJ, si la tension batterie vaut 13 V.

D'autre part, chaque rupture s'accompagne d'un train d'oscillations amorties d'une amplitude maximale de 400 V. Ces courants et tensions répétés des milliers de fois provoquent inévitablement une érosion des contacts. La coupure devient alors moins franche, l'écartement des vis platinés varie: on observe un décalage de l'avance à l'allumage, donc une diminution du rendement — consommation accrue, puissance moindre — et une augmentation de la pollution par les gaz incomplètement brûlés, source d'un bon nombre de problèmes, le rupteur est également victime, au-delà d'une fréquence voisine de 20000 commutations par minute équivalente à une rotation de 5000 tours par minute pour un moteur à quatre cylindres, de rebondissements qui en diminuent le temps de fermeture. Trop court, celui-ci ne permet plus au courant primaire de la bobine d'atteindre sa valeur maximale, et l'énergie emmagasinée, donc l'énergie restituée aux bougies diminue.

Dans ce type d'allumage, l'énergie emmagasinée à chaque cycle est brièvement restituée au moment où éclate l'étincelle entre les électrodes de la bougie.

On peut toutefois concevoir le stockage de l'énergie non plus sous la forme d'un courant établi dans une self mais sous forme d'une quantité d'électricité accumulée dans un condensateur.

L'allumage à décharge capacitive *compatible avec les moteurs 2 temps*

Le schéma d'un tel allumage est représenté à la figure 2. Un convertisseur continu-continu alimenté à partir des 12 V que délivre la batterie restitue une tension continue d'environ 400 V.

Si l'on suppose que le thyristor est bloqué, aucun courant ne circule entre l'anode et la cathode. Le convertisseur charge donc le condensateur C avec la polarité indiquée à la figure 2. Lorsque le circuit de déclenchement, synchronisé à la rotation du moteur, délivre une impulsion de commande positive sur la gachette du thyristor, la jonction A-K devient conductrice et le thyristor se comporte alors comme un court-circuit. Le condensateur se décharge donc brutalement et l'impulsion de courant qui en résulte traverse le primaire de la bobine d'allumage. Au secondaire de celle-ci, on dispose donc d'une impulsion à très haute tension que le distributeur achemine vers la bougie du cylindre en phase de compression.

Aux vitesses les plus grandes, le dispositif d'allumage par décharge de condensateur apparaît comme celui qui délivre la plus grande énergie.

Il se caractérise par une montée en tension extrêmement rapide aux bornes des bougies, ce qui minimise l'influence néfaste des dérivations électriques inévitables — fuite des isolants, humidité recouvrant la porcelaine des bougies —. L'étincelle très courte peut cependant ne pas toujours suffire à assurer l'allumage du mélange à travers tout le cylindre: on compense généralement ce défaut en écartant davantage les électrodes des bougies, pour augmenter la longueur de l'étincelle, donc son efficacité.

Avec ce type de circuit, le condensateur est chargé en moins de $300\mu s$, ce qui permet le fonctionnement à des régimes très élevés.

Les convertisseurs statiques

Il existe plusieurs types fondamentaux de convertisseurs statiques. Le plus simple est le convertisseur simple alternance dont le schéma est donné à la figure 3 — sans la diode D et la self L —. Ce type de convertisseur est le moins cher car il

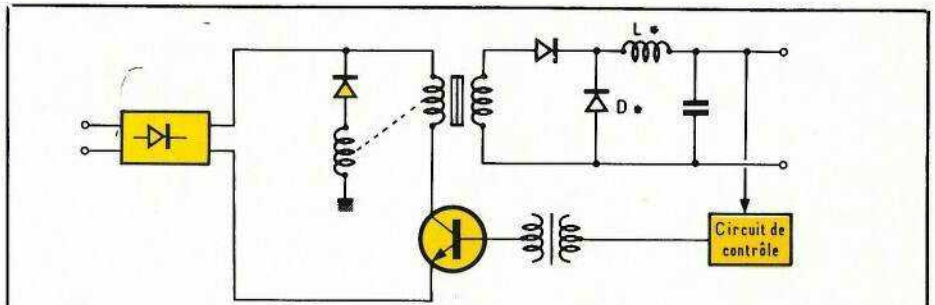


Figure 3: Convertisseur simple alternance, avec modulation de largeur d'impulsion. Pour les éléments notés d'un astérisque, voir le texte.

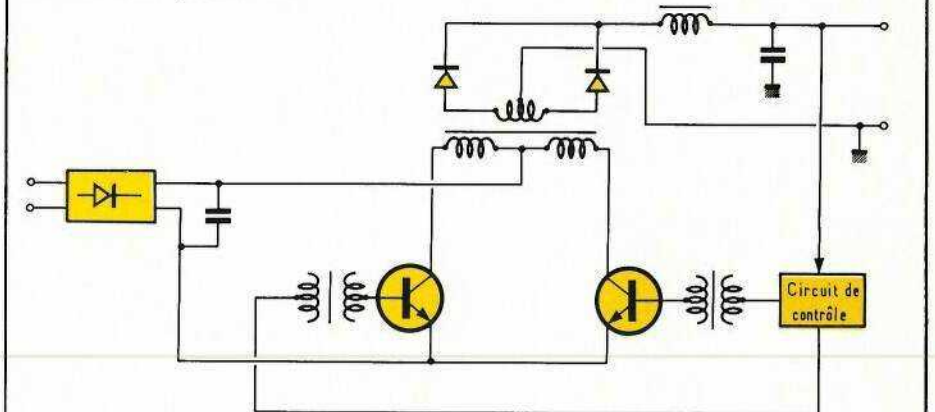


Figure 4: Convertisseur en pont avec modulation de largeur d'impulsion.

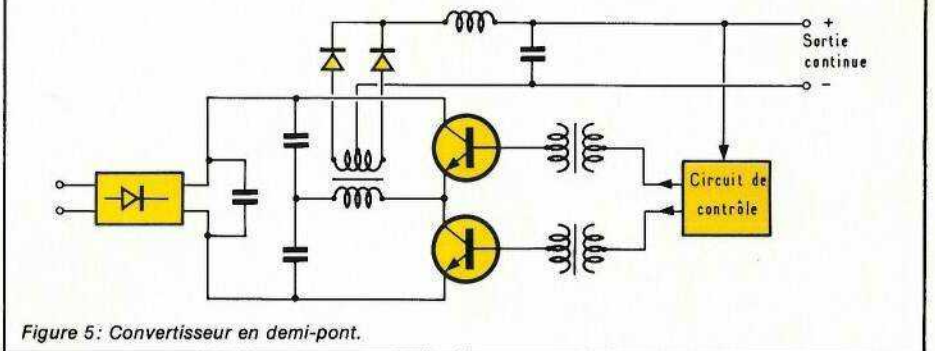


Figure 5: Convertisseur en demi-pont.

met en œuvre le plus faible nombre de composants.

En contrepartie, le rendement est le plus faible et le bruit généré à la sortie est plus important que pour les autres types. D'autre part la puissance maximale est limitée à environ 300 W.

Si à ce schéma on ajoute la diode D et la self L, on obtient un signal de sortie moins ondulé et moins bruité. La diode D est une diode de commutation, le filtre de sortie stocke l'énergie pendant l'alternance négative et la diode fournit l'énergie stockée à la charge.

Les convertisseurs en pont sont les meilleurs en ce qui concerne le rendement, bien sûr ils mettent en jeu le plus grand nombre de composants magnétiques: transformateurs et selfs et d'éléments actifs de commutation: transistors, thyristors et diodes. Un convertisseur en pont fonctionne avec 4 transistors et un

convertisseur en demi-pont avec deux transistors.

Bien qu'il n'y ait que deux transistors dans le schéma de la figure 4, la tension à leurs bornes est le double de la tension d'entrée.

La self du transformateur entraîne une pointe de tension sur chaque impulsion de sortie, cette pointe doit être éliminée et on a, en général, recours à deux diodes de commutation en parallèle sur le primaire du transformateur. Il ne peut alors y avoir suffisamment d'énergie pour détruire les transistors de commutation.

Ces inconvénients n'existent pas avec le schéma de la figure 5 qui représente un convertisseur demi-pont. Dans ce cas, la tension aux bornes des transistors vaut la tension d'alimentation, les pointes de tension sont éliminées et le transformateur est utilisé à 100 % puisqu'il est utilisé alternativement dans les deux

sens. D'autre part, l'ondulation est à une fréquence double et le filtrage est plus aisé.

Dans les trois systèmes précédents, figures 3, 4 et 5 — la tension de sortie est régulée en utilisant un modulateur de largeur d'impulsions. Hewlett-Packard est l'auteur d'une solution différente qui semble intéressante: le système est modulé en fréquence.

Le schéma de principe de ce type de convertisseur est donné à la figure 6. Les transistors MOS voient une charge constituée par la self L_1 , le transformateur T_1 et l'impédance du condensateur C_3 ramenée au primaire.

La fréquence des signaux de commande des transistors MOS est supérieure à la fréquence de résonance du circuit. Si la fréquence des signaux de commande diminue, la tension aux bornes du condensateur C_3 augmente et la tension de sortie suit cette augmentation.

Si la fréquence des signaux de commande augmente, la tension de sortie diminue. Il est alors facile d'établir une rétroaction et d'asservir la fréquence d'oscillation de l'horloge à la tension de sortie du filtre. On peut dans ce cas avoir une régulation en charge de l'ordre de 0,1 %.

Les procédés théoriques de modulation de largeur d'impulsions sont nombreux et les résultats très différents: depuis le prédécoupage qui élimine les harmoniques 3 et 5 jusqu'au système à 18 impulsions par période qui élimine tous les harmoniques de rang inférieur à 17. Le nombre d'impulsions peut être variable ou constant en fonction du réglage et il peut y avoir symétrie ou non des impulsions par rapport à l'axe $\Pi/2$.

La profondeur de modulation des impulsions s'effectue par la variation d'amplitude de la tension de commande modulatrice, de fréquence f qui est comparée à une porteuse de fréquence supérieure à f dans le rapport du nombre d'impulsions souhaité. Ce rapport est appelé indice de modulation: m . Les points de rencontre de ces deux tensions définissent les commutations de l'élément de puissance qu'elles commandent.

La porteuse est généralement triangulaire, la modulatrice peut être trapézoïdale ou sinusoïdale.

On cherche le meilleur compromis entre le rendement et la complexité d'une part, qui sont affectés par le

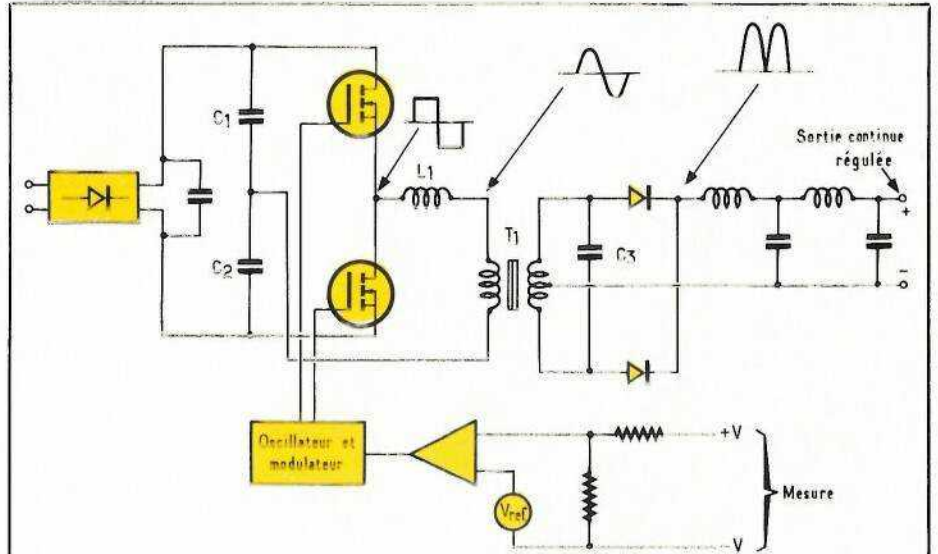


Figure 6: Convertisseur en demi-pont avec modulation de fréquence.

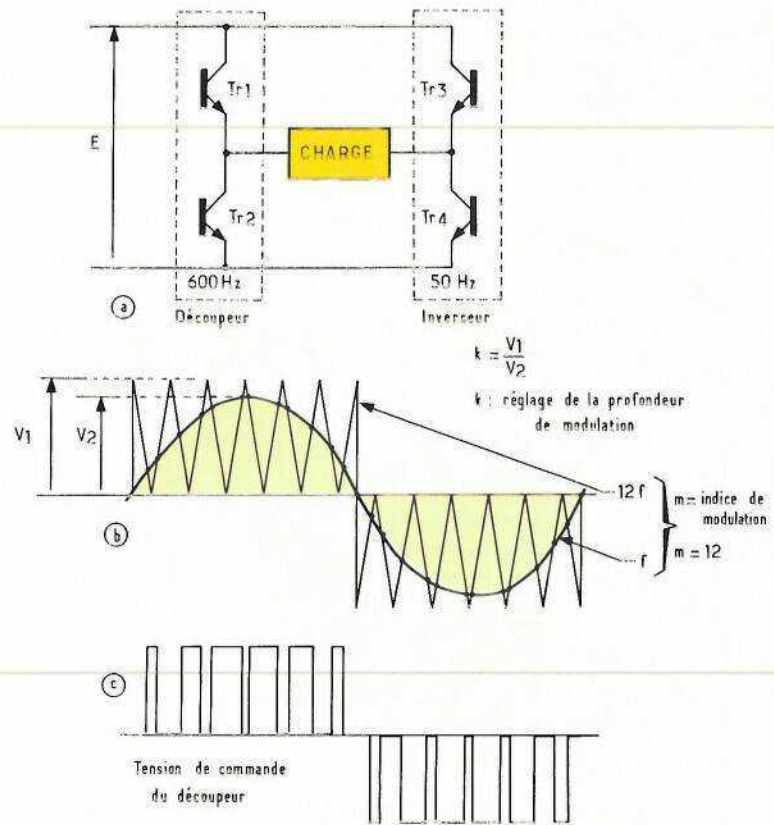


Figure 7: Schéma de principe et formes d'ondes du convertisseur en pont.

nombre de commutations par période, et, d'autre part, le taux de distorsion harmonique, c'est-à-dire l'incidence sur le filtre et les performances transitoires, qui, au contraire, s'améliorent avec le nombre d'impulsions.

A titre d'exemple, on donne le schéma de la figure 7. Dans ce montage, la commande est telle qu'un demi-pont opère à 600 Hz et assure la fonction découpage, l'autre jouant à 50 Hz le rôle d'inverseur. Dans ce schéma, pour obtenir la neutralisation optimale des harmoniques, les

impulsions doivent être symétriques, trois par trois par rapport à $\Pi/2$. La figure 8 montre l'amplitude du fondamental et des harmoniques 9, 11 et 13.

L'harmonique 9 disparaît si les impulsions deviennent symétriques par rapport aux sommets supérieurs ou inférieurs de la dent de scie. Cette condition peut être obtenue en remplaçant la sinusoïde de commande par une onde en forme d'escalier.

Avec ce type de convertisseur le rendement atteint 80 %.

La conception d'une alimentation

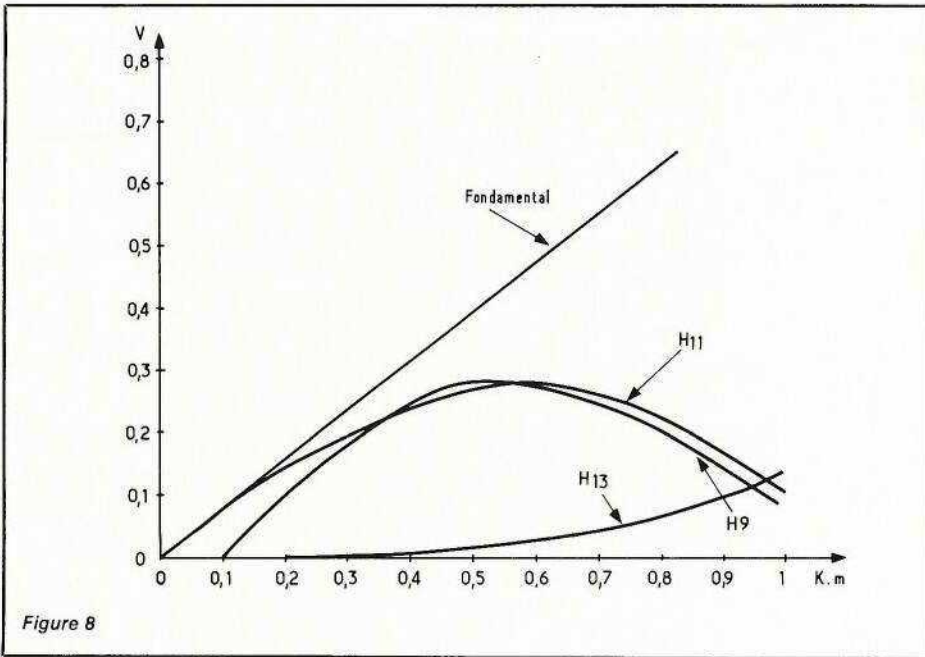


Figure 8

à découpage n'est pas simple et le choix des transistors de puissance difficile; ils doivent en effet fonctionner avec des charges inductives et il se pose alors un problème de dV/dt .

Gardons en mémoire le problème du parasitage par les alimentations à découpage, ce parasitage est bidirectionnel. Ces alimentations sont bruyantes en sortie et nécessitent un filtrage. Elles sont aussi bruyantes à l'entrée et ce bruit peut devenir très gênant pour d'autres appareils connectés sur la même ligne, l'alimentation à découpage doit alors être équipée de filtres radiofréquence.

Dans le cas de l'allumage électronique on cherche à éviter le parasitage des équipements électroniques: compte-tours, systèmes antivol et équipement audio: tuner, lecteur de bande, amplificateur.

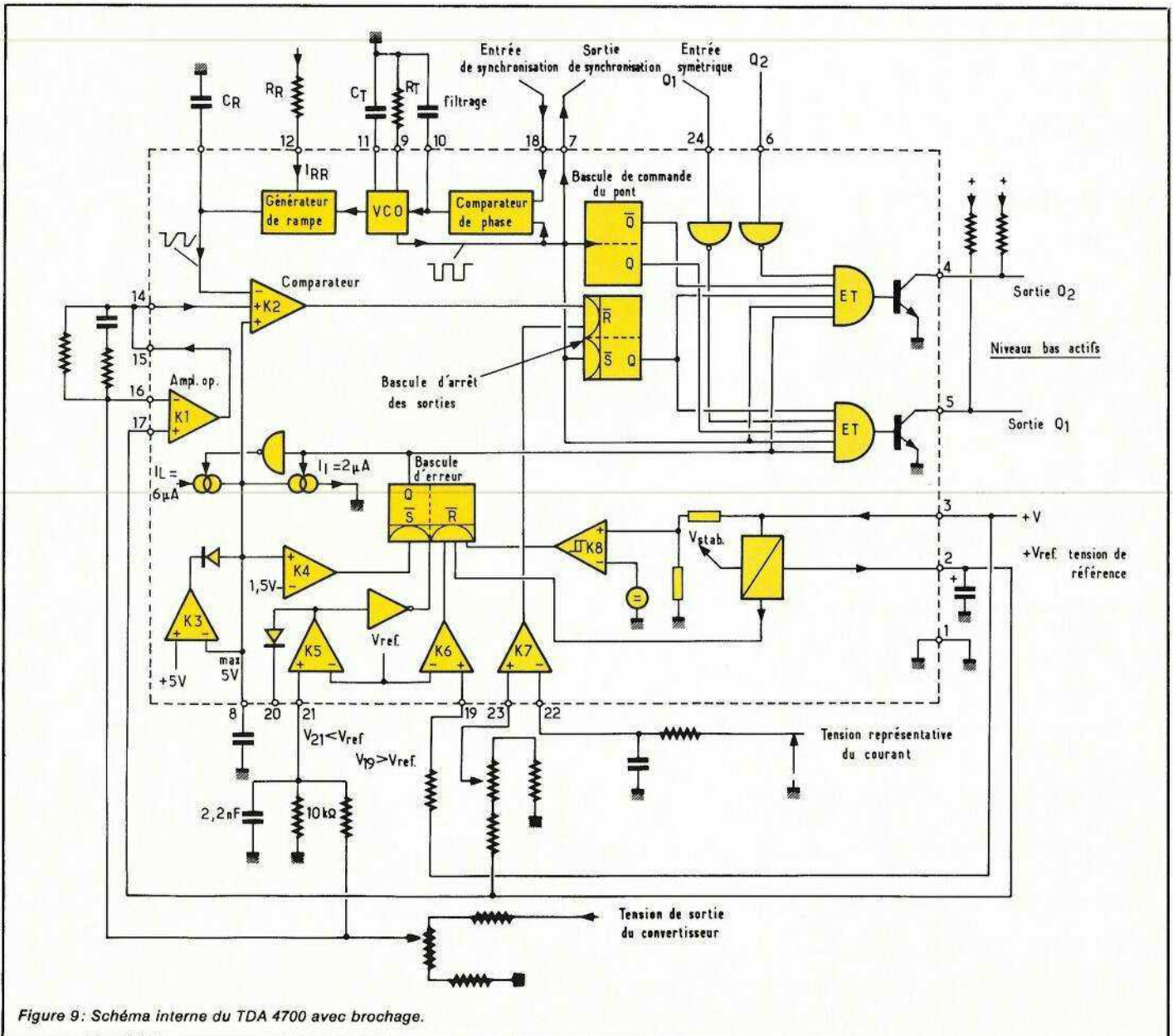


Figure 9: Schéma interne du TDA 4700 avec brochage.

La tension de 400 V nécessaire au fonctionnement de l'allumage à décharge capacitive provient d'un convertisseur en pont à transistor SIPMOS piloté par un circuit intégré spécialement conçu à cet effet: le TDA 4700 A fabriqué par Siemens.

Le circuit TDA 4700 A:

Ce circuit contient toutes les fonctions analogiques et digitales nécessaires au fonctionnement des convertisseurs simple alternance phase bloquée et des convertisseurs en pont à demi-pont. Ce circuit peut aussi être utilisé comme multiplicateur de tension et régulateur de vitesse pour moteurs.

Un amplificateur intégré détecte les anomalies de fonctionnement et déclenche les fonctions protectrices.

Les principales caractéristiques du circuit sont: entrées symétriques pour les convertisseurs en pont, limitation du courant de sortie, protection contre les surtensions et les sous-tensions, démarrage lent.

Description du circuit

Le schéma interne du TDA 4700 A est donné à la figure 9 et le diagramme des temps pour les sorties à la figure 11.

Le VCO génère une tension en dent de scie. La durée du front négatif est défini par le condensateur C_T . La durée du front montant et — en première approximation — la fréquence déterminée par R_T . L'abaque de la figure 10 permet la détermination rapide de ces deux composants R_T et C_T dès que l'on connaît la fréquence de travail du convertisseur. La fréquence d'oscillation peut dériver de sa valeur nominale en changeant la tension à la broche 10. Durant les fronts descendants, le VCO délivre les signaux de commande au générateur de rampe et les impulsions de synchronisation aux autres blocs du circuit qui requièrent un contrôle.

La tension aux bornes du condensateur C_T et la tension de sortie de synchronisation sont représentées à la figure 11.

Le générateur de rampe est commandé par le VCO et bat à la même fréquence. La durée du front descendant du générateur de rampe doit être plus courte que la durée du front de descente du VCO. De manière à ce que le système fonctionne

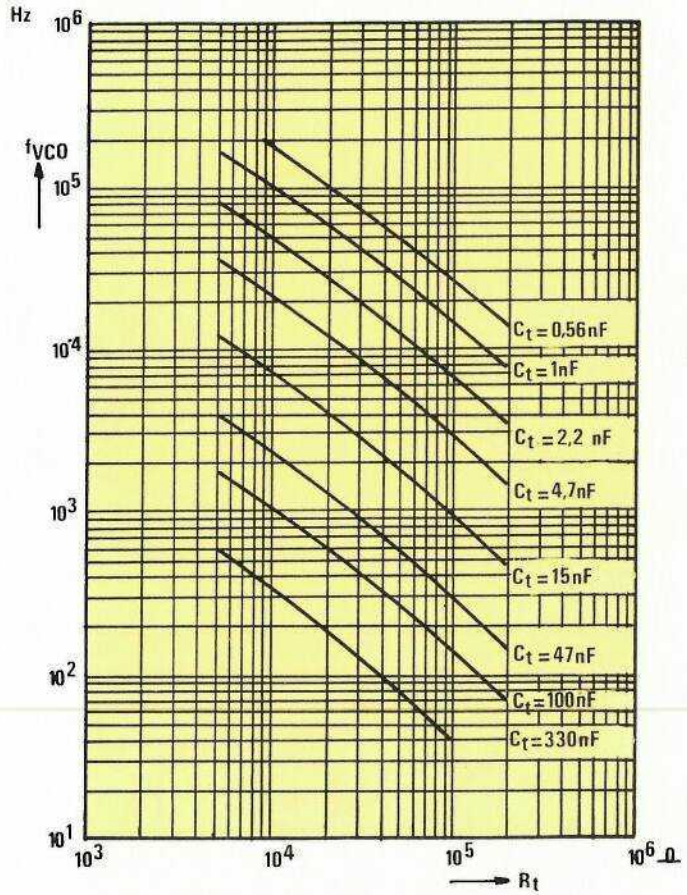


Figure 10: Abaque de choix de R_T , C_T .

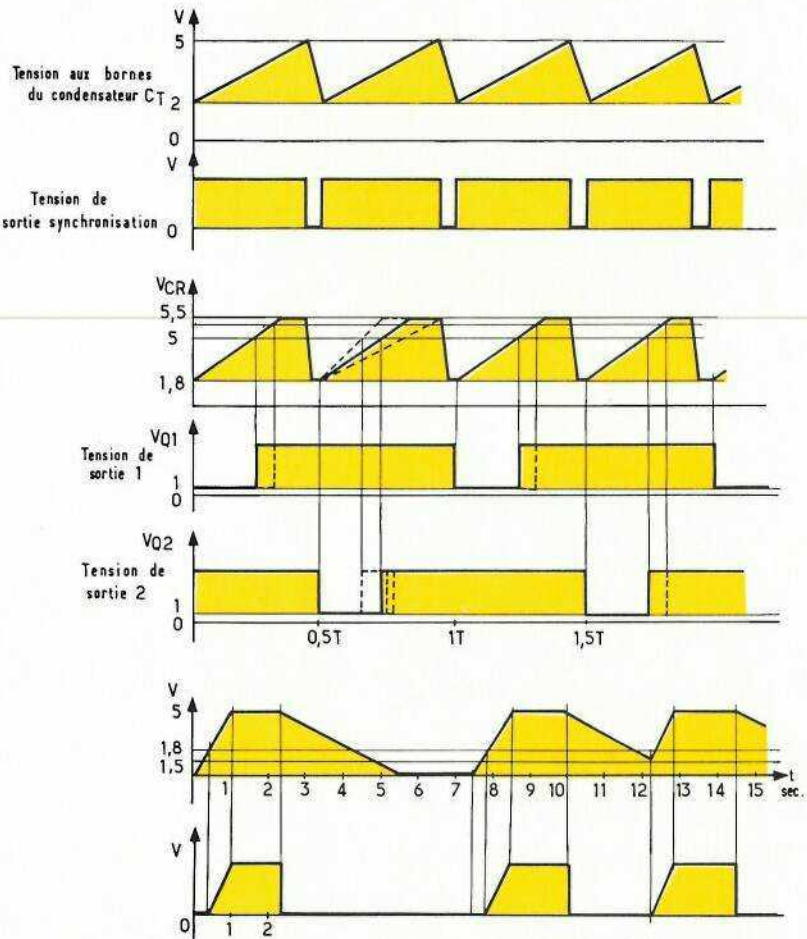


Figure 11: Allures des tensions obtenues sur quelques broches significatives.

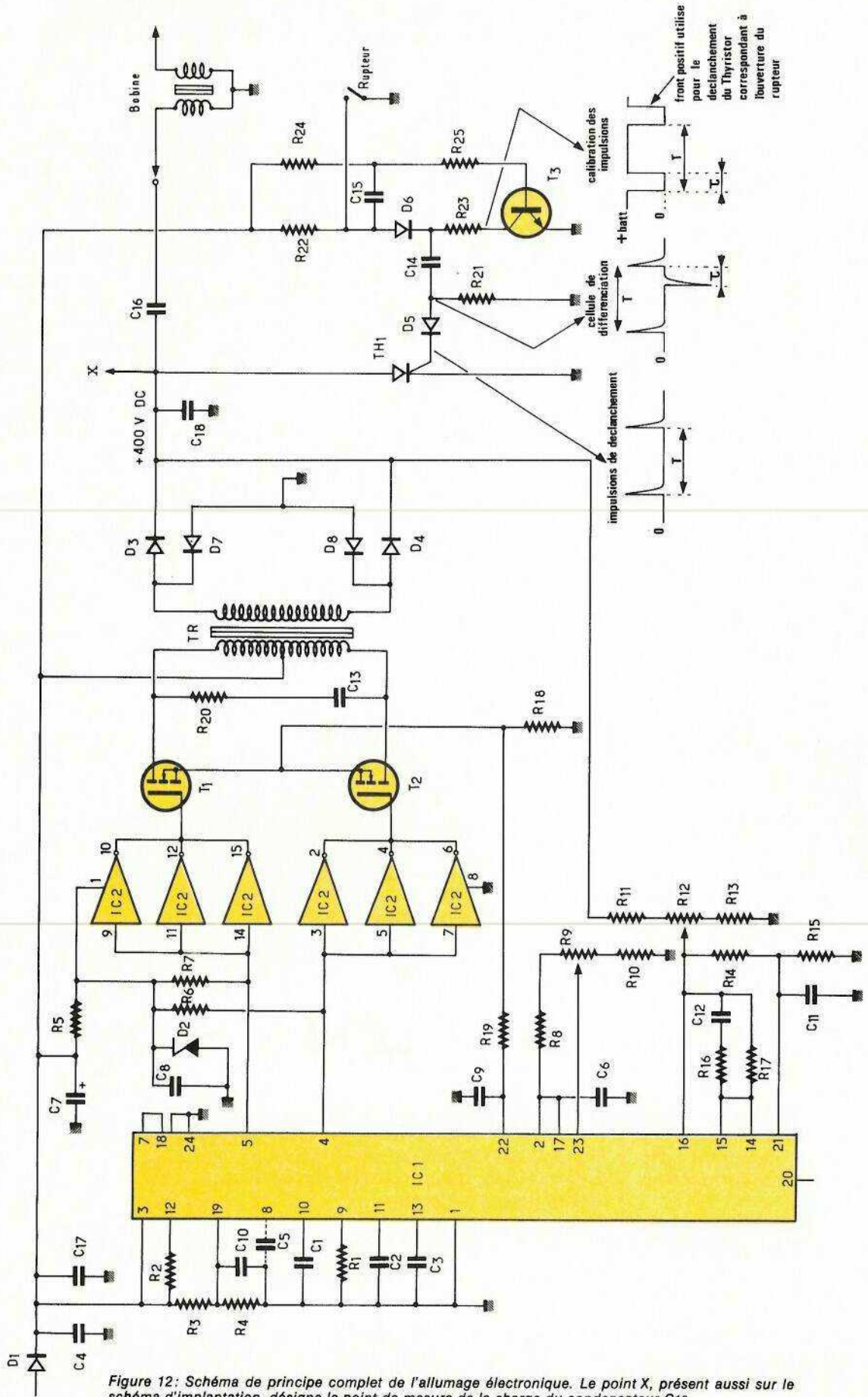


Figure 12: Schéma de principe complet de l'allumage électronique. Le point X, présent aussi sur le schéma d'implantation, désigne le point de mesure de la charge du condensateur C16.

en modulation de largeur d'impulsion, la tension correspondant à la croissance de la rampe et une tension continue sont comparées par K_2 .

La pente de la rampe est ajustée en jouant sur le courant par le truchement de R_R . Ceci permet un contrôle supplémentaire du cycle utile à la sortie. Cette possibilité autorise la compensation d'une erreur connue comme l'ondulation de la tension d'entrée.

Le comparateur de phase:

Si le système fonctionne, sans synchronisation extérieure, l'entrée de synchronisation sera connectée à la sortie correspondante; de cette manière, le comparateur de phase délivre la tension appropriée au condensateur de filtrage connecté à la broche 10. La sortie 7 et l'entrée 18 sont prévues pour que d'autres circuits puissent être synchrones avec le convertisseur ou qu'il puisse être synchronisé sur une source extérieure, synchronisation en fréquence mais non en phase. Le rapport cyclique de la tension rectangulaire à l'entrée de synchronisation n'a que peu d'importance. La meilleure stabilité est obtenue avec une forme d'onde similaire à celle délivrée par la sortie 7.

Bascule de commande des sorties:

Cette bascule est commandée par les fronts descendants du VCO. Avec cette bascule, on est sûr qu'une des deux sorties de la commande du pont peut être activée à la fois.

Comparateur K_2 :

Les deux entrées non inverseuses sont commutées de telle manière que le niveau le plus bas soit toujours comparé avec le niveau appliqué à l'entrée inverseuse. Dès que la tension de la dent de scie, dans sa partie à pente positive, dépasse le niveau le plus faible des deux entrées non inverseuses, les deux sorties sont rendues inactives par l'intermédiaire d'une bascule d'arrêt.

L'activité des sorties peut, dans ces conditions, varier et si la fréquence demeure constante, le rapport cyclique, des impulsions de commande, varie.

Amplificateur opérationnel K_1 :

Cet amplificateur opérationnel de haute qualité peut être utilisé dans la boucle de contrôle pour transmettre et amplifier les fluctuations de la tension à stabiliser jusqu'à l'entrée non inverseuse de K_2 . Une variation de la tension de sortie se traduit, dans la boucle de rétroaction, en une variation du rapport cyclique. La tension

de mode commun de K_1 est comprise entre 0 et 5 V.

Bascule d'arrêt des sorties:

Cette bascule valide les sorties au début de chaque demi-période et les rend inactives dans le cas où K_2 ou K_7 génèrent un signal d'erreur.

Comparateur K_3 :

Ce comparateur limite la tension aux bornes du condensateur de démarrage lent C_{DL} à un maximum de 5 V. La tension au générateur de rampe peut atteindre 5,5 V. Le rapport cyclique peut être limité à une valeur maximale par le choix de la valeur de la pente croissante de l'onde fournie par le générateur de rampe.

Comparateur K_4 :

Le seuil de basculement de ce comparateur est fixé à 1,5 V et sa sortie déclenche la bascule d'arrêt des sorties si la tension aux bornes du condensateur C_{DL} — condensateur de démarrage lent — est inférieure à 1,5 V. Le retour au fonctionnement normal: sorties 4 et 5 délivrant les impulsions de commande, est impossible aussi longtemps que persiste le signal d'erreur.

Démarrage lent:

La plus basse des deux tensions à l'entrée non inverseuse de K_2 est une mesure du rapport cyclique pour les impulsions de sortie. Au moment de la mise sous tension, la tension aux bornes du condensateur C_{DL} est nulle. Ce condensateur, aussi longtemps qu'il n'y a pas de défaut, est chargé par un courant constant, valant $6\mu A$, jusqu'à la valeur maximale: 5 V. Si une anomalie apparaît C_{DL} est déchargé par un courant constant: $2\mu A$. Si la tension aux bornes du condensateur est inférieure à 1,5 V, la sortie de la bascule est au niveau bas et les sorties inactives. Dès que la tension de charge du condensateur dépasse 1,8 V, le rapport cyclique des ondes de sortie est augmenté et lentement régulé.

Bascule d'erreur:

Les signaux d'erreur qui attaquent l'entrée R de la bascule désactivent immédiatement les sorties et après disparition du défaut, le circuit peut redémarrer directement.

Comparateurs K_5 , K_6 , K_8 :

Ces comparateurs sont des détecteurs qui désactivent immédiatement les sorties par l'intermédiaire de la bascule d'erreur. Après élimination du défaut le circuit redémarre seul, sauf si la sortie de K_5 (broche 20) est ramenée sur l'entrée (broche 21) et dans ce cas le défaut est mémorisé. Le redémarrage s'ef-

fectue par extinction puis réalimentation du circuit.

Comparateur K_7 :

K_7 est utilisé pour détecter le courant maximal, raison pour laquelle les deux entrées de l'amplificateur opérationnel sont accessibles. De la même manière que précédemment, le circuit redémarre après élimination de l'erreur, juste au début de la première demi-période suivant la disparition du défaut, sans tenir compte du démarrage lent.

Entrées symétriques:

Dans un convertisseur en pont, la saturation du noyau du transformateur peut être évitée. On peut imaginer un circuit externe fournissant, au circuit TDA 4700A (entrées symétriques), des signaux relatifs à la saturation du noyau de transformateur réduisant les phases actives des sorties.

Sorties:

Les deux sorties sont des sorties à collecteur ouvert; l'état bas correspond à l'état actif, le temps pendant lequel l'une de ces entrées est active peut prendre n'importe quelle valeur. La durée du front descendant du VCO détermine le temps minimal d'invalidation: temps pendant lequel les deux sorties sont simultanément inactives.

Tension de référence:

La source de référence est une source particulièrement stable en fonction de la température. Elle peut être utilisée dans les circuits externes: amplificateur de contrôle, comparateurs d'erreur ou par le générateur de rampe.

Réalisation pratique

Le schéma théorique complet de l'allumage électronique à décharge capacitive est donné à la figure 12. Le convertisseur DC-DC utilise le plus grand nombre des composants présents; on reconnaît rapidement la capacité de stockage C16 et le circuit de mise en forme: T3.

De manière à utiliser un transformateur TR de faible poids et d'encombrement réduit, la fréquence de travail du convertisseur est fixée à 20 kHz par le choix de R_1 et C_2 . $R_1 = 33\text{ k}\Omega$ et $C_2 = 1\text{ nF}$. On se reportera alors à l'abaque de la figure 10, pour $f_{VCO} = 20\text{ kHz}$, l'intersection de cette droite avec $C_1 = 1\text{ nF}$ donne bien $R_T = 33\text{ k}\Omega$. Cette fréquence est suffisamment élevée pour pouvoir employer un transformateur sur ferrite, en l'occurrence un transforma-

teur Siemens dont le circuit magnétique est constitué par un double E. Les détails de fabrication et de bobinage de ce transformateur seront donnés ultérieurement. Le TDA 4700 A délivre les signaux de commande du demi-pont aux sorties Q_1 et Q_2 , broches 4 et 5 du chip. Les collecteurs des transistors intégrés sont chargés par les résistances R_6 et R_7 . Les six portes inverseuses du circuit LOCMOS HEF 4049 sont regroupées trois par trois, elles amplifient la sortie du TDA 4700 A et rétablissent le niveau d'activité. Aux broches 4 et 5 du TDA 4700, le niveau actif est bas et à la sortie des portes inverseuses, le niveau actif est donc haut.

Ces impulsions d'amplitude maximale à 9,1 volts sont aptes à piloter les transistors SIPMOS du demi-pont. On se trouve ici face à un des avantages des transistors MOS de puissance par rapport aux transistors bipolaires. En effet une puissance aussi faible que celle délivrée par un circuit logique — quelques milliwatts — suffit pour commander les transistors SIPMOS qui commutent alors des courants de plusieurs ampères. Le circuit de commande se trouve alors considérablement simplifié — augmentant ainsi la fiabilité du système. Les drains des transistors MOS sont chargés par le primaire du transformateur. L'impédance constituée par R_{20} et C_{13} réduit les surtensions aux bornes des drains au moment de la commutation.

Une tension représentative du courant circulant dans le canal Drain-source est disponible aux bornes de la résistance R_{18} , puis filtrée et moyennée par la cellule passe-bas que constituent R_{19} et C_9 . La tension résultante est appliquée à l'entrée inverseuse du comparateur K7. Le seuil de basculement de ce comparateur est réglable et déterminé par la tension appliquée sur l'entrée non inverseuse: broche 23, provenant du pont diviseur R_8 , R_9 et R_{10} . Ce pont diviseur recevant lui même la tension issue du régulateur intégré au TDA 4700 A et valant sensiblement 2,5 V. Dès que le seuil de basculement est dépassé le convertisseur est stoppé. Ce circuit comporte donc — comme nous l'avons vu lors de la description du TDA 4700 A, une protection contre une consommation excessive provenant par exemple d'une surcharge.

Les créneaux de tension présents au primaire du transformateur sont

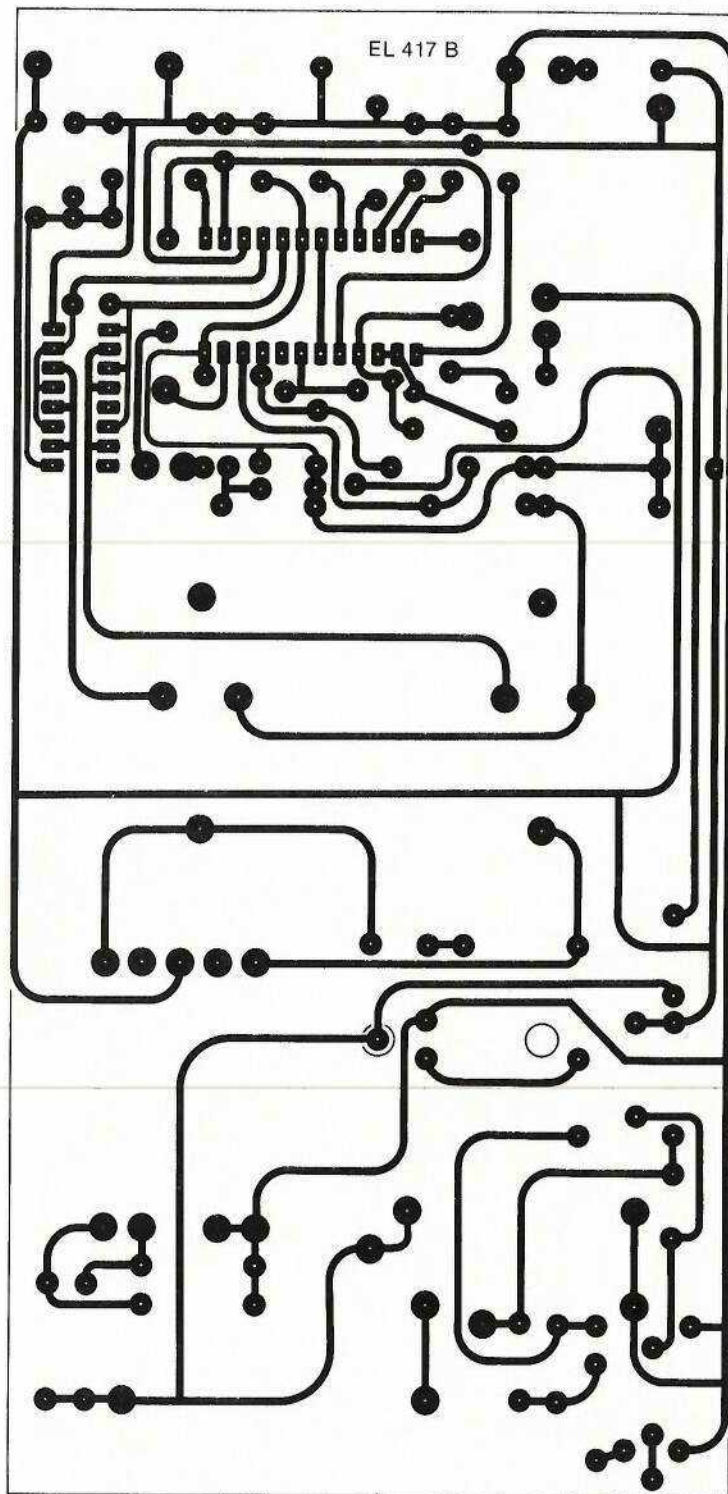


Figure 13: Circuit imprimé.

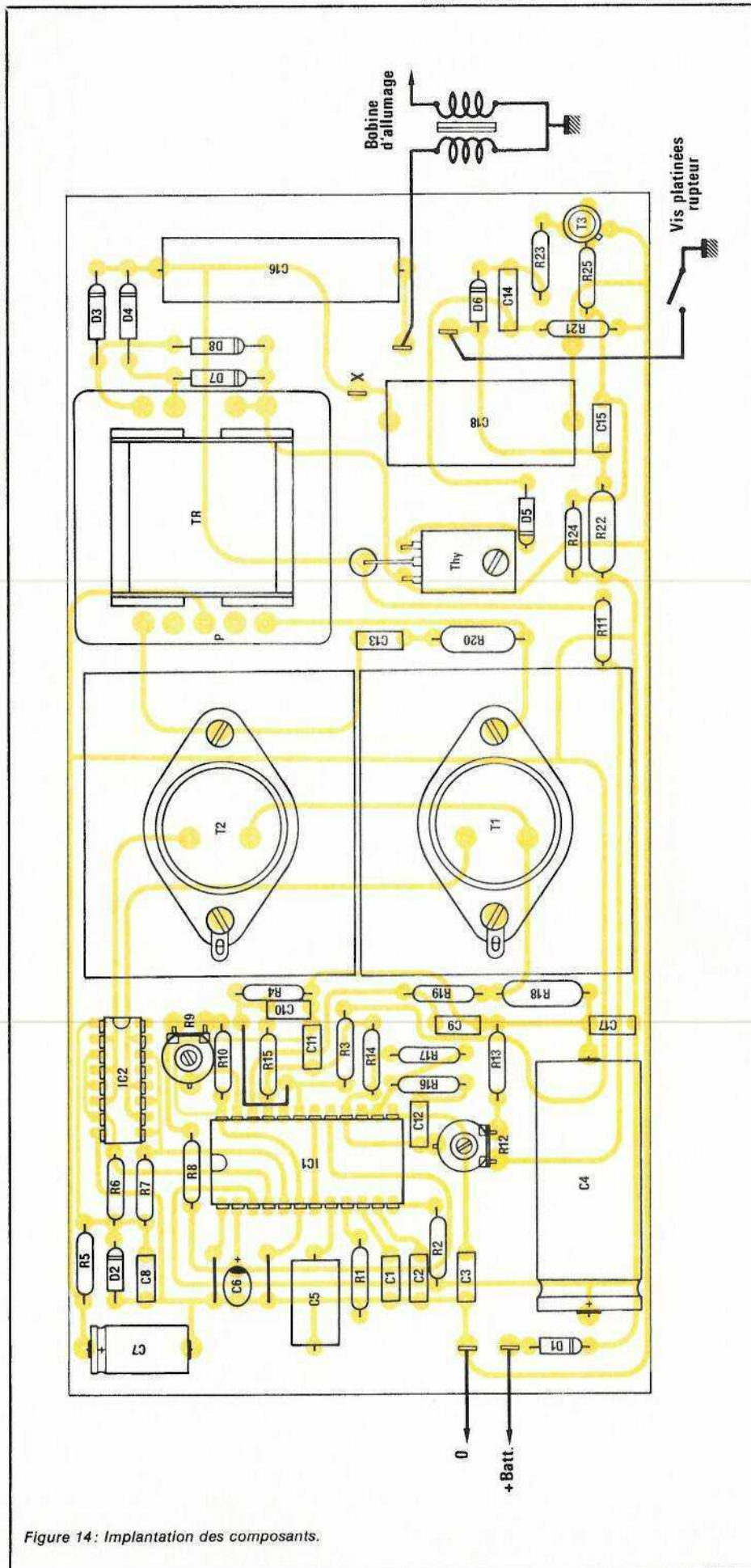


Figure 14: Implantation des composants.

élevés au secondaire et la tension résultante redressée par un pont constitué de 4 diodes rapides. Le convertisseur travaillant à une fréquence relativement élevée: 20 KHz, on utilise des diodes ayant un faible temps de recouvrement inverse: BYX 55-600. Ces diodes fabriquées par la RTC sont très répandues, puisque très souvent utilisées dans les récepteurs de TV couleurs. Il n'y aura donc aucun problème d'approvisionnement en ce qui concerne ces composants, un détaillant TV pouvant fournir les diodes qui devront supporter 600 V. La tension redressée doit être filtrée par un condensateur de faible valeur: $C_{18} = 0,22\mu\text{F}/1000\text{ V}$ destiné à faire disparaître les pics provenant de la différence des enroulements primaires en toute rigueur, le transformateur devrait être bobiné en bifilaire.

Une fraction de la tension de sortie, issue des ponts diviseur R_{11} , R_{12} et R_{13} puis R_{14} et R_{15} , est appliquée à la broche 21: Entrée non inverseuse du comparateur K5. K5 et K6 stoppent le convertisseur si la tension de sortie est trop haute ou la tension d'alimentation trop basse. En outre, la tension provenant du premier pont: R_{11} , R_{12} et R_{13} commande l'amplificateur opérationnel utilisé dans la boucle de contre-réaction stabilisant la tension de sortie. La réponse de la boucle est déterminée par les constantes R_{16} , R_{17} et C_{12} .

Le condensateur de démarrage lent:

Le condensateur CA, connecté entre la broche 8 et la masse, détermine le temps de démarrage ou de redémarrage après un défaut. Les courants de charge et décharge étant constants, le temps de démarrage augmente en même temps que la valeur du condensateur. Le convertisseur étant périodiquement en court-circuit par le thyristor, le démarrage doit se faire le plus rapidement possible après la disparition du court-circuit de manière à charger le condensateur C_{16} le plus rapidement possible. Dans l'allumage définitif, ce condensateur sera minimum — pas de composant — mais on disposera un condensateur de $1\mu\text{F}$ pendant la période d'essais sur table destiné à vérifier les réaction du convertisseur.

Fabrication du transformateur:

Le transformateur est bobiné sur une carcasse fourni par le constructeur, les deux E seront ensuite mis en place maintenus solidement: serre-câble par exemple, puis le transfor-

mateur imprégné ou à défaut verni. Ce transformateur porte la référence: B 66325-G0000 X 127.

$AL = 3500 \text{ nH/spires carré}$.

On bobine, le plus près du noyau, le primaire constitué de 14 spires de fil de cuivre émaillé de 15/10. Cet enroulement occupe une couche complète.

Le secondaire occupe trois couches, et est constitué par 240 spires de fil de cuivre émaillé de 4/10.

Les enroulements primaire et secondaire ont été bobinés dans le même sens.

(Attention, il s'agit obligatoirement d'un bobinage, spires jointives par couche et non en vrac.)

La commande du thyristor

Les impulsions — ouverture et fermeture du rupteur — sont calibrées par le circuit de T3; les impulsions sont différenciées et seul le front positif est utilisé pour déclencher le thyristor Thomson TY 6008.

Le tracé des pistes de la plaquette imprimée utilisée est représenté à la figure 13 et l'implantation des composants à la figure 14.

Le thyristor peut être monté sans dissipateur thermique mais les deux transistors SIPMOS devront avoir deux dissipateurs les plus efficaces possible. Le schéma de la figure 14 rend compte de la simplicité du module et du faible nombre de composants.

Mise sous tension et réglages

Avant la mise sous tension, les ajustables R_9 et R_{12} seront positionnés à mi-course. On omettra le thyristor dans un premier temps. Les premières manipulations se déroulent avec un voltmètre connecté au secondaire du pont redresseur. Dès que l'alimentation 12 V est appliquée, le circuit fonctionne et délivre la haute tension.

La tension de sortie sera ajustée par le truchement de l'ajustable R_{12} . Il est facile d'obtenir $400 \text{ V} \pm 1 \text{ V}$ et de vérifier la régulation du circuit. La tension de sortie ne s'écarte pas d'une valeur supérieure à 1 V lorsque la tension d'alimentation varie de 10 à 15 V.

À vide le convertisseur consomme environ 200 mA. Des essais en charge peuvent être effectués, le

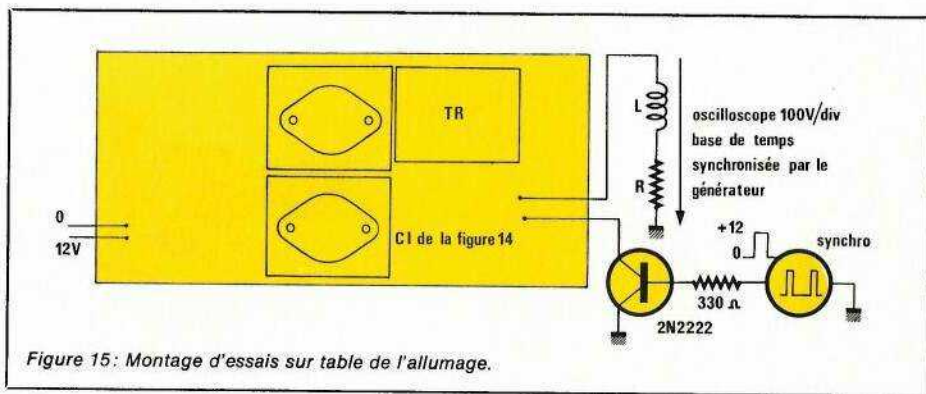


Figure 15: Montage d'essais sur table de l'allumage.

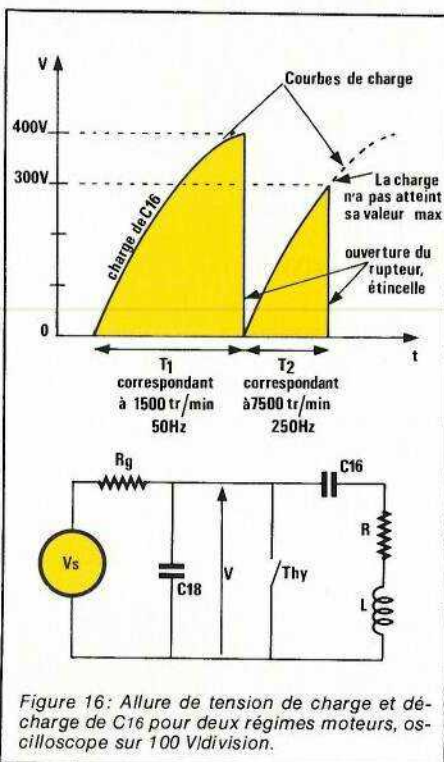


Figure 16: Allure de tension de charge et décharge de C_{16} pour deux régimes moteurs, oscilloscope sur 100 V/division.

rendement du convertisseur est alors de 40 %. Ce rendement peut sembler faible, il n'en est rien si on le compare aux rustiques convertisseurs réalisés à partir d'un transformateur d'alimentation et de 2 N 3055 ou 2 N 3442, même si ces transistors ne proviennent pas de récupération, la consommation à vide dépasse 5 A.

Essais

Le schéma de la figure 15 représente la manipulation pour les essais finaux. La bobine est assimilée à une résistance de $2,2 \Omega/4 \text{ W}$ en série avec une self de 4 mH; à défaut on pourra omettre cette self. Le générateur simule les impulsions du rupteur et aux bornes de l'ensemble R, L, on visualisera les courbes de charge et de décharge. Bien entendu, pour cette manipulation, le thyristor est remis en place.

La fréquence des impulsions est comprise entre 0 et 250 Hz. Pour un

moteur à quatre cylindres, 50 Hz correspond à 1500 tr/min et 250 Hz à 7500 tr/min.

Le fonctionnement du circuit est impeccable jusqu'à plus de 250 Hz; à cette vitesse, le condensateur n'est chargé qu'à une tension de 300 V au lieu des 400 V prévus.

Cette limitation est due à l'impédance de sortie du transformateur, à la présence du condensateur C_{18} et à l'ensemble R, L, impédance équivalente de la bobine.

L'allure de la tension présente au primaire de la bobine et au secondaire du convertisseur est représentée à la figure 16.

En fait la valeur de 7500 tr/min est largement suffisante pour la plupart des moteurs.

Réalisation mécanique

Le boîtier devant être logé près du moteur nous avons utilisé un morceau de profilé standard en AG3. Pour un parallélépipède de section 100×50 , d'épaisseur de paroi de 4 mm, la section utile est ramenée à 42×92 . La longueur de profilé utilisée est égale à la longueur du circuit imprimé, soit: 195 mm.

On pourra utiliser des connecteurs pour distribuer les sorties vis, rupteurs et les entrées alimentations.

Signalons enfin, que dans la série Elbomec, le coffret référencé 55255 convient fort bien.

F. DE DIEULEVEULT

Nomenclature

Résistances

- R_1 : 33 k Ω
- R_2 : 4,7 M Ω
- R_3 : 270 Ω
- R_4 : 3,9 k Ω
- R_5 : 270 Ω
- R_6 : 1,5 k Ω
- R_7 : 1,5 k Ω
- R_8 : 1,5 k Ω

R_9 : 10 k Ω ajustable
 R_{10} : 5,6 k Ω
 R_{11} : 2,2 M Ω
 R_{12} : 47 k Ω ajustable
 R_{13} : 1,2 k Ω
 R_{14} : 120 k Ω
 R_{15} : 10 k Ω
 R_{16} : 10 k Ω
 R_{17} : 56 k Ω
 R_{18} : 0,15 Ω 4 W
 R_{19} : 100 Ω
 R_{20} : 100 Ω 1 W
 R_{21} : 390 Ω
 R_{22} : 47 Ω 4 W
 R_{23} : 1,2 k Ω
 R_{24} : 6,8 k Ω
 R_{25} : 180 Ω

Condensateurs

C_1 : 4,7 n F MKH mylar
 C_2 : 1 n F MKH mylar
 C_3 : 1 n F MKH mylar
 C_4 : 2200 μ F 25 V chimique
 C_5 : 1 μ F mylar voir texte
 C_6 : 22 μ F 16 V tantale goutte
 C_7 : 47 μ F 25 V chimique
 C_8 : 0,1 μ F MKH mylar
 C_9 : 10 n F MKH mylar
 C_{10} : 2,2 n F MKH mylar
 C_{11} : 2,2 n F MKH mylar
 C_{12} : 0,1 μ F MKH mylar

C_{13} : 3,3 n F MKH mylar
 C_{14} : 0,22 μ F MKH mylar
 C_{15} : 22 nF MKH mylar
 C_{16} : 1 μ F 750 V voir texte
 C_{17} : 0,1 μ F MKH mylar
 C_{18} : 0,22 μ F 1000 V mylar

Circuits intégrés

IC_1 : TDA 4700 A Siemens
 IC_2 : HEF 4049

Semi conducteurs

D_1 : 1 N 4007
 D_2 : BZX 85 C 8,1 V
 D_3 : BYX 55 - 600 V
 D_4 : BYX 55 - 600 V
 D_5 : 1 N 4007
 D_6 : 1 N 4007

D_7 : BYX 55 - 600 V
 D_8 : BYX 55 - 600 V

Thyristors

T_1 : BUZ 45 SIPMOS Siemens
 T_2 : BUZ 45
 T_3 : 2 N 2222
 Thy : TY 6008 Thomson

Divers

2 radiateurs pour boîtiers TO3 (voir photos)
 1 coffret ELBOMEK 55255 par exemple
 Transformateur sur carcasse Siemens B 66325-G 0000 X 127 (2 E)
 Carcasse plastique B 66242 J 1000 D 001

INFOS

Les nouveaux fers XS et CS Antex

Les nouveaux fers à souder Antex XS et CS, 25 W, alimentés en 230 V, 115 V, 24 V et 12 V sont des fers dont la construction est dérivée du X25, fer de grande diffusion en France et à l'étranger.

Les pannes évasées à l'intérieur, avec en plus des fentes latérales, assurent le transport efficace de la chaleur de l'élément à la pointe de ces dernières.

Nouvel avantage: l'élément chauffant se remplace par simple insertion. Plus besoin de dévisser et de revisser pour le sortir du manche et le rentrer! Le courant de fuite du XS est inférieur à 1 μ A.

Le CS 17 W, alimenté en 230 V, 115 V, 24 V et 12 V est dérivé du CX et a gardé les avantages de construction de ce dernier ainsi que ceux du X25 et les acquis du XS.

Les manches de ces deux nouveaux fers sont moulés en macrolon, de nature dure et résistante. Un crochet protégé-doigt anti-chaleur, in-



corporé dans le manche, facilite la précision des soudures.

Une gamme de pannes longue durée est prévue pour ces deux modèles. Le XS prévoit en plus des pannes à déssouder les circuits intégrés. Le XS et le CS peuvent, sur demande, être équipés de fiches type européen.

Fers commercialisés en France par les Éts Kliatchko, 6 bis, rue Auguste-Vilu, 75015 Paris.

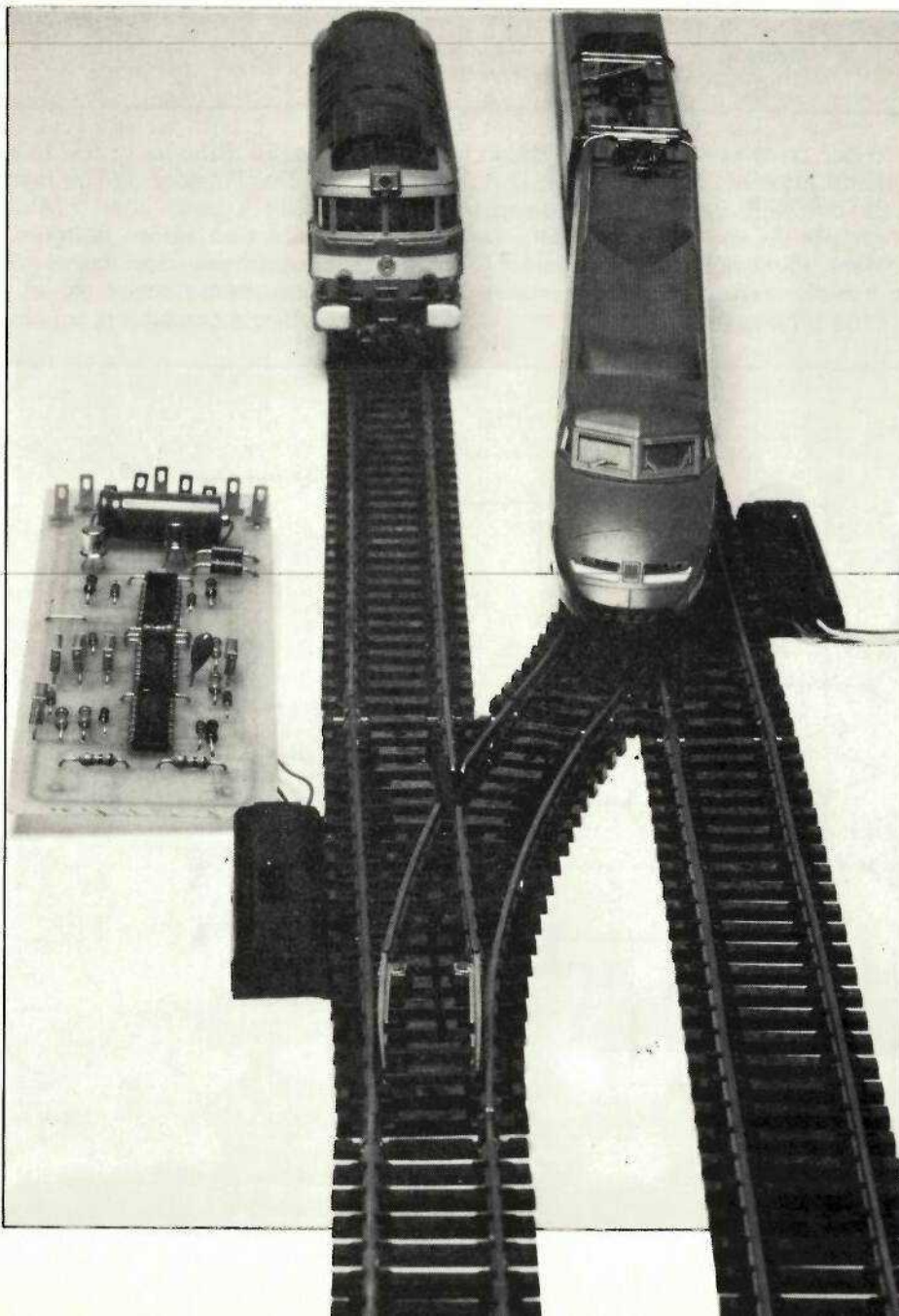
Commande d'aiguillage pour réseau ferroviaire



Actuellement on trouve dans le commerce des systèmes rassemblant dans un même boîtier 4 inverseurs permettant de commander, indépendamment l'un de l'autre, 4 aiguillages.

Ces boîtiers ne permettent pas de commander simultanément les feux rouges associés à chaque voie. Le module que nous vous proposons, qui est du « tout électronique », remplace les contacts mécaniques par des touches à effleurement, assure la commande d'un aiguillage et des feux associés, peut être commandé par tout système automatisé (style microprocesseur) et, de plus, protège les aiguillages contre les actions prolongées des systèmes de commande par des personnes inexpérimentées.

Comme vous pouvez donc le constater, ce montage présente de nombreux avantages par rapport à de simples inverseurs et va certainement séduire les amateurs de réseaux ferroviaires miniatures.



Fonctionnement électrique d'un aiguillage

Pour obtenir le déplacement de l'aiguille, un noyau métallique est attiré par l'une ou l'autre des 2 bobines que l'on voit sur le schéma de la figure 1. Si l'on appuie sur K_1 , la bobine B_1 attire le noyau alors que si l'on agit sur K_2 c'est la bobine B_2 qui l'attire. Il est impératif que l'action sur les interrupteurs soit courte sinon on risque d'endommager l'aiguillage.

Principe du module

Nous reconnaissons sur le synoptique de la figure 2, le clavier à touches à effleurement avec de plus les 2 entrées de commandes électriques. Celui-ci délivre une information qui permet de déclencher un monostable limitant ainsi la durée de passage du courant dans les bobines. Le bloc « logique de commande » génère des signaux de durée limitée par le monostable pour les aiguillages et des signaux de durée illimitée destinés aux feux de signalisation. La commande des aiguillages s'effectue ici en courant continu alors qu'en général ceux-ci sont actionnés grâce à un courant alternatif. Ce type d'alimentation est nécessaire par l'utilisation de composants purement électroniques et n'est en aucune façon dangereuse pour les aiguillages. Une alimentation très simple, dont nous donnerons en fin d'article le détail de la réalisation, permettra d'alimenter plusieurs modules identiques.

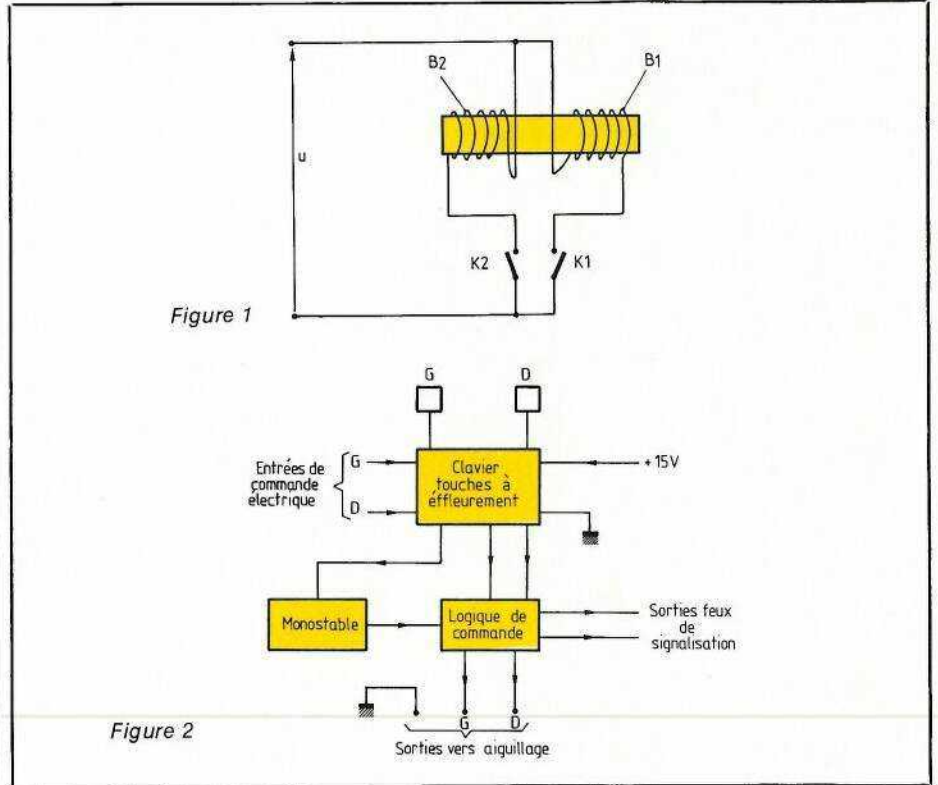
Schéma théorique

Sur la figure 3 nous trouvons le schéma théorique complet de notre dispositif de commande d'aiguillage.

L'aspect touche à effleurement est obtenu à l'aide de 2 inverseurs en technologie CMOS (une porte pour chaque commande).

L'entrée de ces inverseurs est reliée au pôle positif de l'alimentation à travers une résistance de forte valeur (10 MΩ). Au repos, la sortie des inverseurs est donc à l'état bas. Lorsque l'on relie l'entrée de ces inverseurs à la masse à travers la résistance de la peau (de valeur de l'ordre des 100 kΩ) la sortie passe alors à l'état haut. En l'occurrence, une action sur le contact D crée donc à la sortie de IC₁ (b) un niveau haut. Les 2 diodes D₃ et D₄ ainsi que la résistance R₆ constituent une porte OU qui reçoit soit l'information sortant de IC₁ (b) soit celle provenant de l'entrée E_D (entrée de commande électrique).

Les 2 portes NOR a et b sont connectées de façon à réaliser une bascule RS réagissant aux fronts positifs appliqués à ses entrées. Une telle bascule conserve l'état dans lequel elle a été positionnée jusqu'à ce qu'on agisse sur celle des entrées qui fera basculer sa sortie dans l'état opposé au précédent.



Pour nous résumer, toute action, même fugitive, sur le contact D ou sur l'entrée E_D fera basculer la sortie repérée A au niveau haut. De même, toute action sur le contact G (ou sur E_G) fera basculer la sortie repérée B au niveau haut.

Plaçons nous dans le 1^{er} cas (action sur D). Dès l'instant où l'on agit sur D, la sortie A passe donc à l'état haut pendant une durée illimitée. Voici le diagramme des temps figure 4. Cette même sortie est envoyée à C₅ R₉ qui constituent un cir-

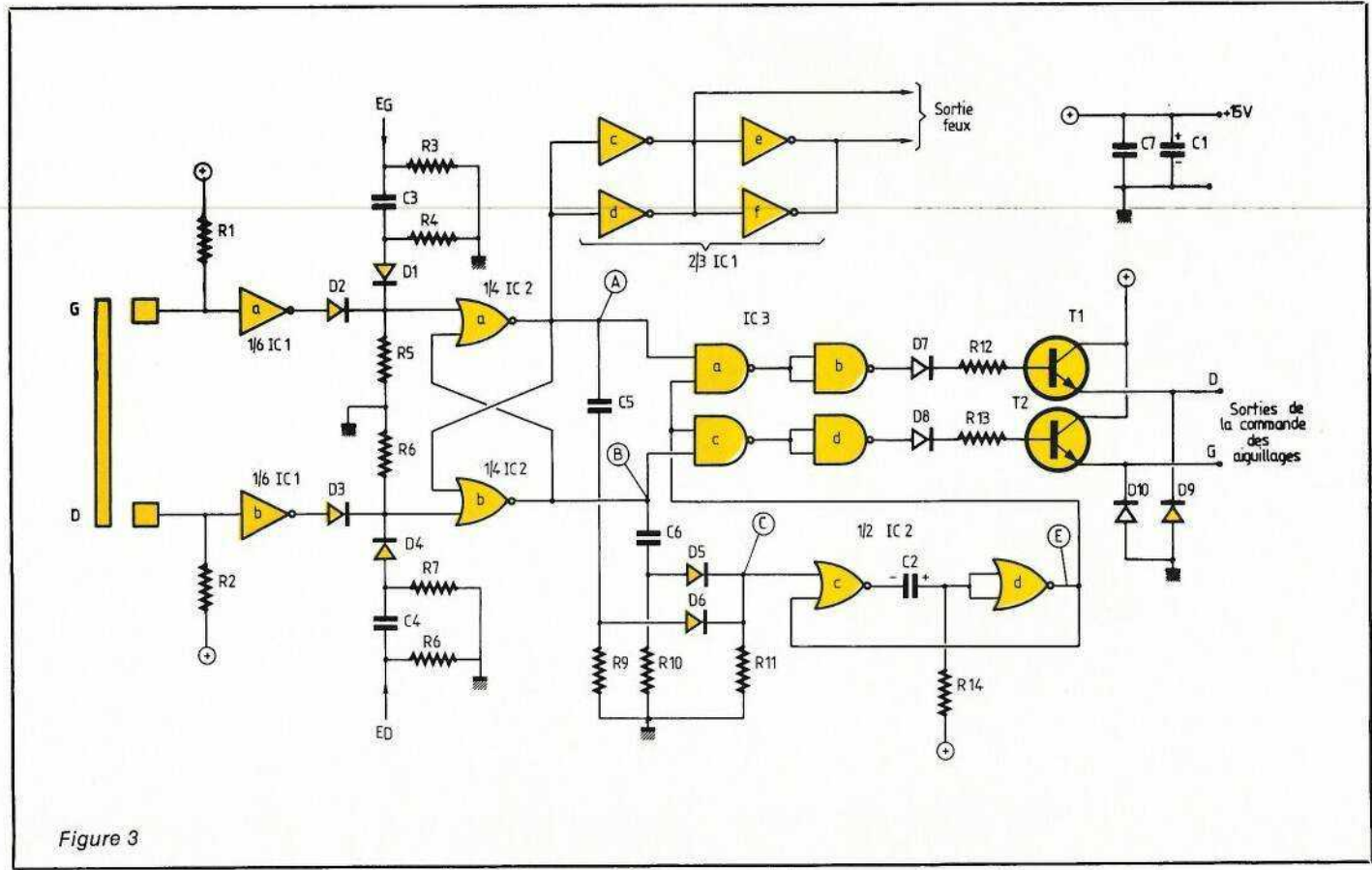


Figure 3

cuit dérivateur. L'impulsion disponible aux bornes de R₉ est envoyée à une porte OU réalisée grâce à D₅, D₆, R₁₁. On retrouve l'impulsion précédente en C qui déclenche le monostable réalisé avec les 2 portes NOR c et d de IC₂. On obtient en E une impulsion de durée T (fixée par C₂ et R₁₄) constante quelle que soit la durée de l'action sur le contact D.

Le créneau disponible en E est appliqué, ainsi que le niveau haut de la sortie A, à l'entrée d'une porte ET réalisée avec 2 portes Nand a et b de IC₃.

Certains lecteurs seront peut-être étonnés de voir l'auteur utiliser des portes NAND pour obtenir une porte ET mais, dans la mesure ou dans un boîtier 408, il y a 4 portes ET et que nous n'en avons besoin que de 2, il y aurait eu, de toute façon, 2 portes de trop, vous comprendrez facilement que ce qui compte c'est le résultat et que cette solution en vaut une autre.

Pour en terminer avec notre montage, la sortie de la porte ET réalisée autour de a et b de IC₃ ne se trouvera à l'état haut que pendant une durée égale à T.

Le courant que peut délivrer une porte CMOS étant trop faible pour commander un aiguillage qui nécessite environ 100 ou 200 mA, on a

utilisé le transistor T₁ comme interface de puissance. La diode D₇ a pour rôle d'assurer un blocage efficace de T₁ quand la sortie de la porte b de IC₃ est à l'état bas. La résistance R₁₂ limite le courant de base de T₁ à 5 mA ce qui est très suffisant pour le saturer. La diode D₉ qui se trouve branchée en parallèle sur la bobine de l'aiguillage annule les effets des courants induits qui y prennent naissance lors de l'établissement de l'annulation du courant dans celle-ci.

Il est évident que le fonctionnement décrit, en supposant une action sur le contact D, peut-être facilement reprise pour une action sur le contact G en prenant cette fois les composants associés à cette entrée.

Les 4 autres portes de IC₁ ont été associées 2 par 2 en parallèle et

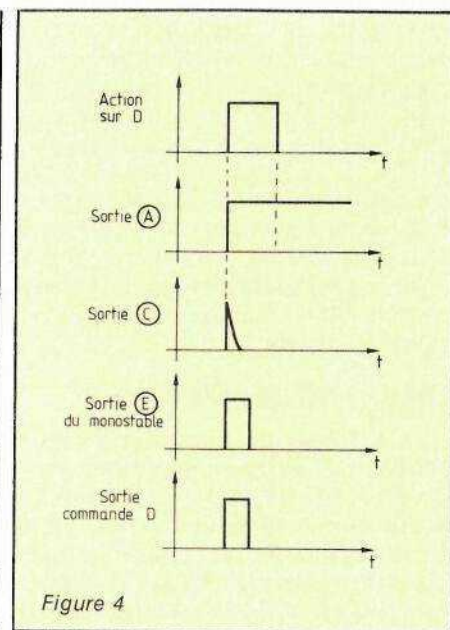


Figure 4

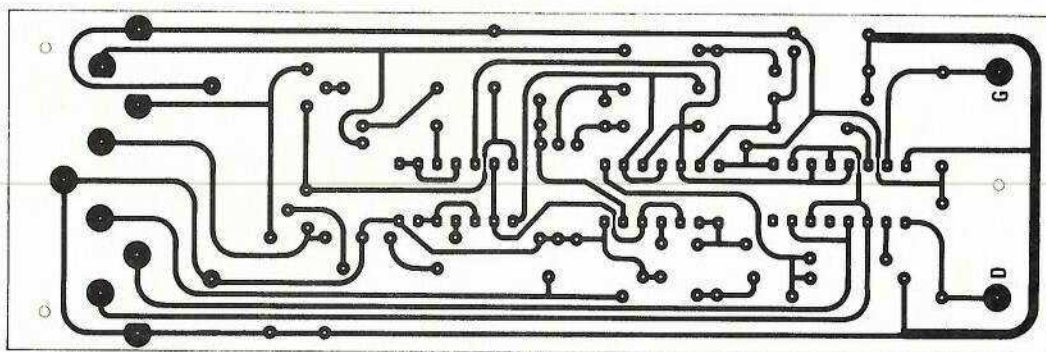
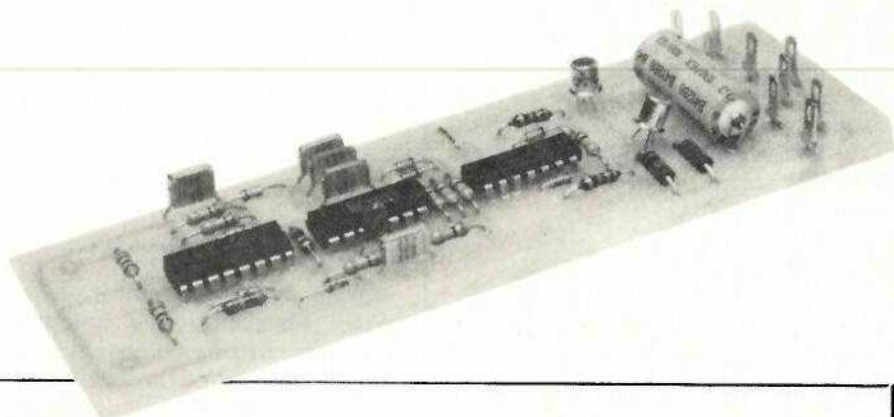


Figure 5

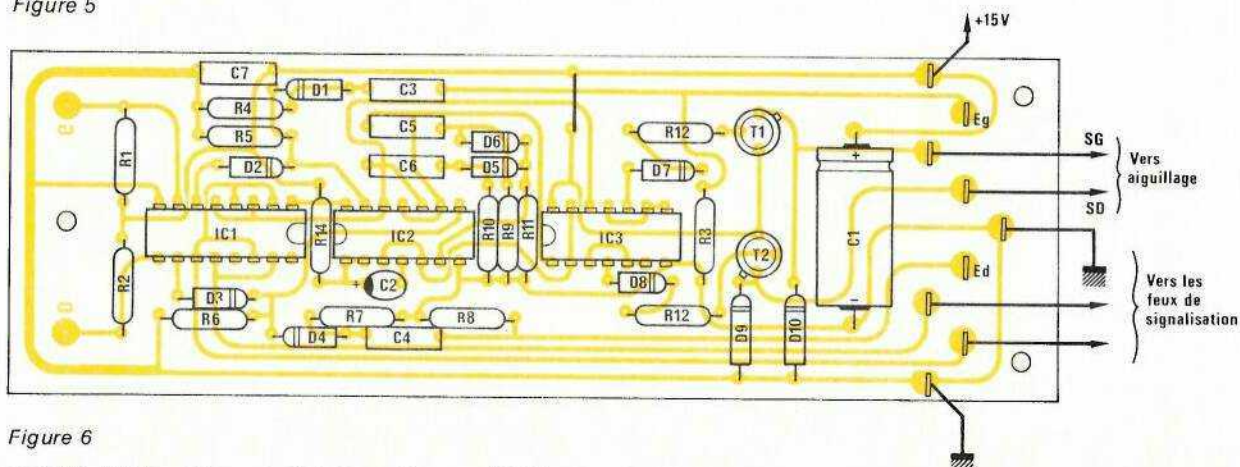


Figure 6

branchées à la sortie A. On dispose donc, d'une part à la sortie de c et d, d'autre part à la sortie de e et f, de 2 informations complémentaires pour l'allumage des feux de signalisation. La mise en parallèle de 2 portes inverseuses d'un 4049 permet d'obtenir en sortie un courant appréciable pouvant atteindre 20 ou 30 mA sans problème de dissipation thermique, valeur qui est suffisante pour alimenter 2 ou 3 LED.

Réalisation pratique

Le schéma du circuit imprimé et l'implantation des composants sur ce dernier sont donnés aux figures 5 et 6. Le circuit imprimé a une forme plutôt allongée de façon à pouvoir en mettre plusieurs côte à côte car en général on a plusieurs aiguillages à commander pour un même réseau.

Les touches à effleurement se trouvent côté cuivre et, en conséquence, le circuit imprimé devra être fixé dans tout boîtier avec la face cuivrée au-dessus. Cette solution n'est peut-être pas orthodoxe mais est assez simple et peu onéreuse.

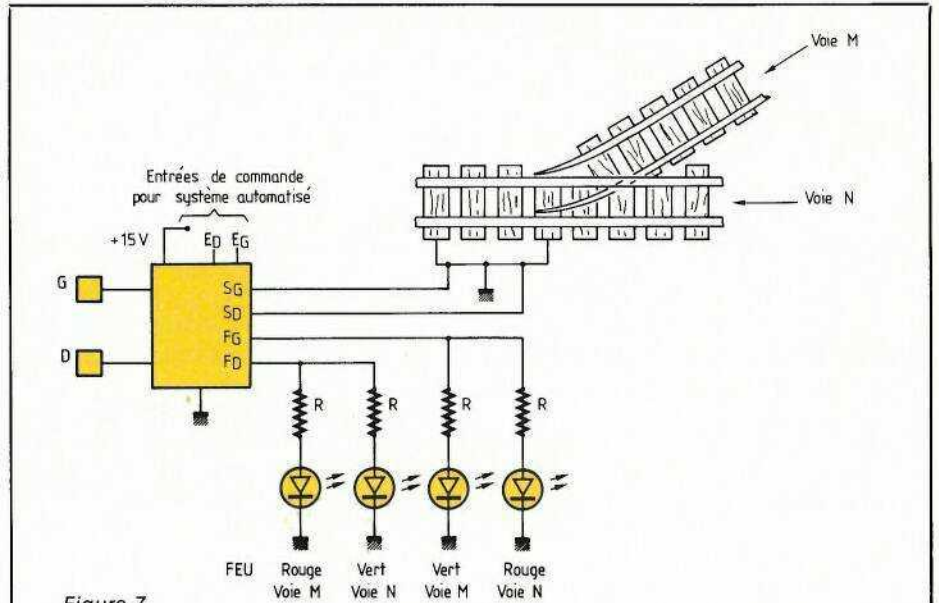
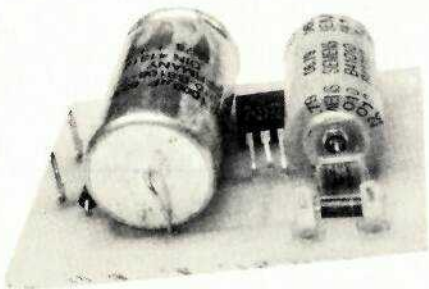


Figure 7

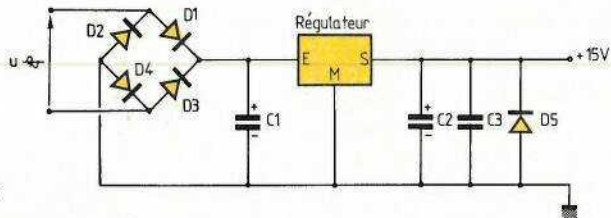


Figure 8

On pourra envisager pour les réseaux très complexes, comprenant plusieurs dizaines d'aiguillages, de réaliser un circuit imprimé ne rassemblant que les touches à effleurement, de simples fils assurant alors la liaison vers chaque circuit imprimé. L'initiative est laissée à cha-

que modéliste pour l'interconnexion générale.

Schéma de branchement

Nous donnons à la figure 7 un exemple de branchement possible du module de commande d'aiguil-

suite page 82

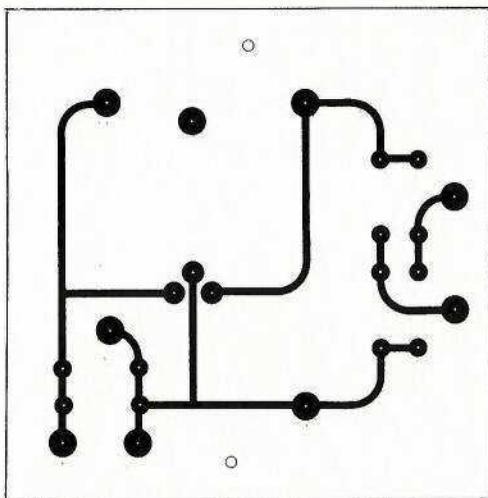


Figure 9

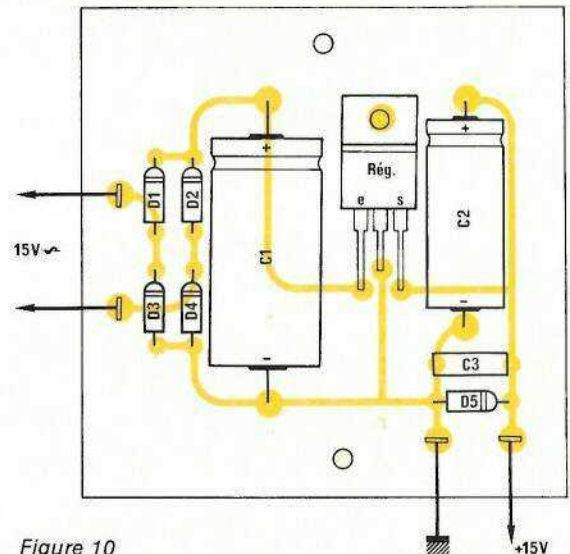


Figure 10

Un bip personnalisé : le Break-Beep



Contrairement à ce que l'on serait tenté de penser, ce n'est pas un concurrent du Roger-Beep. Il n'est pas destiné à signaler la fin de transmission, mais à signaler sa présence. En effet, sur les canaux CB des grandes villes, les stations tendent à oublier le petit blanc séparant deux interventions qui permet à un nouveau correspondant, de se manifester. A cet effet, ce bip particulier est mis en circuit, et il ne passe pas inaperçu.

Le cœur du circuit

C'est un circuit intégré de type récent, de Siemens, le SAB0600, minuscule en comparaison de ce qu'il fallait mettre en œuvre pour un résultat similaire dans le passé : un oscillateur d'horloge, un compteur et un oscillateur pour les notes de la mélodie. Notre circuit intégré se présente sous la forme du classique 555, un boîtier mini-Dil, à 8 pattes. Initialement, il est destiné aux carillons de porte ; il contient une logique de commande, un générateur de tonalité, un oscillateur d'horloge, un diviseur pour les trois tons, un amplificateur basse fréquence capable de délivrer 160 mW sur un haut-parleur de 8 ohms. Sa tension d'alimentation est comprise entre 7 et 11 volts, ce qui s'accorde bien avec celle des émetteurs-récepteurs, moyennant l'adjonction d'un régulateur intégré, le classique MC7808, dans sa version 500 mA. Le schéma d'origine figure 1 démontre la simplicité d'emploi du SAB0600 ; nous ne trouvons que quatre composants extérieurs : un découplage entre la broche 8 et la masse, un circuit RC déterminant à la fois la tonalité et la durée du carillon (broches 7 et 6), et un condensateur de liaison au haut-parleur (broche 3). Ceci étant valable pour le carillon, pour le Break-Beep, il nous faut compléter le circuit et nous reporter à la figure 2.

Adaptation du SAB0600 en bip

Les classiques Roger-Beep sont des circuits répondant à deux exigences précises : ils ne doivent pas générer leur signal pendant que l'émetteur est normalement en fonction, mais pendant la transition vers le mode réception, ils nécessitent une temporisation maintenant

l'émetteur momentanément en émission après le lâcher de la pédale PTT. Nous devons donc munir notre SAB0600 d'une validation de fonctionnement, d'une coupure d'alimentation empêchant une répétition intempestive, et d'une temporisation. L'alimentation sera coupée par le relais à deux inverseurs qui fournit simultanément les contacts Émission-Réception. En position réception, le générateur de mélodie ne peut pas se déclencher accidentellement. Le départ du cycle du carillon s'obtenant par une impulsion positive, un transistor nous tirera d'affaire en se saturant au moment propice. La temporisation, afin d'éviter le déclenchement à l'improviste, n'est pas réalisée par un monostable qui, de toute façon aurait nécessité un transistor supplémentaire pour exciter le relais, mais avec un classique Trigger de Schmitt. Le synchronisme validation-coupure d'alimentation-temporisation, s'obtient par une porte logique à diodes. Il suffit de connecter à la masse la diode de base du transistor déclencheur (broche 2 du SAB0600) et celle déchargeant le condensateur du temporisateur pour mettre le circuit en batterie. Dès que les diodes sont libérées, le carillon, déjà alimenté, reçoit l'impulsion de commande, le condensateur se charge, et le relais finit par décoller, interrompant le cycle, et le laissant en veille jusqu'à la prochaine mise à la masse des diodes combinant les fonctions. En fait, nous distinguons trois cycles distincts :

1 — le contact du micro pressé, en émission, « arme » le circuit ; nous constatons qu'il est alimenté, mais l'impulsion de déclenchement n'est pas envoyée, le temporisateur est inerte, le relais collé ;

2 — le contact du micro est relâché, l'impulsion est fournie par le déblocage du transistor attaquant la

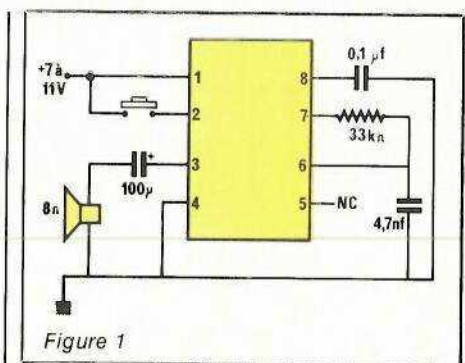


Figure 1

broche 2 du SAB0600, et le condensateur de temporisation commence à se charger pendant que la mélodie est sur l'antenne ;

3 — le condensateur suffisamment chargé, provoque le basculement du Trigger de Schmitt, décollant le relais, et désarmant le circuit, par coupure d'alimentation.

Les valeurs de la résistance et du condensateur des broches 6 et 7 du SAB0600 influant simultanément sur la tonalité et la durée, il est nécessaire de rechercher la valeur optimale de la résistance en série avec le condensateur de temporisation, afin d'obtenir le décollage du relais synchronisé avec la fin de la mélodie. Il suffit, après avoir choisi, selon son goût, et le son, et la durée, avec un potentiomètre de 470 k ohms, de déterminer la valeur de la résistance de temporisation et de la remplacer ensuite par une résistance fixe proche de la valeur.

La réalisation

Le circuit imprimé simple face est donné figure 3. Les composants, à l'exception du relais OMRON G2 V2, sont de taille normale, la miniaturisation extrême n'étant pas recherchée, ils sont implantés selon la figure 4. Une sortie pour haut-parleur de contrôle a été prévue au-dessus du

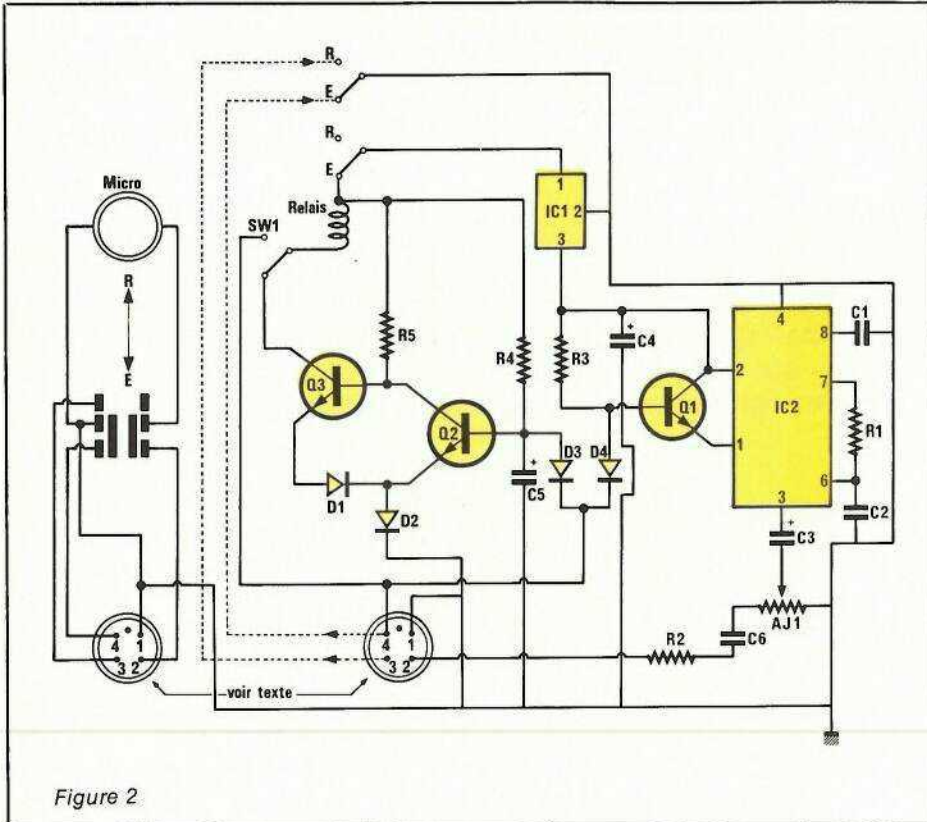


Figure 2

potentiomètre de réglage de niveau de sortie. Tous les tests s'effectuent sur haut-parleur. Lorsque tout est opérationnel, il faudra repérer le brochage de la prise micro dans l'émetteur-récepteur, puis les trans-

férer sur les contacts du relais. Ensuite, pour débrayer le dispositif, il faut trouver un inverseur peu utile (Public-address ou Noise Blanker) et raccorder le relais soit au collecteur du BD 135, soit au commun du micro.

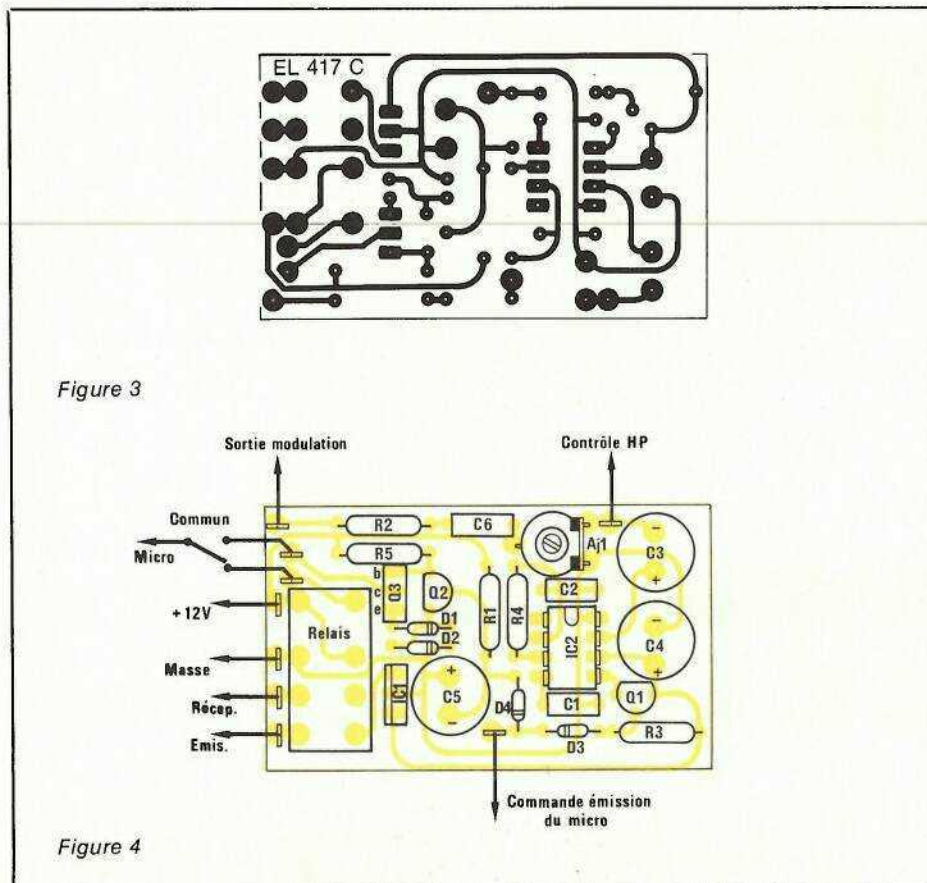


Figure 3

Figure 4

Utilisation

Lorsque vous voulez signaler votre présence auprès de stations en conversation, il vous suffit d'attendre que l'une d'entre elles ait fini de parler pour envoyer un signal trapu qui ne manquera pas d'attirer l'attention. Vous pouvez aussi employer une procédure de trafic nouvelle: convenez d'un canal de dégagement avec vos correspondants habituels, puis, lorsque vous les trouvez en conversation, ou que vous pensez qu'ils sont à l'écoute d'un QSO, ou en attente sur un canal d'appel, vous envoyez votre signal personnalisé, puis vous dégagez sans prendre la parole. Vous ne bloquez ou perturbez une liaison que quelques fractions de secondes sans gêner qui que ce soit. Cela permet de se manifester le plus brièvement possible, et change du sempiternel Roger-Beep, mais n'en abusez pas comme bip de fin d'émission, pitié pour les autres!

B. BENCIC

Nomenclature

Résistances: 1/4 W, 5 %

- R₁ = 33 kΩ
- R₂ = 10 kΩ
- R₃ = 10 kΩ
- R₄ = 220 kΩ
- R₅ = 10 kΩ
- A_{j1} = 10 kΩ ajustable horizontale Piher

Condensateurs

- C₁ = 0,1 μF MKH
- C₂ = 4,7 nF MKH
- C₃ = 100 μF 16 V sorties radiales
- C₄ = 100 μF 16 V sorties radiales
- C₅ = 100 μF 16 V sorties radiales
- C₆ = 10 nF MKH

Semiconducteurs

- D₁, D₂, D₃, D₄ = 1 N 4148
- T₁, T₂ = BC 237
- T₃ = BD 135

Circuits intégrés

- IC₁ = 7808 P
- IC₂ = SAB 0600

Divers

- 1 relais Omron G2V2-12 V



A chacun son alarme

Août! Le mois tant attendu par tant d'amateurs de grands départs, mais aussi, hélas, pour bon nombre de cambrioleurs pour qui appartements et pavillons provisoirement à l'abandon représentent une irrésistible tentation.

Face à ce risque sans cesse croissant, il est devenu habituel de songer à l'installation d'un système d'alarme. Ce genre de « bonne résolution » demeure cependant souvent un vœu pieux, les travaux étant régulièrement reportés d'année en année, jusqu'au jour où une désagréable surprise attend les vacanciers à leur retour!

En faisant le point sur ce sujet si vaste des systèmes d'alarme, nous espérons donner à nos lecteurs le « coup de fouet » qui les incitera à passer à l'action avant qu'il ne soit trop tard!

A quoi sert une alarme?

Cette question n'est certainement pas inutile à poser, car bien des gens s'imaginent encore en toute bonne foi qu'un simple petit ronfleur, se déclenchant lors de l'ouverture de la porte d'entrée, suffit à écarter tout risque de cambriolage.

Remettons les choses au point en rappelant que dans certains secteurs de la banlieue parisienne, les « hommes de l'art » opèrent en plein jour, à grand renfort de camionnettes de location, sans se soucier le moins du monde des sirènes qui peuvent se déclencher, la déplorable mode des « klaxons sophistiqués » ayant depuis longtemps lassé l'attention du voisinage.

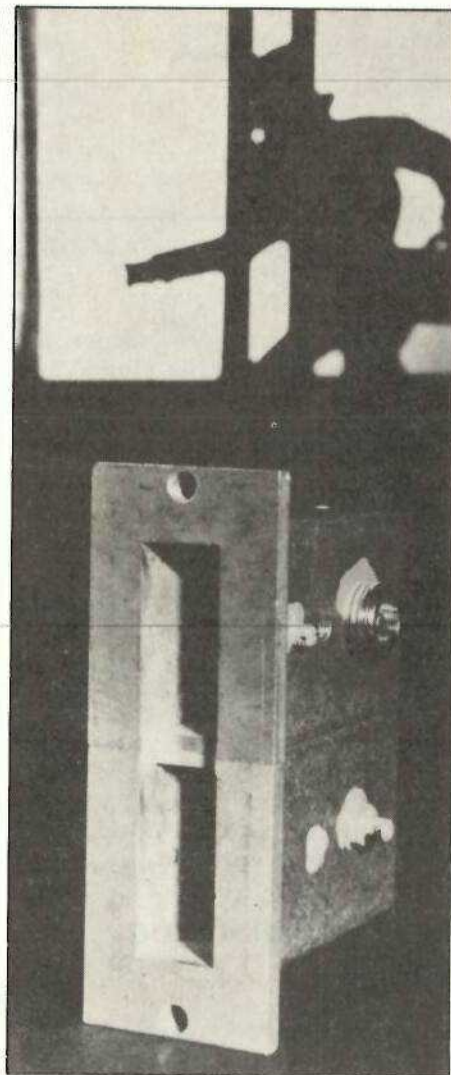
Cela étant posé, il peut être instructif de passer en revue les rôles que tout système d'alarme digne de ce nom se doit de remplir tour à tour, la figure 1 va nous y aider.

• Dissuasion:

La meilleure protection est sans nul doute celle qui est capable, par sa seule présence, d'ôter toute mauvaise idée au cambrioleur.

Si votre patrimoine se limite à quelques meubles vermoulus, un fer à souder, et ce numéro de Radio Plans, soyez sûr qu'une simple pancarte « Attention, antivol » suffira amplement.

Si par contre vous possédez des objets atteignant une valeur notable, sachez que même le plus impressionnant des systèmes d'alarme ne fera pas changer d'idée un pro-



fessionnel averti (les banques ne sont-elles jamais cambriolées?).

Simplement, les travaux de préparation seront plus longs, plus minutieux, plus coûteux, et il faut savoir

que la « corporation » ne travaille que rarement à perte! L'importance du butin emporté sera à la mesure des efforts déployés...

Bref, bien que nullement négligeable, le pouvoir dissuasif d'une alarme ne peut en aucun cas être considéré comme une fin en soi, mais bien comme un complément d'efficacité.

• Résistance:

Un système d'alarme efficace doit multiplier au maximum les embûches semées sur le parcours des cambrioleurs: multiples sirènes, effets d'éclairage, faux détecteurs, etc.

Sachez que les « opérations » doivent durer un strict minimum de temps et qu'une approche trop pénible peut entraîner l'abandon du « coup ». Dans le pire des cas, il faut rester conscient du fait que chaque minute perdue pour les cambrioleurs représente soixante secondes gagnées par les secours éventuels.

• Signalisation

Bien que cette fonction ne puisse en aucun cas être considérée comme suffisante, la signalisation reste bien sûr absolument indispensable.

Présente sous la forme d'une sirène locale, cette signalisation peut parfois mettre en fuite les malfaiteurs, mais surtout doit absolument déclencher l'intervention des secours.

La sirène locale est tout à fait inutile si les environs sont déserts à 2 km à la ronde, ou s'il ne fait aucun doute que les voisins feront la sourde

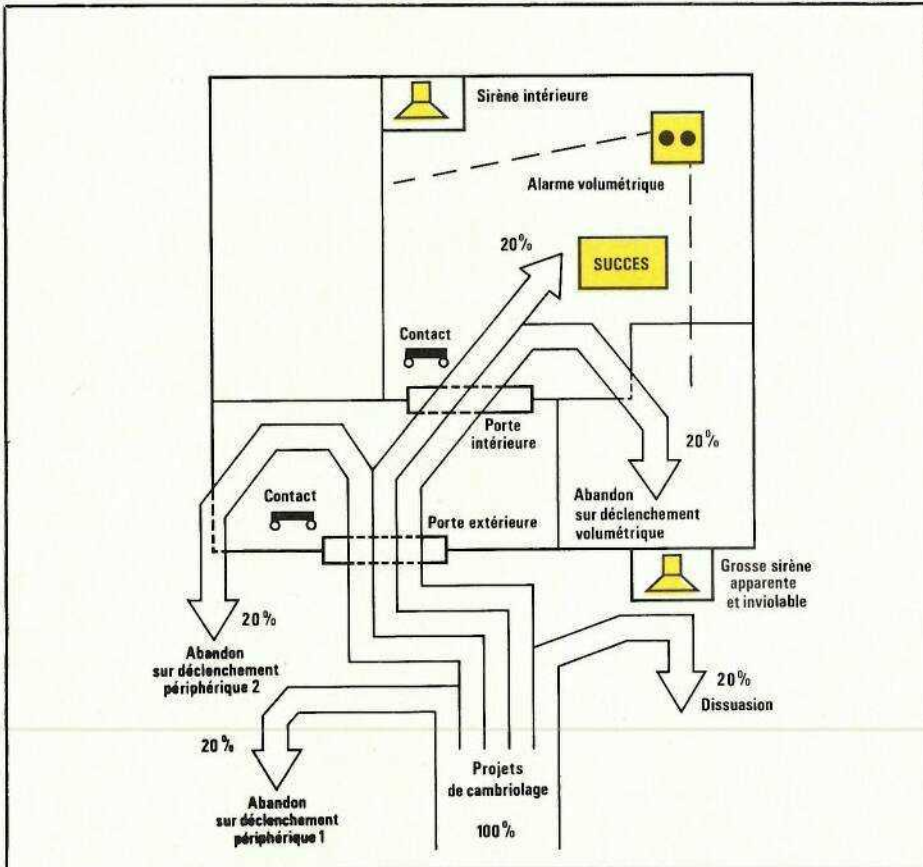


Figure 1: Schéma montrant l'effet de division des risques obtenus par la multiplication des modes de protection. N.B.: Les pourcentages indiqués ne constituent que des exemples.

oreille. Il faut donc étudier avec le plus grand soin, dans les limites autorisées par les règlements, l'emplacement et la puissance de la sirène. Par ailleurs, sachez qu'il est certain que chaque déclenchement intempêtif fait considérablement diminuer la probabilité d'une intervention du voisinage au « jour J ». On peut estimer qu'après 4 ou 5 fausses alertes au maximum, tout système d'alarme se retrouve totalement coupé de l'extérieur, et pour très longtemps...

Dans bien des cas, le déclenchement d'éclairages puissants et clignotants, associés à une sirène, même peu puissante, l'emporte largement en efficacité sur le plus strident des avertisseurs sonores.

De plus en plus souvent, l'inertie ou l'absence du voisinage poussent les installateurs d'alarmes à mettre en place des systèmes de transmission à distance. Quoi de plus efficace, en effet, que d'être personnellement averti, même à l'autre bout du pays, qu'il « se passe quelque chose » ? Il devient alors possible de téléphoner au voisin, au concierge, voire à la police, ce qui est certes plus sûr que trois minutes de sirène !

Le réseau téléphonique fournit à peu de frais des moyens de plus en

plus performants pour diriger des alarmes vers les lieux les plus divers.

● Continuité de la protection :

Un système d'alarme ayant mis en fuite les intrus, ou déclenché une intervention victorieuse du voisinage n'arrive pas pour autant au bout de sa tâche : il doit poursuivre sa veille afin de donner à nouveau l'alarme si une autre équipe (ou parfois la même !) profite de la brèche ouverte dans le système défensif lors de la première tentative manquée. En effet, ni les voisins, ni la police ne peuvent rester en faction jusqu'à ce que le maître des lieux ait fait effectuer les réparations voulues !

Les qualités d'une alarme :

Ces grands principes étant posés, il est nécessaire de préciser davantage quels sont les points principaux sur lesquels devra s'exercer la vigilance du candidat à la protection.

● La fiabilité :

Si l'on part du principe qu'il ne saurait être question de procéder ré-

gulièrement à des essais du système complet (assimilables pour le voisinage à autant de fausses alarmes), il est clair que la probabilité de panne (quelle qu'en soit la nature) doit être extrêmement faible. Les professionnels diraient que la fiabilité, ou le MTBF, doivent être importants. Cette allusion au matériel professionnel n'est pas sans fondement : tout comme un missile, le système d'alarme doit être capable de rester en attente pendant plusieurs années, tout en conservant intacte sa puissance belliqueuse pour le « grand soir ».

Certes, des visites d'entretien périodiques peuvent avantageusement être prévues, mais il convient de ne pas en abuser.

Le lecteur aura compris que le « bricolage » (dans le mauvais sens du terme) doit être exclu du domaine de la protection antivol. Le prix démentiel des systèmes « clés en mains » est là pour rappeler à l'occasion qu'il est pour le moins risible de prétendre avoir réalisé « l'arme absolue » avec trois transistors, une pile et un relais !

● La robustesse

Directement liée à la notion de fiabilité, la question de robustesse, tant vis-à-vis des agressions atmosphériques (corrosion, humidité) que vis-à-vis du temps, conditionne aussi le temps au bout duquel il pourra s'avérer nécessaire de refaire l'installation.

Certains moteurs de voitures durent 300 000 km et plus, d'autres 50 000 et moins, et la fourchette est encore bien plus large en matière de systèmes d'alarme ! On ne craindra donc pas de faire appel à de forts coffrets étanches, à des câbles de diamètre suffisant solidement fixés, et surtout à des éléments détecteurs de haute qualité.

● L'autonomie :

Ce serait un non sens que de prévoir un système d'alarme exclusivement alimenté par le secteur : les risques de pannes et surtout de sabotage sont beaucoup trop importants.

Les piles peuvent représenter une solution acceptable, à condition de ne pas aller s'imaginer qu'elles ne « s'usent que si l'on s'en sert » !

Sauf si vous faites appel à des piles au lithium, fort chères au demeurant, mais que dix ans de stockage n'effraient pas outre mesure,

changez-les au moins tous les six mois ou tous les ans s'il s'agit de piles alcalines.

Il est cependant rare qu'un système tant soit peu évolué côté détection et signalisation puisse se contenter de quelques ampère-heure d'une batterie de piles d'importance raisonnable.

La solution la plus couramment retenue est donc la batterie (par exemple de voiture) montée en secours du secteur, et constamment maintenue à pleine charge par celui-ci.

À défaut du secteur, le recours à un chargeur à panneau solaire commence à devenir à peu près abordable si l'on choisit bien son fournisseur.

● L'inviolabilité :

Puisqu'il faut tenir pour certain que bien des cambrioleurs sont de nos jours d'excellents techniciens, il serait dangereux de supposer que quelques contacts disposés à des endroits stratégiques peuvent suffire à mettre en échec l'ingéniosité de ces messieurs.

Une protection satisfaisante passe donc par la multiplication des systèmes très différents et absolument indépendants. La classique « centrale d'alarme », même très bien protégée, reste un point extrêmement vulnérable. Chaque fois que la chose s'avère possible, il convient donc de jouer à fond la carte de la « décentralisation » ! Ce faisant, le monte-en-l'air trop spécialisé laissera tôt ou tard entrevoir son point faible, ou abandonnera la partie.

Il est par exemple très avantageux d'utiliser des sirènes autoalimentées, qui continuent à retentir même après coupure de leur câble, grâce à leur batterie incorporée.

Un système très apparent mais parfaitement autoprotégé est très supérieur (ne serait-ce que par son effet dissuasif) au plus discret des réseaux « à rupture de boucle », qu'un professionnel averti localisera sans peine, pour le neutraliser en quelques instants par pontage.

● L'efficacité :

Il ne suffit pas qu'un système d'alarme fasse beaucoup de bruit et se déclenche à coup sûr, encore faut-il que sa mise en branle entraîne l'intervention des secours dans les meilleurs délais.

C'est donc cas par cas qu'il faut étudier la nature et l'implantation

des organes de signalisation et de transmission des alarmes.

L'éloignement des voisins, leur présence permanente ou sporadique, leur caractère et leurs sentiments à votre égard constituent autant de facteurs à faire soigneusement entrer en ligne de compte.

Il n'est donc pas possible de parler décemment de l'efficacité d'un système d'alarme hors de tout ce contexte essentiellement personnel.

● L'esthétique :

Clôtures électriques, chevaux de frise et miradors ont maintes fois prouvé leur efficacité dissuasive, sans pour cela constituer des bijoux d'architecture.

Lors de l'installation d'un système d'alarme, on souhaite généralement préserver l'esthétique tant intérieure qu'extérieure des locaux à protéger.

Cette exigence très légitime complique singulièrement la pose des réseaux de câbles nécessaires au fonctionnement de certains systèmes.

● La simplicité :

Que l'installation soit exécutée par un amateur ou un professionnel, la simplicité des opérations agit favorablement sur le temps nécessaire et sur la somme à investir. Le critère d'esthétique évoqué plus haut est par ailleurs directement lié à cette notion de simplicité d'installation.

D'un autre côté, les manipulations courantes à exécuter lors des accès aux locaux protégés ne doivent pas rendre nécessaire la lecture d'un manuel de 200 pages. Une clé, un numéro de code, un boîtier de télécommande, un interrupteur dissimulé (mais très bien dissimulé) sont autant d'organes de mise en route et d'arrêt dont l'utilisation, même par des personnes peu habituées à la technique, ne soulève pas de problème majeur.

● Le coût :

Cette question fondamentale sur un choix considérable, et à vrai dire, assez déroutant.

Un système « clés en mains » installé par un professionnel connu peut coûter des dizaines de milliers de francs. Inversement, il existe une foule de kits qui, pour quelques dizaines à quelques centaines de francs, se vantent d'offrir une protection « totale ».

Il faut de toutes façons préciser que la protection totale n'existe pas (et n'existera jamais), mais qu'au moins, la défaillance de l'installation professionnelle entraîne des suites de nature à indemniser totalement la victime de son préjudice (assurances, garantie du professionnel, etc.).

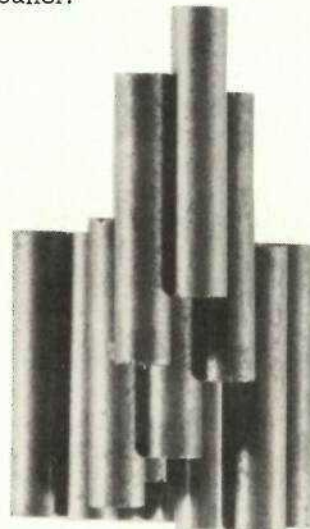
Le petit kit à 150 F n'offre évidemment aucune garantie de ce côté, mais peut faire assez bonne figure en tant que composant d'un ensemble plus évolué faisant appel à diverses techniques. Lors de la comparaison entre une installation « clés en mains » et une réalisation par ses propres moyens, il ne faut pas oublier de comptabiliser le temps passé qui, aux taux actuels de la main d'œuvre, fait rapidement monter la « facture ».

Il ne faut donc avoir aucune honte devant une installation « bricolée » (dans le sens noble du terme cette fois) par ses propres moyens, dès lors que celle-ci a été réalisée en conformité avec les principes énoncés plus haut.

Il est toutefois difficile de faire admettre à une compagnie d'assurances que le travail d'un amateur averti peut valoir celui d'un professionnel, et il ne faut donc pas trop compter sur une réduction de prime !

Les principaux types d'alarmes :

Nous allons ici décrire les procédés de protection les plus utilisés, afin de permettre à nos lecteurs de fixer leur choix parmi les nombreux produits proposés soit dans le commerce, soit dans les publications techniques, mais toujours d'après une étude approfondie de leur cas particulier.



Aimants à flux élevé pour ILS.

a) La protection périphérique :

Comme son nom l'indique, la protection périphérique protège les locaux au niveau de leur limite avec le milieu extérieur, et agit donc dès les premières tentatives d'effraction, on peut en voir un exemple à la figure 2. Les détecteurs utilisés vont du simple contact au barrage à infrarouges, en passant par les tapis de sol, les ampoules ILS, les détecteurs de choc, etc.

Ces détecteurs sont parfois reliés individuellement à une centrale d'alarme, mais l'importance du câblage nécessaire conduit souvent à se rabattre vers un système de mise en série des contacts à ouverture, et en parallèle des contacts à fermeture.

Il existe de nombreux moyens permettant de passer au travers de ce type de protection (accès par la toiture, pontage du détecteur à travers une ouverture ménagée dans la porte ou la fenêtre, etc.).

De ce fait, la protection périphérique ne peut plus guère être considérée que comme une « première ligne » destinée surtout à faire perdre du temps aux cambrioleurs, ou à décourager les moins hardis d'entre eux.

Les concepteurs d'alarmes ont donc été poussés à mettre au point des systèmes beaucoup plus évolués, mais également plus coûteux.

b) La protection volumétrique

Si nous ne savions qu'elle n'existe pas, nous pourrions être tentés de voir dans la protection volumétrique la véritable « arme absolue ».

Les détecteurs volumétriques sont en effet capables de déceler, sans aucun contact physique, tout mouvement à l'intérieur d'un volume qui peut atteindre celui d'un appartement, le principe est donné figure 3. De plus, émetteur et récepteur d'ondes détectrices étant placées en un même point, le « contournement » est considérablement plus délicat que celui d'un barrage photoélectrique, par exemple.

Les fabricants prétendent qu'il est impossible d'approcher de l'appareil sans le déclencher, mais les cambrioleurs savent bien « qu'impossible n'est pas français », et qu'il est parfois facile de passer par derrière, quitte à découper une cloison !

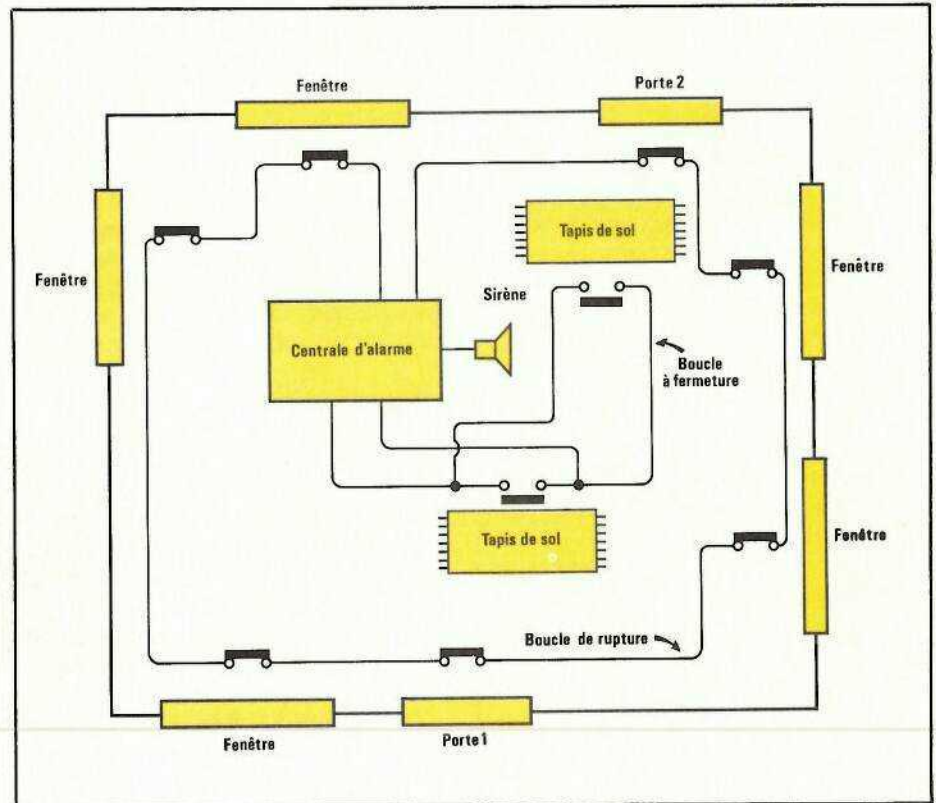


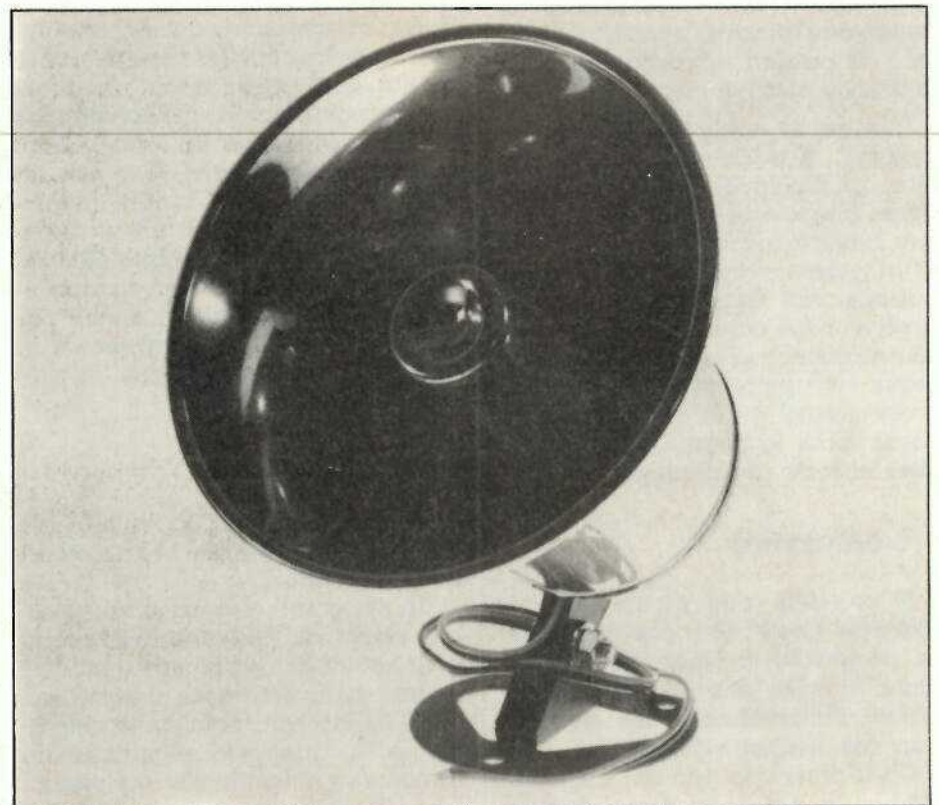
Figure 2: Principe d'une protection périphérique.

Plusieurs de ces détecteurs sont donc souvent nécessaires, chacun d'entre eux protégeant les autres.

Les principes en jeu sont relativement simples: un émetteur envoie à intervalles réguliers des impulsions ultrasoniques, hyperfréquences, ou infrarouges, qui sont réfléchies par

l'environnement avant d'atteindre le récepteur.

Si une quelconque modification intervient dans les modalités de retour d'une impulsion par rapport à la précédente (amplitude, retard, avance, glissement de fréquence), des circuits d'analyse convenables



peuvent en déduire qu'une modification s'est produite dans l'environnement, donc qu'un mouvement est en cours.

Chaque technologie présente ses inconvénients: certains détecteurs à ultrasons sont déclenchés par la sonnerie du téléphone, alors qu'un « radar » à hyperfréquences mal réglé détectera les camions passant dans la rue!

Le « nec plus ultra » consiste donc à associer des détecteurs de technologies diverses à une protection périphérique, et de réaliser des fonctions logiques n'autorisant le déclenchement de l'alarme que si une certaine vraisemblance est constatée.

On se rend compte que, même réalisé par un amateur, une installation performante peut revenir fort cher. A titre d'exemple, mentionnons qu'il faut compter 500 à 1 000 F pour le simple composant qu'est la

cavité d'émission-réception hyperfréquences d'un seul « radar » volumétrique!

c) La simulation de présence

Présentée par certains comme « plus efficace que l'alarme », la simulation de présence, même très évoluée, ne peut guère dissuader que les cambrioleurs de passage, opérant sans but précis, donc sans enquête préalable, le principe en est donné à la figure 4.

Cela constitue déjà un atout non négligeable, qui permet de conseiller le simulateur de type classique, laquelle entrera en action contre les malfaiteurs « sérieux », qui ne seront pas dupes de l'absence de va-et-vient « humain » pendant plusieurs jours.

Le simulateur prend en charge la reconstitution, par des effets lumineux et sonores, des signes extérieurs d'une présence dans les lieux. Le « programme » ne doit bien sûr pas être fixe (sous peine d'accoutumance), et doit impérativement rester vraisemblable (activité apparente limitée à des heures décentes).

Compte tenu des puissances mises en jeu et de la durée de fonctionnement à prévoir, l'alimentation secteur (surtout pas secourue sous peine de totale invraisemblance!) reste pratiquement la seule solution, ce

qui exclut d'emblée les résidences secondaires longtemps inoccupées. La plus élémentaire prudence impose en effet une mise hors tension de l'installation électrique, aussi soignée soit-elle!

Conclusion

Nous espérons avoir réussi à convaincre nos lecteurs qu'il est temps pour eux, si ce n'est déjà fait, de penser sérieusement à l'installation d'un système d'alarme efficace.

Les heureux possesseurs d'une installation existante ne doivent cependant pas se reposer sur leurs lauriers, et auraient le plus grand intérêt à l'examiner d'un regard critique.

La constante évolution de la technique, ainsi que l'ingéniosité croissante des cambrioleurs obligent à remettre périodiquement en question les protections tant soit peu anciennes, et éventuellement à les compléter par des dispositifs de détection plus élaborés.

Souvent présentée comme le domaine réservé des professionnels, la protection antivol reste en réalité accessible à l'amateur méticuleux, dont la qualité principale sera l'aptitude à analyser très exactement tous les points faibles, qu'il conviendra alors de protéger au plus vite!

P. GUEULLE

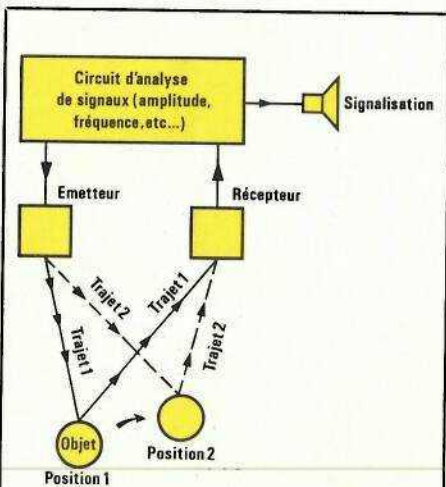


Figure 3: Principe d'une alarme volumétrique.

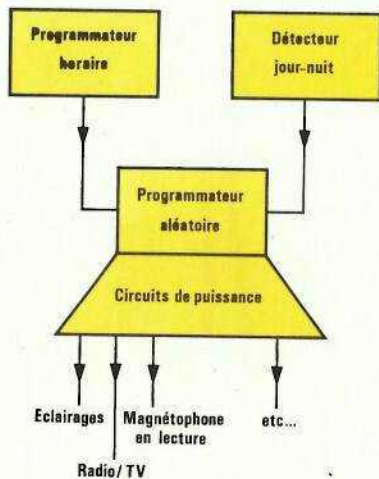
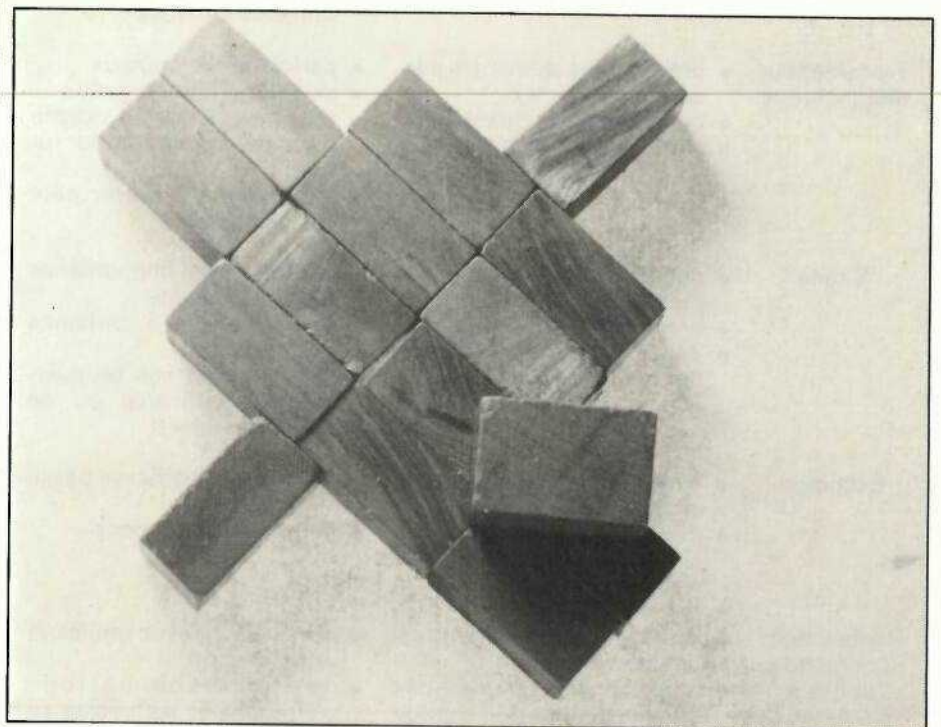


Figure 4: Principe d'une simulation de présence.



Aimants courants pour les dispositifs à rupture de contact par ILS.

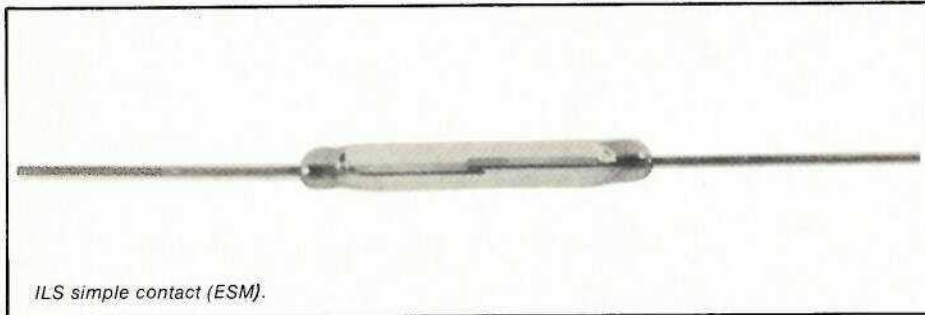


Tableau comparatif des divers systèmes utilisables:

Système	Avantages	Inconvénients
Protection périphérique	<ul style="list-style-type: none"> ● principe simple ● peu coûteuse ● facilement évolutive ● faible consommation 	<ul style="list-style-type: none"> ● câblage touffu ● très connue des cambrioleurs ● facile à neutraliser
Protection volumétrique à ultrasons	<ul style="list-style-type: none"> ● Installation très simple ● faible encombrement ● difficile à atteindre en vue d'un sabotage ● prix raisonnable en exécution amateur 	<ul style="list-style-type: none"> ● consommation notable ● risques de déclenchements intempestifs ● peut être «tournée» par des mouvements très lents ● effets secondaires sur les animaux et parfois sur les humains
Protection volumétrique à hyperfréquences	<ul style="list-style-type: none"> ● installation très simple ● faible encombrement ● difficile à atteindre ● traverse les cloisons (protège plusieurs pièces) ● peut consommer très peu (selon modèles) 	<ul style="list-style-type: none"> ● prix élevé, même en exécution amateur ● soumis aux réglementations HF ● peut détecter des mouvements extérieurs à l'habitation (déclenchements intempestifs)
Simulation de présence	<ul style="list-style-type: none"> ● simple et peu coûteux ● fait diminuer les risques de tentatives d'effraction 	<ul style="list-style-type: none"> ● consomme beaucoup ● peut devenir dangereux (sans surveillance) ● ne résiste pas à une surveillance sérieuse
Transmetteur téléphonique	<ul style="list-style-type: none"> ● prévient directement la personne concernée ● consommation quasi nulle ● extrêmement discret 	<ul style="list-style-type: none"> ● parfois assez coûteux ● exige une homologation ● peut être saboté ou victime d'un dérangement du réseau ● la personne à avertir peut être absente
Sirène	<ul style="list-style-type: none"> ● peut mettre en fuite les malfaiteurs ● prévient tout le voisinage ● peut être autoalimentée donc «inviolable» 	<ul style="list-style-type: none"> ● entraîne des phénomènes d'accoutumance ● doit répondre à certaines normes ● inefficace en cas de puissance insuffisante ou de voisinage désert
Éclairage	<ul style="list-style-type: none"> ● parfois plus efficace que la sirène ● aucune norme à respecter (sinon celles de sécurité électrique) 	<ul style="list-style-type: none"> ● difficilement observé par le voisinage ● consomme beaucoup
Installation complexe, utilisant plusieurs des principes précédents	<ul style="list-style-type: none"> ● seule solution vraiment efficace ● compensation naturelle des inconvénients de chaque procédé ● très difficile à saboter 	<ul style="list-style-type: none"> ● coût élevé et complexité d'installation ● les consommations s'ajoutent et les câbles se multiplient

Annexe bibliographique:

Les lecteurs intéressés par la construction d'équipements de protection antivol pourront se reporter aux articles suivants:

● Protections périphériques:

Très nombreux articles, et en particulier notre série «alarme modulaire» (RP numéros 374 à 379), protection périphériques sans fils: RP n° 386.

● Protections volumétriques:

A ultrasons: RP n° 376.

A hyperfréquences: RP n° 411.

● Barrage photoélectrique:

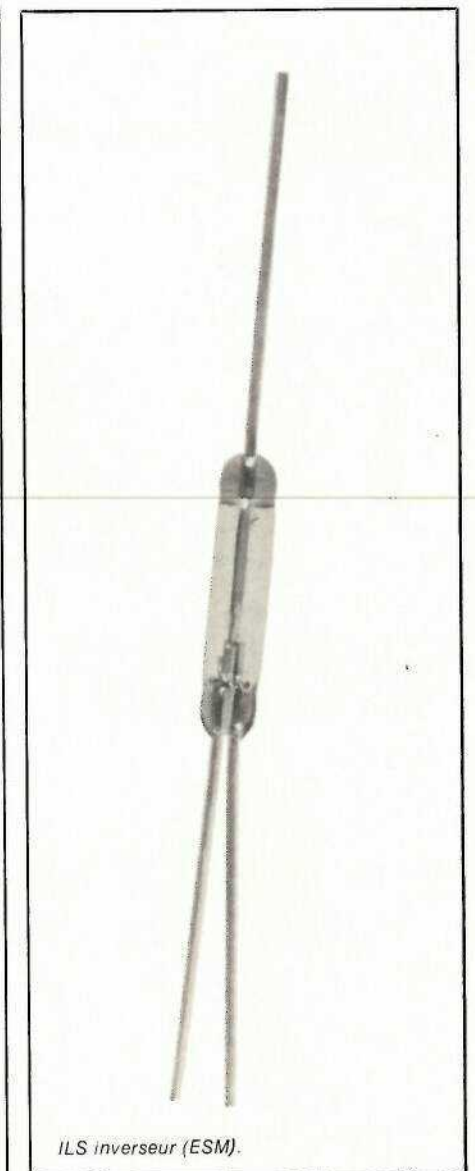
RP n° 375.

● Transmetteur téléphonique:

Électronique Application n° 8 (voir aussi notre ouvrage «Interphone Téléphone, montages périphériques» ETSF éditeur).

● Simulateur de présence:

RP n° 388.



Quelques manipulations sur les diodes

Nous proposons ci-dessous de compléter, par des manipulations simples, l'étude théorique de la diode, publiée dans un autre article de ce même numéro.

Conformément à la philosophie de la rédaction, le matériel mis en œuvre est celui que nous jugeons indispensable à tout laboratoire d'électronique : une alimentation réglable, un multimètre, un générateur BF, et un oscilloscope.

Naturellement, certains composants sont également nécessaires : des résistances, un transformateur, et... quelques diodes !

Relevé statique de la caractéristique d'une diode

Cette caractéristique étant la courbe représentative des variations de V (tension aux bornes de la diode) en fonction de I (intensité du courant qui la traverse), il faut, pour la relever :

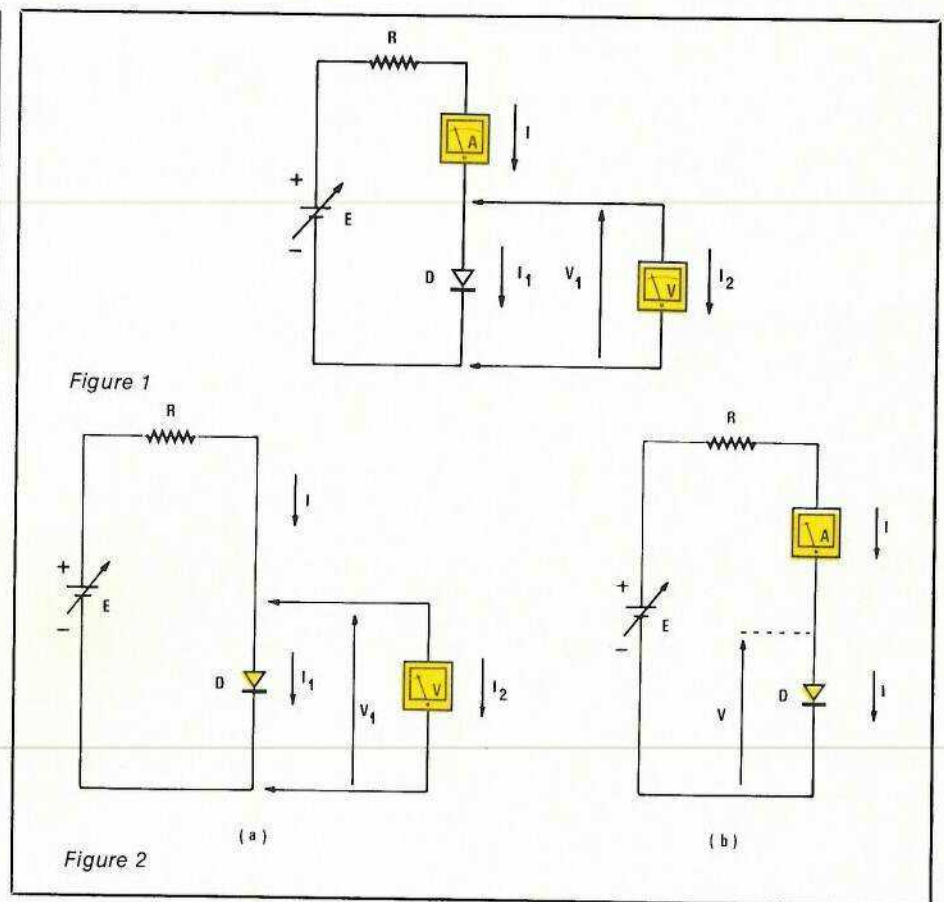
- faire circuler un courant; on y parviendra à l'aide d'un générateur continu, donc d'une alimentation;
- mesurer la différence de potentiel entre anode et cathode; ceci exige un voltmètre, qu'on trouvera dans tout multimètre;
- mesurer l'intensité du courant qui traverse la diode; un autre multimètre (ou un milliampèremètre) semble s'imposer. Comme le laboratoire de l'amateur ne comporte que rarement deux appareils de ce type, nous montrerons comment tourner la difficulté.

On qualifie de **statique** cette méthode de construction de la caractéristique, car les mesures s'effectuent point par point. Nous verrons que l'oscilloscope permet un affichage dynamique.

Depuis notre article « Mesures de tensions et d'intensités » (RP-EL n° 416), on se rappelle que tout appareil de mesure introduit une perturbation de la grandeur mesurée. Les montages choisis devront minimiser ces perturbations : ceci conduit à séparer le cas de la caractéristique directe, de celui de la caractéristique inverse.

Relevé de la caractéristique directe

On utilise le circuit schématisé en figure 1. La source de tension E dé-



bite, dans l'ensemble, un courant d'intensité I , dont on limite le maximum, pour protéger la diode, à l'aide de la résistance R .

L'ampèremètre A mesure cette intensité I , qui se partage en deux :

- une première partie, I_1 , traverse la diode D ,
- une deuxième partie, I_2 , est inévitablement consommée par le voltmètre.

Seule, évidemment, I_1 , (courant dans la diode) nous intéresse. L'erreur commise en mesurant I , restera négligeable à condition que la consommation I_2 du voltmètre, soit très inférieure à I_1 . C'est le cas,

comme un exemple numérique va le préciser.

La tension V_1 ne dépassant jamais 1 volt, c'est la gamme que nous choisirons pour le voltmètre. Avec une résistance interne de $10 \text{ k}\Omega/V$, I_2 varie donc de 0 à 0,1 mA. Dans une diode 1 N 4148, I_1 varie de 0 à 100 mA (maximum admissible), et de 0 à 1 A dans une 1 N 4002 : I_2 reste donc bien négligeable vis-à-vis de I_1 .

Dans le montage de la figure 1, la méthode la plus simple pour obtenir plusieurs valeurs de I , donc plusieurs points de la caractéristique, consiste à faire varier la tension E fournie par l'alimentation. Il nous

reste, maintenant, à choisir la résistance R . Sa valeur dépendra de deux paramètres :

- la tension maximale E , qui résulte du choix de l'alimentation,
- l'intensité maximale supportable par la diode.

Prenons donc un exemple numérique, avec une alimentation variable de 0 à 20 volts, et une diode 1 N 4148, dans laquelle nous ne ferons pas passer plus de 100 mA. On aura alors :

$$R = \frac{E_{\max}}{I_{\max}} = \frac{20}{0,1}$$

soit

$$R = 200 \Omega$$

Cette résistance, dans le plus défavorable des cas, dissipera une puissance :

$$P = V_{\max} \cdot I_{\max} = 20 \times 0,1$$

soit :

$$P = 2 \text{ watts}$$

Il sera prudent de choisir un modèle de 3 à 5 watts.

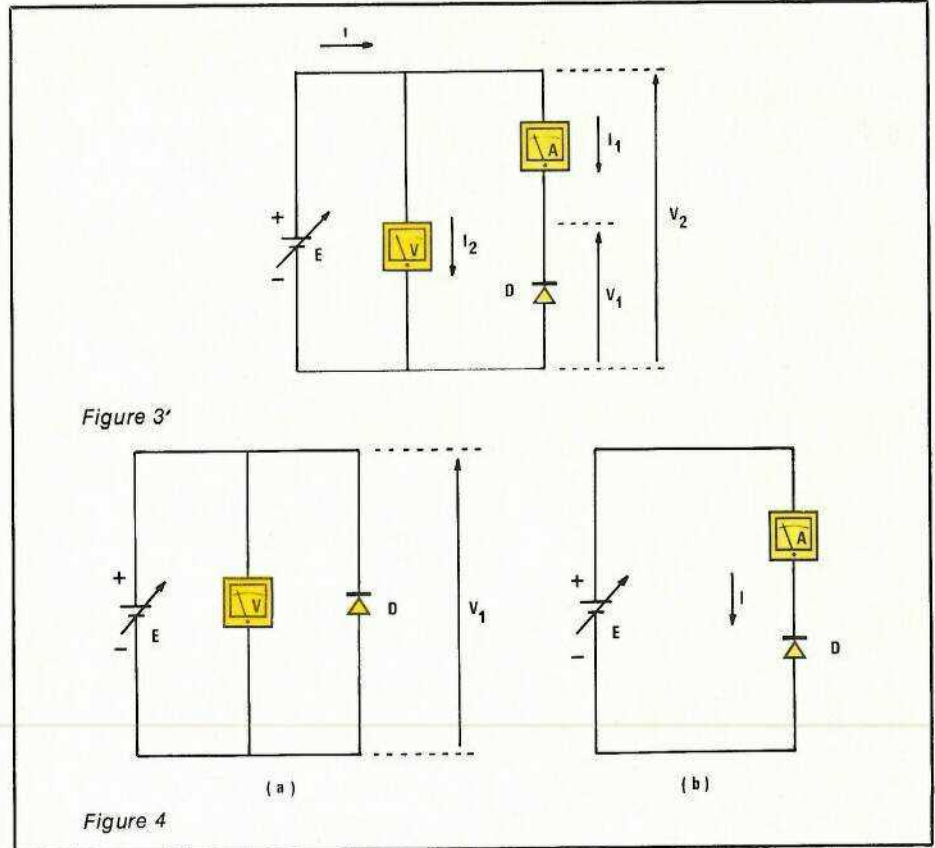
Utilisation d'un multimètre unique

Le montage de la figure 1 donne, pour chaque point de la caractéristique directe, la mesure simultanée de V et de I , avec les approximations que nous venons d'évoquer. Comme il implique l'emploi de deux appareils de mesure, condition difficile à satisfaire, on peut songer à mesurer successivement V et I . Les montages deviennent alors, respectivement, ceux des figures 2, a et 2, b.

En 2, a, le multimètre, utilisé en voltmètre, mesure la tension V_1 entre anode et cathode, pour une intensité I_1 dans la diode. En 2, b, le même multimètre, maintenant connecté en milliampéremètre, mesure l'intensité I . On doit noter que :

- l'intensité I n'est plus la même que précédemment, et pour deux raisons. D'abord, on a supprimé la consommation parasite I_2 du voltmètre. Ensuite, on a ajouté, à la résistance R , celle du milliampéremètre,
- la tension V aux bornes de la diode n'est plus égale à V_1 , puisque l'intensité qui la traverse, n'est plus I_1 .

L'approximation ainsi réalisée dans la mesure, n'est admissible que si les erreurs introduites par la méthode restent négligeables. Discutons-en, une fois encore, sur un exemple numérique, en conservant la diode 1 N 4148.



Nous avons réglé le problème de I_2 , qui demeure toujours négligeable vis-à-vis de I ou de I_1 .

En introduisant le milliampéremètre en série avec R , tout revient à donner, à cette résistance, la nouvelle valeur $R + r$, où r est la résistance du milliampéremètre (galvanomètre en parallèle avec son shunt). Là, nous abrègerons, renvoyant à nouveau le lecteur à l'article « Mesures des tensions et des intensités ». Il y verra que r , de l'ordre de 1Ω pour une sensibilité de 100 mA à pleine échelle, peut être négligé devant R .

Relevé de la caractéristique inverse

On utilise, cette fois, le circuit schématisé en figure 3. Le courant total I , fourni par la source E , se partage en :

- I_1 , courant inverse dans la diode, et qui traverse aussi le microampéremètre. Celui-ci mesure donc exactement l'intensité ;
- I_2 , courant consommé par le voltmètre. Bien que généralement très supérieur à I_1 , I_2 n'introduit aucune erreur de mesure, car il ne traverse pas le microampéremètre.

L'erreur tient, cette fois, au fait, qu'on mesure la tension V_2 aux bor-

nes de l'ensemble constitué par la diode et par le galvanomètre, et non la seule tension V_1 sur la diode. Or (voir l'article déjà cité), la chute de tension dans le galvanomètre, parcouru par une intensité de quelques microampères au maximum, ne dépasse pas quelques millivolts. Elle est négligeable vis-à-vis de V_1 , qui atteint (diode 1 N 4148), plusieurs dizaines de volts.

Là encore on peut, grâce à deux mesures successives, se contenter d'un multimètre unique. Les figures 4, a et 4, b illustrent la procédure. Le montage de la figure 4, a permet de mesurer la tension inverse V_1 . Celui de la figure 4, b donne l'intensité. Nous laissons au lecteur le soin de montrer que l'erreur introduite reste admissible.

Lors de ce genre de mesures, on veillera à ne pas dépasser la tension inverse supportable par la diode, avant claquage : pour une 1 N 4148, elle atteint 75 volts. Dans ces conditions, on remarquera l'inutilité d'une résistance de protection.

Observation oscilloscopique de la caractéristique

Dans la méthode statique précédente, la caractéristique s'obtient

par le relevé successif, lent et assez laborieux, des coordonnées V et I en différents points de la courbe. La méthode dynamique, fondée sur l'emploi de l'oscilloscope, permet une visualisation globale et immédiate.

Elle met en œuvre le montage de la figure 5. Le transformateur délivre, aux bornes de son secondaire, des tensions compatibles avec la tension inverse supportable par la diode. Communément, on pourra choisir un modèle de 6 volts à 12 volts efficaces (amplitude de 9 à 18 volts environ).

Le courant direct maximal est limité par la résistance R , aux bornes de laquelle on prélève, pour commander les déviations verticales de l'oscilloscope, une tension :

$$v = r i$$

proportionnelle, à chaque instant, à l'intensité i qui la traverse, et qui circule aussi dans la diode.

Pour les déviations horizontales, on prend directement la différence de potentiel entre anode et cathode. On remarquera que la masse du montage, donc celle de l'oscilloscope, est située au point commun à R et D : dans ces conditions, il y a inversion de signe pour les déviations verticales, et la caractéristique se présente à l'envers, comme le montre l'oscillogramme de la figure 6. Cet inconvénient, mineur, permet d'éviter l'erreur qu'on commettrait en choisissant, pour masse, le pied de la résistance R ; en effet, à la tension V aux bornes de la diode, s'ajouterait alors la chute de potentiel dans R .

Pour des diodes de faible puissance, testées avec un courant direct ne dépassant pas quelques dizaines de milliampères, on peut remplacer le transformateur de la figure 5 par un générateur BF, comme le montre la figure 7. Ceci permet d'ailleurs, en augmentant la fréquence de travail (quelques centaines à quelques milliers de hertz), de mettre en évidence la capacité parasite de la diode. On observe alors, comme le montre l'oscillogramme de la figure 8, un dédoublement de la trace : les charges accumulées dans la jonction, retardent le blocage lors de l'application d'une tension inverse.

Une application de la résistance dynamique

Dans l'article théorique de ce même numéro, après avoir défini la

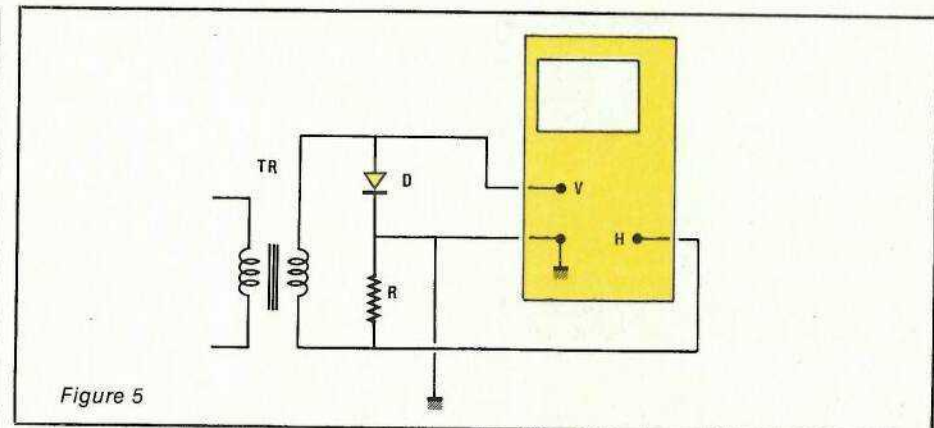


Figure 5

résistance dynamique d'une diode, nous avons constaté, par l'étude de la caractéristique, qu'elle variait avec le courant de polarisation : très grande pour de faibles courants, r_d diminue lorsque l'intensité directe augmente.

On peut exploiter cette propriété pour construire un diviseur de tension variable, commandé par un courant continu, conformément au schéma de la figure 9. Aux bornes de l'ensemble des résistances R_1 et R_2 , on applique la tension d'entrée V_e , alternative. Faisons, d'abord, abstraction des autres composants, C et D notamment. R_1 et R_2 constituent un diviseur ; la tension de sortie, v_1 , est alors :

$$v_1 = v_e \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Si, maintenant, nous prenons en compte la diode d'une part, dont la résistance dynamique r_d dépend du courant de polarisation I , et le condensateur C , dont nous supposons la capacité suffisante pour qu'on puisse en négliger l'impédance aux fréquences du signal v_e , le diviseur se complique : r_d , variable, vient en parallèle sur R_2 , fixe. On peut donc commander le gain du diviseur par le courant continu à travers D . Il suffit pour cela, avec une alimentation réglable, d'appliquer une tension E variable sur R_3 .

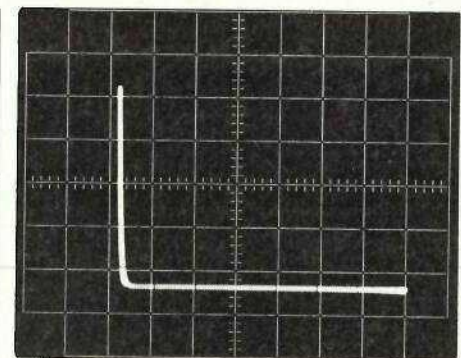


Figure 6: Caractéristique d'une diode 1 N 4148 relevée à 50 Hz, avec le montage de la figure 5.

On pourra effectuer la manipulation en observant les signaux d'entrée et de sortie (générateur sinusoïdal sur 1000 Hz environ, amplitude 100 mV) sur les deux voies d'un oscilloscope bicourbe. On prendra, comme valeur des composants : $R_1 = 470 \Omega$, $R_2 = 220 \Omega$, $R_3 = 47 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \mu\text{F}$, E variable de 0 à 20 volts environ.

En raison de la courbure de la caractéristique directe, le montage de la figure 9 introduit évidemment une distorsion, d'autant plus grande que l'amplitude des signaux alternatifs est plus élevée. On s'en rendra compte en répétant l'expérience avec des amplitudes croissantes pour v_e (de quelques dizaines de millivolts à 1 volt, environ). Les oscillogrammes des figures 10 et 11 montrent les résultats obtenus.

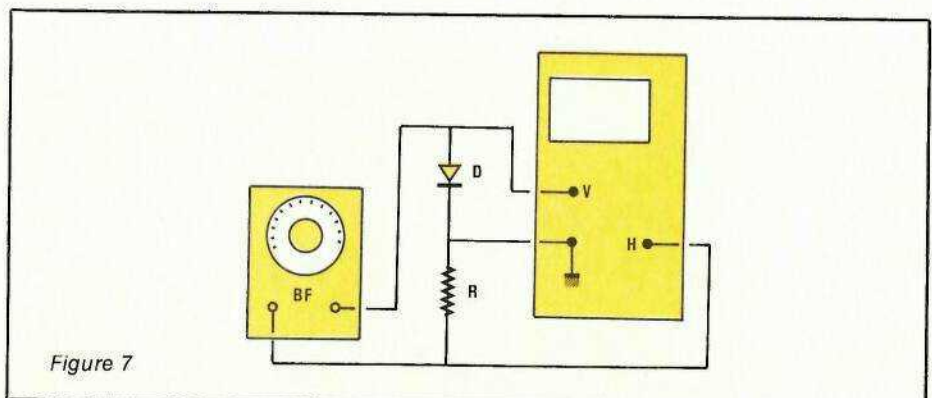


Figure 7

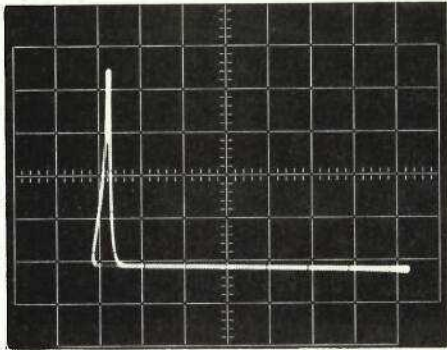


Figure 8 : A une fréquence de quelques milliers de hertz, la capacité parasite de la diode (ou les charges stockées dans la jonction) entraîne un dédoublement de la trace.

Résumé des manipulations proposées

En résumé, les manipulations que nous proposons d'effectuer sont les suivantes :

- relevé statique de la caractéristique d'une diode : on pourra s'exercer sur une diode de signal à faible puissance (1 N 4148 par exemple), et sur une diode de redressement (1 N 4002);
- examen oscilloscopique de la caractéristique (mêmes diodes);
- utilisation en résistance variable (diode 1 N 4148).

R. RATEAU

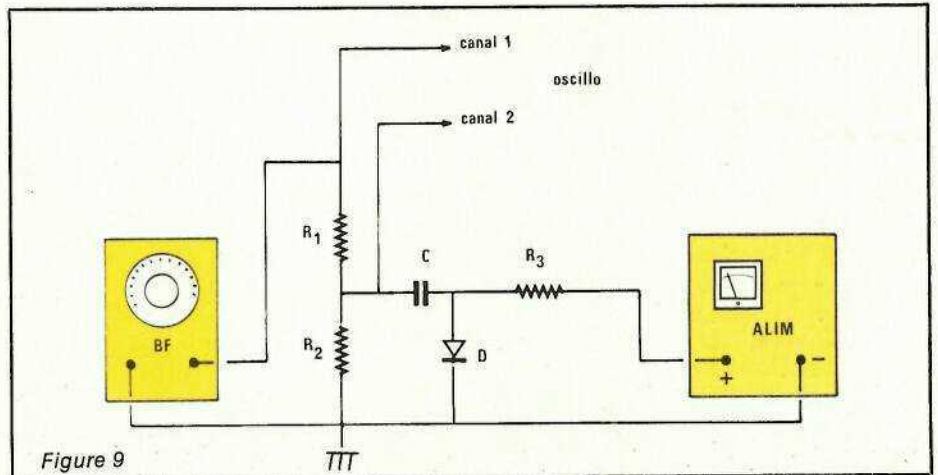


Figure 9

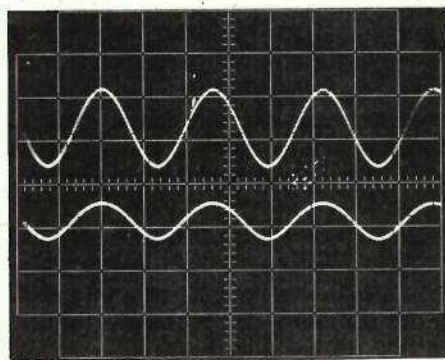


Figure 10 : Avec une tension d'entrée de 400 mV crête à crête, et les valeurs des schémas de la figure 9, une tension continue de 20 volts donne un signal de sortie de 50 mV, sans déformation notable.

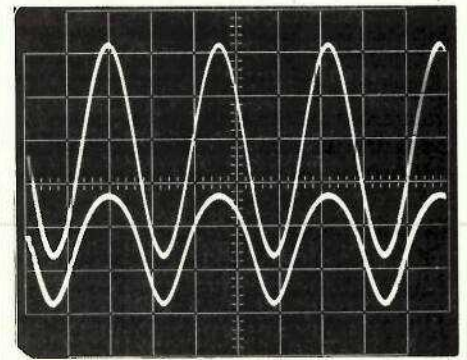


Figure 11 : Si on augmente la tension d'entrée (ici 1 volt crête à crête), la courbure de la caractéristique entraîne une distorsion du signal de sortie.

suite de la page 70

lage avec les liaisons à réaliser vers les feux de signalisation.

Le montage proposé permet, compte tenu de l'état complémentaire des sorties Fg et Fd d'allumer simultanément les feux rouge voie M et vert voie N et d'éteindre les feux vert voie M et rouge voie N.

Le module alimentation

Comme nous l'avons indiqué au début de cet article, cette alimentation est on ne peut plus simple. Le schéma est donné à la figure 8. On y trouve 4 diodes montées en pont de

Graetz. Le condensateur C₁ assure le filtrage de la tension redressée double alternance. Un régulateur fixe 15 volts permet de disposer à la sortie de l'alimentation de la tension nécessaire au module précédemment décrit. Une telle alimentation est très suffisante pour commander plusieurs dizaines d'aiguillages car ceux-ci ne fonctionnent pas tous simultanément. 2 autres condensateurs C₂ et C₃ découplent la sortie du régulateur. La diode D₅ pour sa part limite l'influence des courants induits et protège ainsi le régulateur intégré.

Nous donnons aux figures 9 et 10 le circuit imprimé et le schéma d'implantation de cette alimentation.

On pourra alimenter le pont de diodes par une tension alternative d'une quinzaine de volts mais on ne dépassera pas 18 volts car le condensateur C₁ a une tension de service de 25 volts et celui-ci se charge à U_{eff} √2 soit pour 18 volts, une tension de 25,2 V ce qui est la limite pour un tel condensateur.

A vous d'essayer maintenant vos modules de commande à touche à effleurement qui vous donneront probablement entière satisfaction.

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

R₁, R₂: 10 MΩ
R₃, R₄, R₅, R₆, R₇, R₈, R₉, R₁₀, R₁₁ = 10 kΩ
R₁₂, R₁₃: 2,7 kΩ
R₁₄: 100 kΩ

Condensateurs

C₁: 100 μF/25 V

C₂: 4,7 μF/16 V tantale
C₃, C₄, C₅, C₆: 10 nF/Mylar
C₇: 0,1 μF Mylar

Diodes

D₁, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8: 1 N 4148
D₉, D₁₀: 1 N 4001

Transistors

T₁, T₂: 2 N 1711

Circuits intégrés

IC₁: CD 4049 B
IC₂: CD 4001 B
IC₃: CD 4011 B

Nomenclature Alimentation

D₁, D₂, D₃, D₄, D₅: 1 N 4001
C₁: 1000 μF 25 V
C₂: 470 μF 16 V
C₃: 0,1 μF Mylar
Régulateur: MC 7815 CT

Réalisation d'un ensemble de photogravure à U.V.



La réalisation des circuits imprimés dont les tracés s'avèrent difficiles rebutent toujours l'amateur. C'est en partie pour cette raison que RP-EL propose à ses lecteurs un service circuits imprimés. Il reste malgré tout utile de pouvoir réaliser certains circuits soi-même, surtout si la somme engagée reste modique. L'étude qui suit permet à tout à chacun de pouvoir reproduire ces circuits par photogravure et ce pour un prix tout à fait raisonnable (environ 200 F). Nous n'avons pas estimé utile de proposer un temporisateur d'exposition, étant donné le nombre d'articles parus jusqu'à présent à ce sujet.

Description de l'ensemble

L'ensemble qui est étudié ici, est différent de celui présenté dans l'article d'octobre 1980. Il est inversé du point de vue fonctionnement et se rapproche ainsi de la plupart des équipements en vente dans le commerce.

L'avantage d'un tel dispositif réside dans le fait que c'est l'ensemble abritant les tubes à ultra-violet qui fait la presse sur le circuit et de plus le tapis souple permet un bon contact entre le mylar et le circuit à insoler. La position inversée comme le montre la figure 1 permet un meilleur centrage du mylar sur le circuit.

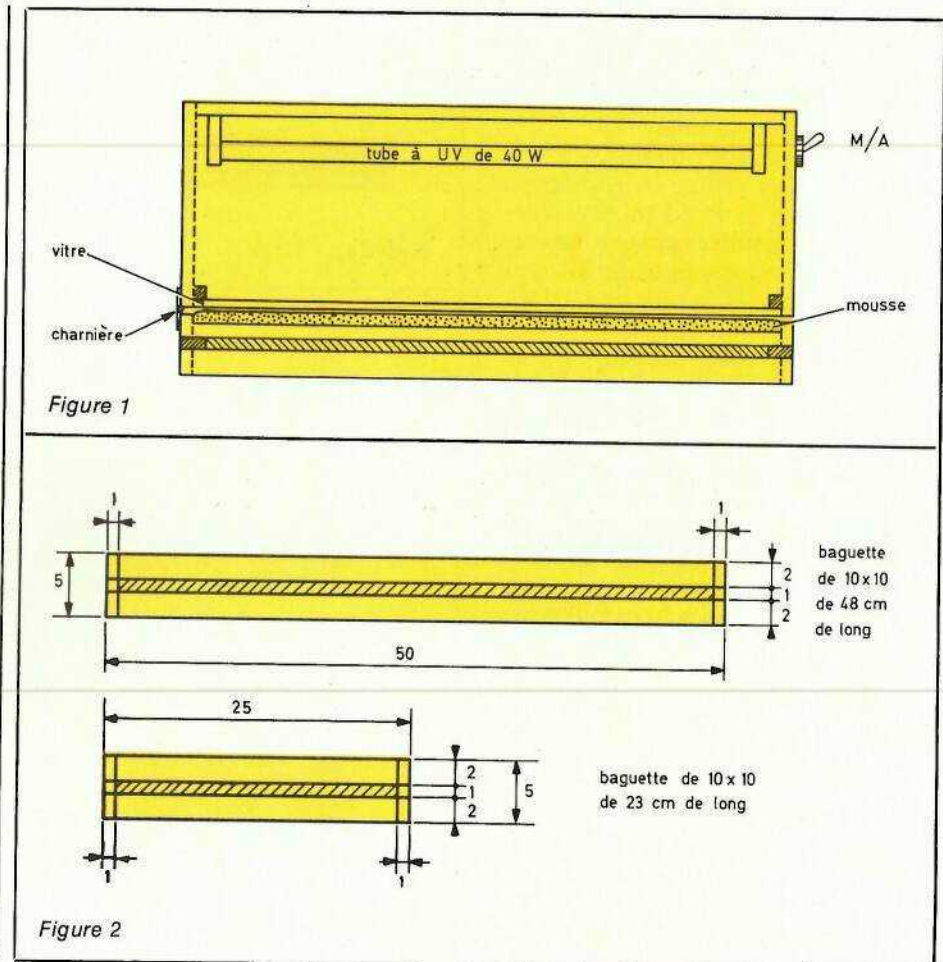
Les éléments en contreplaqué qui constituent les deux caisses proprement dites sont faciles à trouver chez n'importe quel détaillant de bois. Les cotes des caisses sont choisies pour permettre l'implantation de tubes de grandes dimensions (40 cm de long) qui sont standardisées et qu'on trouve donc facilement.

La réalisation est suivie pas à pas à l'aide des figures et des photographies ce qui doit permettre à chacun de l'entreprendre et de la réussir.

Réalisation de la caisse support

Cette boîte qui va servir de support à l'ensemble est peu épaisse (5 cm). Les éléments nécessaires à sa réalisation sont les suivants :

- bois contreplaqué de 10 mm d'épaisseur,
- 2 éléments de 50 cm x 23 cm,
- 2 éléments de 50 cm x 5 cm,
- 2 éléments de 25 cm x 5 cm,



- 1 plaque de mousse de 1,5 cm d'épaisseur, 50 x 23 cm,
- 1 bande de plastique adhésif couleur noir mat, 90 x 45 cm,
- 1 baguette de bois de 10 x 10 mm longueur 2 m.

Pour le montage, on suivra la procédure suivante :

a) Découper la baguette de bois de 10 x 10 mm en longueur, de 2 fois 48 cm et 2 fois 23 cm.

b) Marquer les éléments de 5 cm de largeur comme indiqué à la fi-

gure 2, soit réaliser une zone hachurée qui doit avoir 1 cm de largeur et être située au milieu des éléments soit à 2 cm des bords, dans le sens de la longueur et à 1 cm des bords dans le sens de la largeur. Dans la zone hachurée, déposer une couche de colle au néoprène (colle contact) puis enduire les baguettes correspondantes de cette même colle. Attendre le séchage de la colle sur les éléments puis par contact assembler les éléments au bon endroit. Attention cette

colle n'admet qu'un seul essai donc il ne faut pas trembler et respecter l'alignement.

c) Réaliser l'assemblage des 4 éléments long avec les baguettes correspondantes. Une fois le séchage bien réalisé, effectuer le nettoyage des bavures qui peuvent poser des problèmes lors de la réalisation finale.

d) A l'aide d'un élément 50×23 cm qui va faire le fond du coffret support, réaliser en collant et clouant les éléments réalisés précédemment (attention à respecter la position des baguettes à l'intérieur du coffret) une boîte comme l'indique la figure 3.

e) Une fois le coffret support réalisé, on va maintenant attaquer la réalisation du plan de contact qui va recevoir le circuit à insoler. Ce plan doit être souple afin de permettre une bonne application du circuit sur le verre du coffret haut.

Placer à plat, sur une table, le papier adhésif et retirer la protection (tenir les coins avec du ruban adhésif). La partie collante doit se trouver vers le haut pour ne pas adhérer sur la table, bien tirer sur les coins pour le rendre parfaitement plan.

Coller en prenant bien soin de le centrer, le bloc de mousse de 1,5 cm d'épaisseur (50×23 cm).

Après avoir pris soin de poncer les bords de la planche de 50×23 , afin de les diminuer de 1 à 2 mm pour qu'une fois posée dans le coffret il y ait un jeu suffisant, poncer maintenant une des surfaces et en retirer toute la poussière pour permettre un bon collage du papier adhésif. Placer la planche ainsi réalisée sur le bloc de mousse puis rabattre les bords de plastique adhésif sur la planche du côté nettoyé et poncé. Faire attention à ne pas réaliser de surépaisseur aux quatre coins. Attention aussi au centrage de la mousse sur la planche qui est très important. Afin de donner une solidité supplémentaire, il est possible de lier les bords opposés du papier adhésif par un autre papier adhésif. L'ensemble ainsi réalisé doit correspondre à la figure 4 une fois terminé et doit pouvoir être introduit dans le coffret support sans difficulté.

f) Maintenant que nous disposons des éléments du coffret support, il suffit de les assembler, mais avant il faudra remplir le coffret à l'aide de gravier fin ou de sable afin de donner un poids suffisant. Les photos présentées en fin d'article montrent l'ensemble terminé, le coussin de mousse dépasse mais sa souplesse

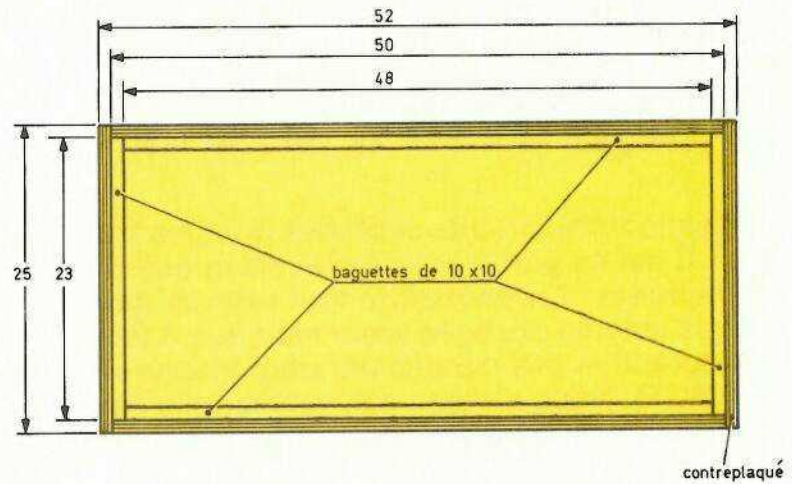


Figure 3

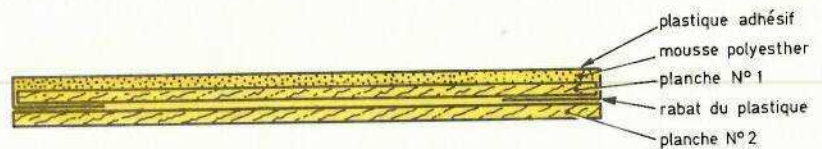


Figure 4

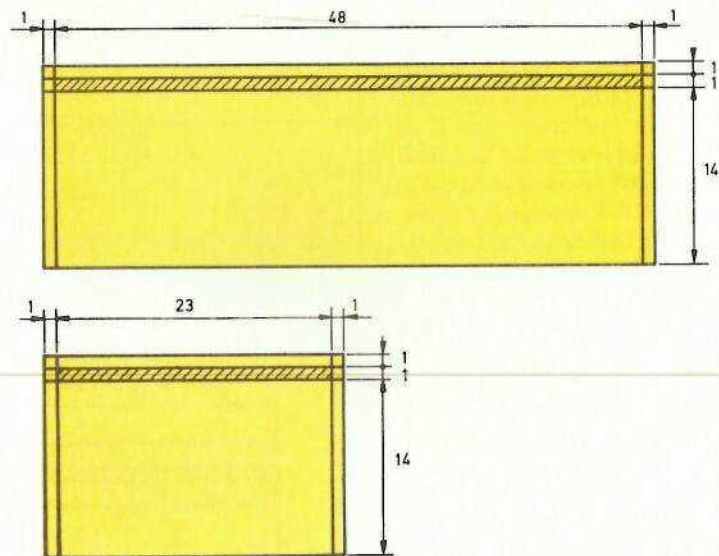


Figure 5

est suffisante pour qu'il s'écrase lorsque l'on posera le coffret des tubes.

Réalisation du coffret générateur d'ultra-violets

La réalisation de cette boîte va être légèrement plus compliquée car il va falloir intégrer l'ensemble lumineux dont on va étudier l'installation

au chapitre suivant aussi, attachons-nous à la réalisation de la caisse proprement dite.

Pour ce montage, les éléments nécessaires sont :

- bois contreplaqué de 10 mm d'épaisseur,
- 1 planche de 50×23 cm,
- 2 planches de 50×16 cm,
- 2 planches de 25×16 cm,
- baguette de bois de 10×10 mm, longueur 2 m,

— 1 verre, d'épaisseur 4 mm, dimensions 50×23 cm.

a) Réaliser la découpe des baguettes de 10×10 mm en longueurs de 2 fois 48 cm et 2 fois 23 cm.

b) Réaliser le marquage des planches de largeur 16 cm comme indiqué à la figure 5. La zone hachurée ainsi réalisée va servir au positionnement des baguettes de 10×10 mm à l'aide d'une colle au néoprène (colle contact). Réaliser le collage comme pour la caisse du support, en faisant bien attention de respecter le positionnement; c'est encore plus important ici que pour la caisse support à cause de la vitre qui va reposer sur les baguettes.

c) Réaliser l'assemblage des 4 éléments longs dans l'ordre suivant: prendre le fond de la caisse (planche de 50×23 cm) et assembler les 2 planches de 50×16 cm, attention à l'assemblage, les baguettes doivent apparaître à l'intérieur du coffret comme pour le coffret support. Assembler ensuite les 2 planches de 25×16 cm avec le même soin. S'assurer lorsque le collage est terminé (24 h) que la vitre pénètre bien dans son logement.

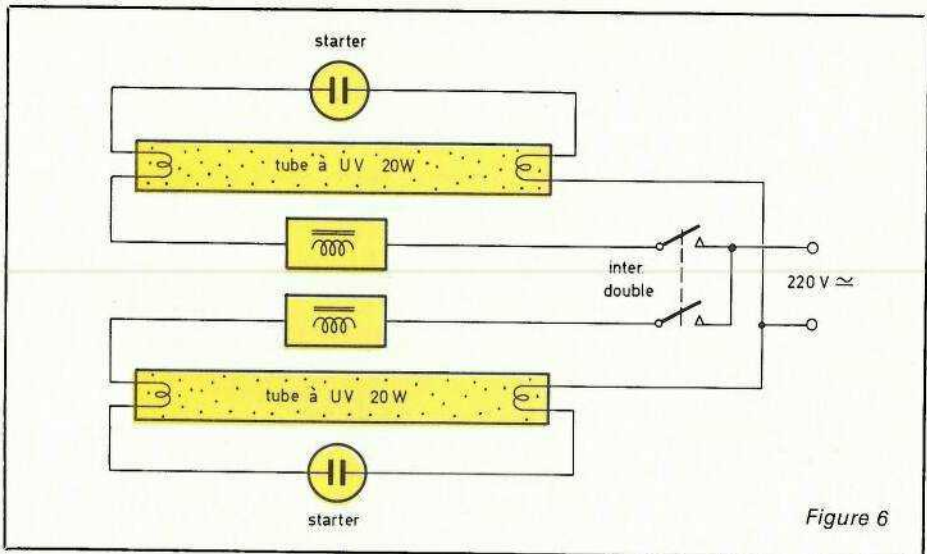
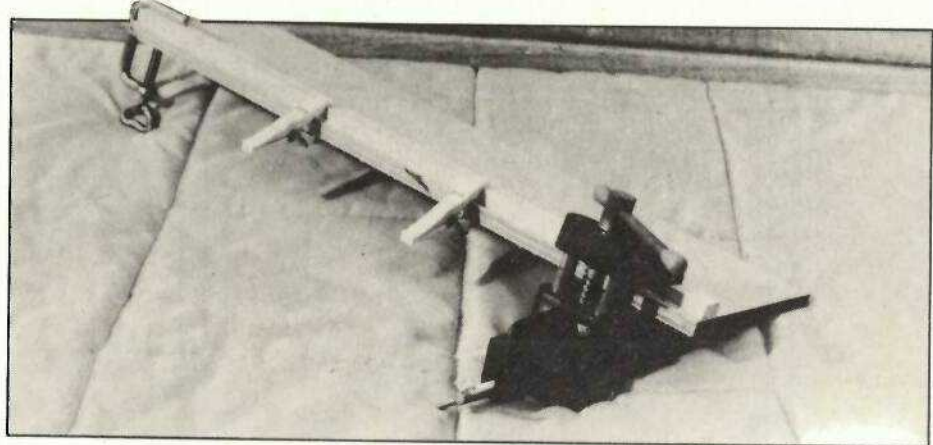
d) Le coffret qui doit recevoir les tubes doit être peint en noir mat à l'intérieur afin d'éviter une réflexion des U.-V. qui pourrait créer une perturbation dans l'insolation du circuit imprimé.

e) Placer ensuite la vitre et réaliser les deux trous pour passer les fils d'alimentation et l'interrupteur.

Montage du système électrique

La figure 6 donne le schéma du montage à réaliser. Ce montage utilise deux ensembles distincts, soit un par tube. L'interrupteur double permet une alimentation séparée.

Pour réaliser le montage: fixer les supports des tubes sur le fond de la caisse aux emplacements indiqués par la figure 7, l'écart entre les axes des tubes est de 12 cm pour respecter le bon rendement de l'insolation comme l'indique la figure 8; il faut comme le montre ce schéma que l'écartement des tubes soit égal à la distance qui sépare le centre du tube de la vitre qui sert de presse. On dispose ainsi d'une zone d'insolation uniforme au centre qui est égale en largeur à l'écart entre les tubes de part et d'autre; le calcul montre que l'intensité du rayonnement diminue



avec la distance. Plus on arrive à avoir une distance grande entre les tubes et la vitre plus la zone d'insolation où l'on dispose d'un rayonnement uniforme est grande. Il faut cependant ne pas la choisir trop grande car alors le rayonnement sera faible. C'est pourquoi lorsque l'on a de grandes boîtes à U.-V., il n'est pas rare de compter 3-4 ou 5 tubes. Ici, avec des tubes longs et de 20 W, on peut obtenir avec une distance de 12 cm entre la vitre et les centres des tubes un temps d'insola-

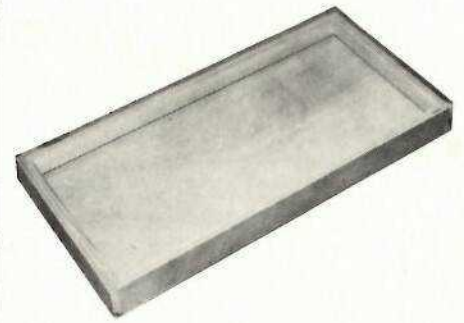
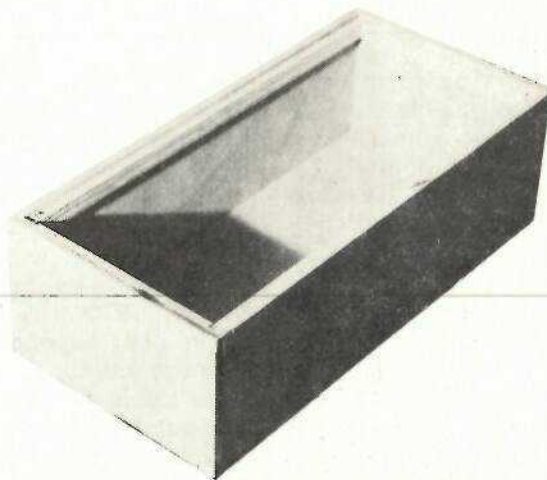
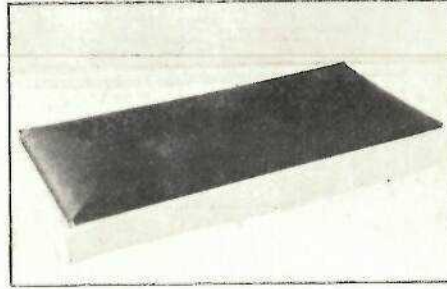
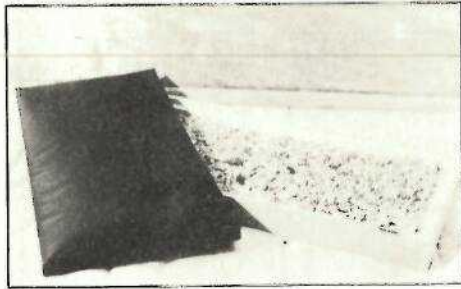
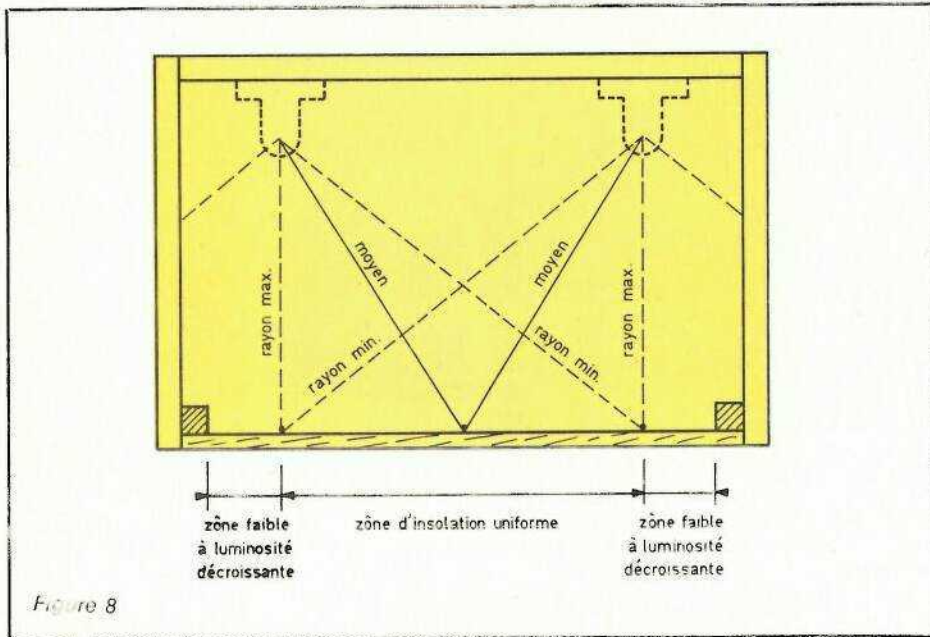
tion de l'ordre de 3 min 30 s; ce qui donne une gravure excellente. On sait que la puissance du rayonnement est inversement proportionnel au carré de la distance.

La zone de rayonnement uniforme est de: $0,40 \times 0,12 \text{ m}^2 = 4,8 \text{ dm}^2$.

On peut cependant sans risque prendre une zone plus grande car la zone faible est peu importante, ce qui autorise sans risque la réalisation de circuits de 16 cm de largeur.



Figure 7



Montage terminal et assemblage des deux éléments

Il est possible de monter dans la boîte un système de déclenchement style labo-photo; compte tenu de la puissance des tubes ceci ne pose aucun problème, l'interrupteur est alors remplacé par un bouton poussoir. Les deux tubes peuvent être commandés par le même système électrique. Radio Plans a déjà fourni des montages de ce type faciles à réaliser; la temporisation nécessaire, 4 min 30 s étant plus longue que sur les labo-photos, il faudra reprendre le réglage et sûrement augmenter la capacité du temporisateur.

Le montage terminal consiste à positionner ensemble les divers éléments des deux coffrets et principalement à réaliser une attache solide de la vitre sur le coffret supérieur afin que celle-ci ne tombe pas compte tenu de sa position lors de l'utilisation.

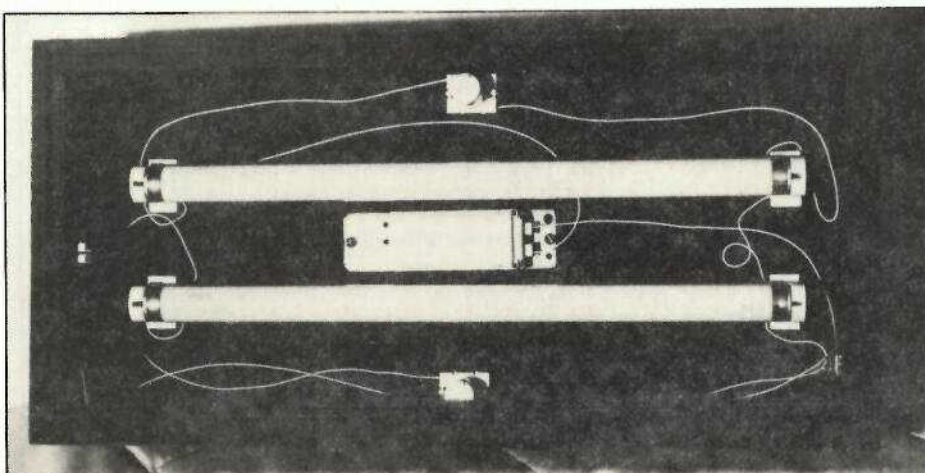
Les deux coffrets sont montés avec deux charnières afin de permettre l'ouverture. Le poids du coffret supérieur étant suffisant pour permettre un bon contact lors de l'insolation, on doit poser les deux coffrets l'un sur l'autre et poser les deux charnières en respectant un léger écart entre les deux coffrets afin d'éviter de forcer sur les montures de bois.

Conclusion

En conclusion, nous pouvons dire que la réalisation d'un tel équipement qui est indispensable si l'on désire faire soi-même les circuits imprimés avec un résultat proche des professionnels, est tout de même facile si l'on suit les conseils donnés ici. Le résultat obtenu satisfera même les plus exigeants.

Alors, au travail et bonne chance.

B. VUCCINO



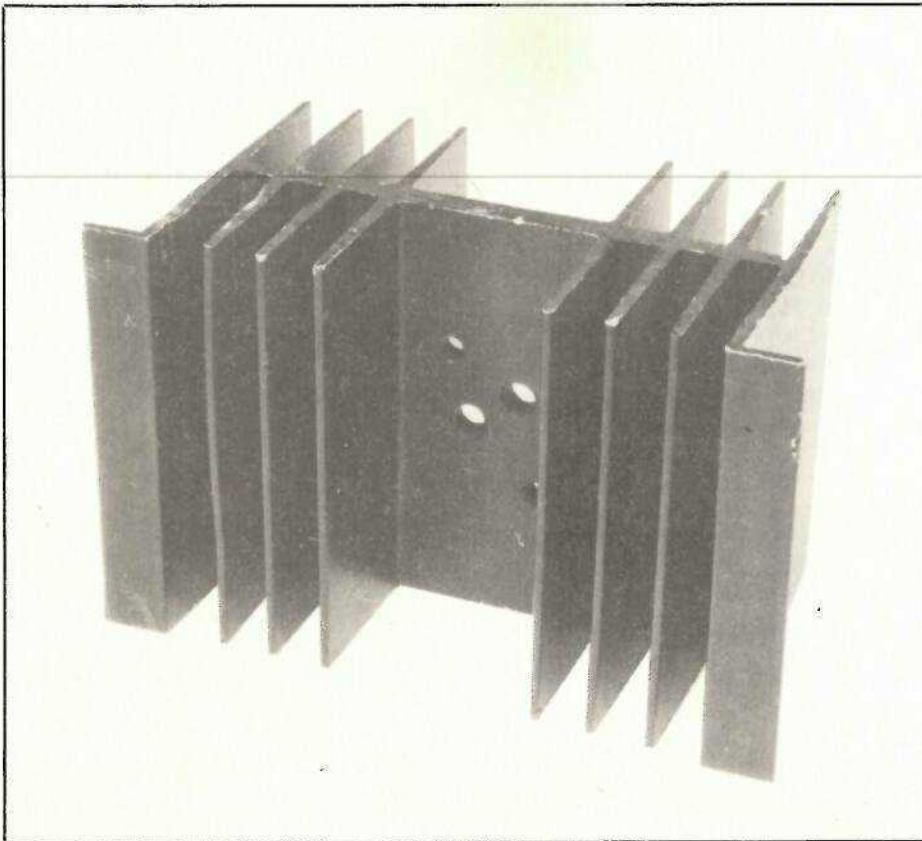
Techniques de refroidissement des semiconducteurs : choix d'un radiateur

Tout circuit d'électronique comportant des composants actifs (diodes, thyristors et triacs, transistors...) délivre finalement de la puissance à une charge. C'est le cas d'un amplificateur de sonorisation, où la charge de l'étage de sortie est constituée par un haut-parleur, ou par un groupe de haut-parleurs; c'est celui d'un thyristor ou d'un triac utilisé à la commande d'un moteur ou d'une lampe; c'est encore le cas de l'étage de sortie d'un émetteur, dont la charge est l'antenne.

La puissance ainsi recueillie, provient de la source d'alimentation. Mais une partie de l'énergie fournie par cette dernière est perdue dans les composants actifs, où elle se transforme en chaleur, provoquant une élévation de température qu'il convient de maintenir au-dessous du seuil accepté par les semiconducteurs. Afin d'aider le transfert de la chaleur vers le milieu ambiant, on équipe de radiateurs les composants de puissance.

Le problème devient alors, dans chaque application particulière, de déterminer le type et les dimensions des radiateurs. Ceci implique, d'abord, le calcul de la puissance dissipée.

Notre article comportera donc quatre parties. Dans la première, nous exposerons, pour quelques circuits fondamentaux, les méthodes de calcul de cette puissance. La deuxième partie traitera, d'un point de vue théorique, les lois des échanges thermiques. Enfin, plus techniques, les dernières parties seront consacrées au calcul des radiateurs, et à la présentation de quelques fabrications.



CALCUL DE LA PUISSANCE DISSIPÉE

Pour chaque composant, et notamment pour les transistors, l'énergie perdue sous forme de chaleur, comparée à l'énergie utile transmise à la charge, dépend de la configuration du montage. Nous étudierons donc les principaux cas rencontrés dans la pratique.

I. Transistor en classe A, charge résistive

Ce cas est celui de la figure 1. Intéressés seulement par les problèmes de puissance, nous passerons sous silence les procédés de polarisation. Pour un courant de collecteur I_c , on trouve, entre émetteur et collecteur, une différence de potentiel :

$$V_c = E - R I_c$$

Or, la puissance électrique dissipée dans le transistor, P_c , est :

$$P_c = V_c I_c$$

$$\text{soit : } P_c = E I_c - R I_c^2$$

Elle apparaît, évidemment, comme

la différence entre la puissance $E I_c$ fournie par la source, et la puissance $R I_c^2$ délivrée dans la résistance de charge R .

Examinons d'abord deux cas particuliers. Lorsque le transistor travaille au blocage ($I_c = 0$), il supporte toute la tension E , mais n'est traversé par aucun courant : la puissance est donc nulle. A la saturation, le courant maximal devient :

$$I_c = \frac{E}{R}$$

mais la tension V_c est presque nulle. La dissipation dans le transistor reste très faible.

Elle augmente, par contre, dans les régimes intermédiaires entre le blocage et la saturation. Calculons l'intensité pour laquelle la puissance dans T atteint son maximum. Ceci se produit lorsque la dérivée de P_c par rapport à I_c s'annule :

$$\frac{dP_c}{dI_c} = 0$$

c'est-à-dire $E - 2 R I_c = 0$

ce qui correspond à l'intensité :

$$I_c = \frac{E}{2R}$$

Dans ces conditions, la tension émetteur-collecteur prend la valeur :

$$V_c = \frac{E}{2}$$

et la puissance est :

$$P_c = \frac{E^2}{4R}$$

On peut traduire tous ces résultats dans le diagramme de la figure 2, qui réunit trois courbes. La courbe 1 représente, en fonction de I_c , la puissance dans R ; enfin, la courbe 3 représente les variations de la puissance dissipée dans le transistor T .

Illustrons nos calculs par un exemple numérique : le montage de la figure 1, alimenté sous 15 volts, fonctionne avec une résistance de charge R de 1000 Ω . La puissance maximale dans T , atteinte pour $V_c = 7,5$ volts, est alors :

$$P_c = \frac{(15)^2}{4000} = 0,056 \text{ watt}$$

$$\text{soit : } P_c = 56 \text{ mW}$$

Naturellement, en régime variable (signal alternatif appliqué sur la base), la puissance moyenne est toujours inférieure à ce maximum, puisqu'on explore la courbe 3 de part et d'autre de son sommet.

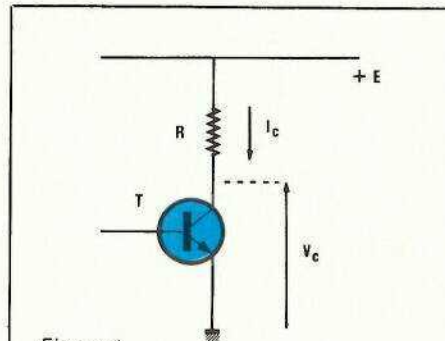


Figure 1

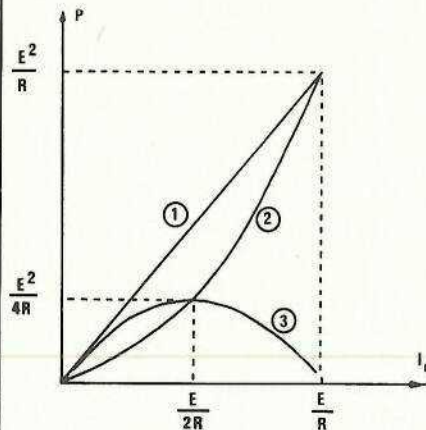


Figure 2

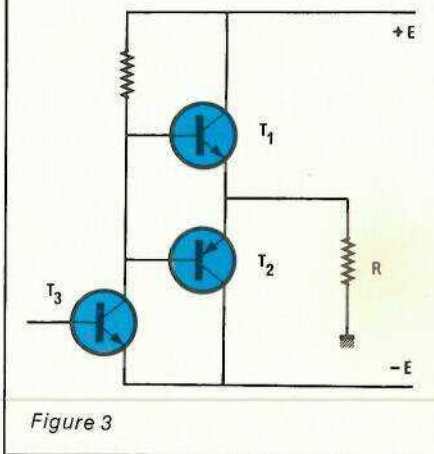


Figure 3

II. Push-pull en classe B, charge résistive.

Ce montage est devenu, maintenant, celui des étages de sorties de tous les amplificateurs de sonorisation, en raison notamment de son très bon rendement. Rappelons-en rapidement le principe, sur le schéma très simplifié de la figure 3, avec utilisation de deux transistors complémentaires T_1 (NPN) et T_2 (PNP). Nous supposons une alimentation double sous les tensions continues $+E$ et $-E$, ce qui permet l'attaque de la charge R directement, sans condensateur d'isolement.

Le transistor driver T_3 , qui reçoit sur sa base les signaux alternatifs en provenance des étages précédents,

est polarisé de telle façon qu'au repos, son potentiel de collecteur, donc celui des bases et des émetteurs de T_1 et de T_2 , soit celui de la masse. Dans ces conditions, T_1 et T_2 sont bloqués, et aucun courant ne traverse la charge.

Examinons maintenant ce qui se passe tant pour les alternances positives que pour les alternances négatives du signal, en nous référant aux courbes de la figure 4. Elles sont au nombre de trois. La courbe a représente, en fonction du temps, les variations du potentiel commun aux bases de T_1 et de T_2 ; on a supposé que le signal pouvait évoluer entre $-E$ et $+E$. Les courbes b et c montrent, respectivement, les variations des intensités I_{c1} et I_{c2} dans les collecteurs de T_1 et de T_2 . Il est fait abstraction, pour l'instant, du seuil de conduction de ces deux transistors : nous y reviendrons plus tard.

Pendant la demi-période positive, des instants 0 à $T/2$, et avec une tension d'attaque sinusoïdale, I_{c1} varie lui-même sinusoïdalement, de 0 à E/R . Pendant l'autre demi-période, I_{c2} varie de 0 à $-E/R$.

Supposons, maintenant (ce qui correspond aux conditions réelles de fonctionnement), que la tension de commande n'atteigne plus les seuils $+E$ et $-E$. Les intensités maximales dans T_1 et T_2 ne seront plus E/R et $-E/R$, mais :

$$\pm k \frac{E}{R}$$

où k , baptisé «taux d'attaque», peut varier de 0 à 1.

Pendant chaque demi-période où l'un des transistors conduit, la puissance qu'il dissipe, fonction de I_c , est à tout instant :

$$P_c = I_c (E - R I_c)$$

soit :

$$P_c = k \frac{E^2}{R} \sin \omega t - k^2 \frac{E^2}{R} \sin^2 \omega t$$

puisque :

$$I_c = k \frac{E}{R} \sin \omega t$$

Pendant la demi-période de blocage, la dissipation est évidemment nulle.

Finalement, la valeur moyenne de la puissance dissipée dans chaque transistor s'obtient en intégrant sa valeur instantanée sur une demi-période, donc de $t = 0$ jusqu'à

$$t = \frac{\pi}{\omega}$$

Cette puissance est donc :

$$P = \frac{\omega}{2\pi} \cdot k \cdot \frac{E^2}{R} \int_0^{2\pi} (\sin \omega t - k \sin^2 \omega t) dt$$

En effectuant le calcul, on trouve :

$$P = \frac{E^2}{R} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{k}{4} \right) k$$

Il est intéressant d'étudier les variations de T en fonction du taux d'atta-

que k. On montre facilement que P passe par un maximum, obtenu en annulant la dérivée :

$$\frac{dP}{dk} = \frac{E^2}{\pi R} - \frac{k E^2}{2 R}$$

Ce qui se produit pour :

$$k = \frac{2}{\pi} = 0,64$$

En reportant cette valeur de k dans l'expression de P, on trouve la puissance maximale dissipée :

$$P_{max} = \frac{1}{9,8} \times \frac{E^2}{R}$$

tandis que, pour k = 1, on a :

$$P = \frac{1}{14,6} \times \frac{E^2}{R}$$

La courbe de la figure 5, qui rassemble tous ces résultats, montre les variations de la puissance dissipée, en fonction du taux d'attaque k. Il est important de noter que la puissance maximale dissipée par les transistors, ne correspond pas à la puissance maximale fournie à la charge, mais à seulement 40% de cette dernière.

Précisons, là encore, à l'aide d'un exemple numérique. Soit un amplificateur alimenté sous ± 30 volts, et débitant dans une charge de 8 Ω. La puissance maximale fournie au haut-parleur atteint :

$$P = \frac{V_{eff}^2}{R}$$

$$P = \frac{30^2}{2 \times 8} = 56 \text{ watts}$$

et la puissance maximale dissipée par chacun des transistors de sortie est :

$$P = \frac{1}{9,8} \times \frac{30^2}{8} = 11,5 \text{ watts}$$

Notons enfin, pour en terminer avec le cas de la classe B, qu'on prévoit toujours une prépolarisation des transistors de sortie T₁ et T₂, afin d'éliminer leur seuil de conduction, cause de distorsion de croisement. Il est même traditionnel de faire circuler, au repos, un faible courant dans T₁ et T₂, ce qui conduit à la classe AB. Nous ne reprendrons pas les calculs en tenant compte de ces modifications : elles ne changent que faiblement les puissances dissipées, qui ont d'ailleurs été calculées

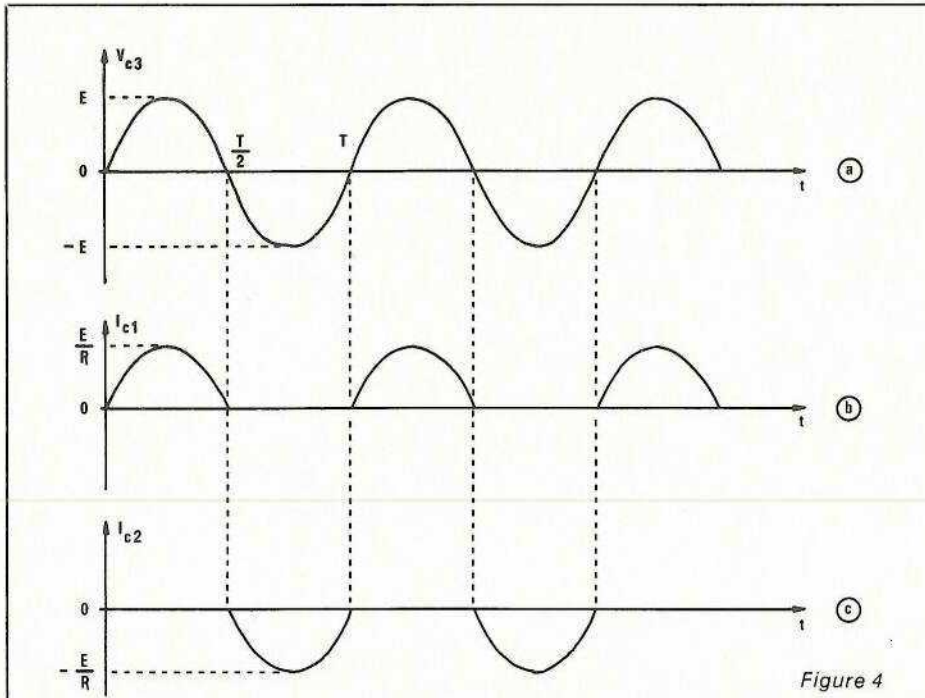


Figure 4

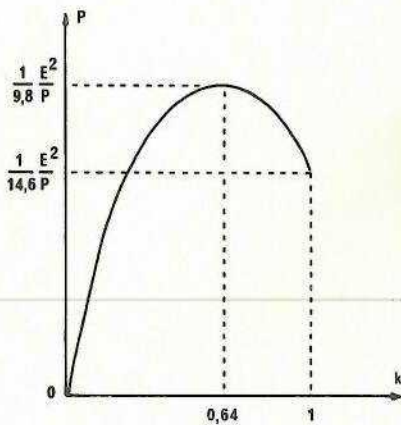


Figure 5

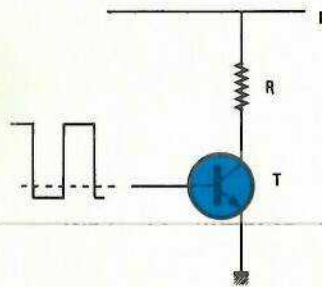


Figure 6

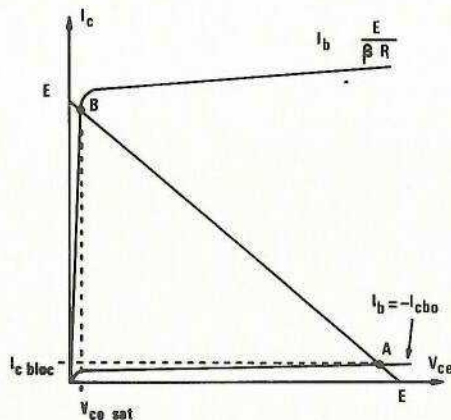


Figure 7

ci-dessus sans prendre en considération les seuils de conduction.

III - Transistor en commutation

Un transistor utilisé en commutation, comme dans l'exemple de la figure 6, où la charge est supposée purement résistive, ne connaît que deux états :

- ou bien il est bloqué : cette situation correspond au point A de la figure 7, intersection de la droite de charge et de la caractéristique obtenue pour $I_b = -I_{cbo}$ (il suffit de polariser la base par une tension légèrement négative, pour un NPN).
- ou bien il est saturé : c'est le point B de la droite de charge, qui implique un courant de base :

$$I_b > \frac{E}{\beta R}$$

où β est le gain en courant du transistor.

À la saturation, la tension entre émetteur et collecteur est pratiquement nulle, tandis que le courant avoisine E/R . Au blocage, le courant devient voisin de zéro, la différence de potentiel entre émetteur et collecteur devenant voisine de E .

En fait, il subsiste, à la saturation, une faible tension $V_{ce\ sat}$; au blocage, circule un courant résiduel $I_c\ bloc$. Enfin, les transitions ne s'effectuent pas instantanément.

Pendant la durée t_r que demande la montée, et pendant le temps de descente t_f , le transistor conduit avec une tension variable entre émetteur et collecteur (figure 8). Si f est la fréquence de commutation, on démontre que la puissance $P_{r,f}$ dissipée pendant les transitions, est :

$$P_{r,f} = \frac{t_r + t_f}{6} \cdot f \cdot E \cdot I_{c\ max}$$

La puissance dissipée pendant la saturation, a pour expression :

$$P_s = V_{ce\ sat} I_{c\ max} \cdot \frac{t_o}{T}$$

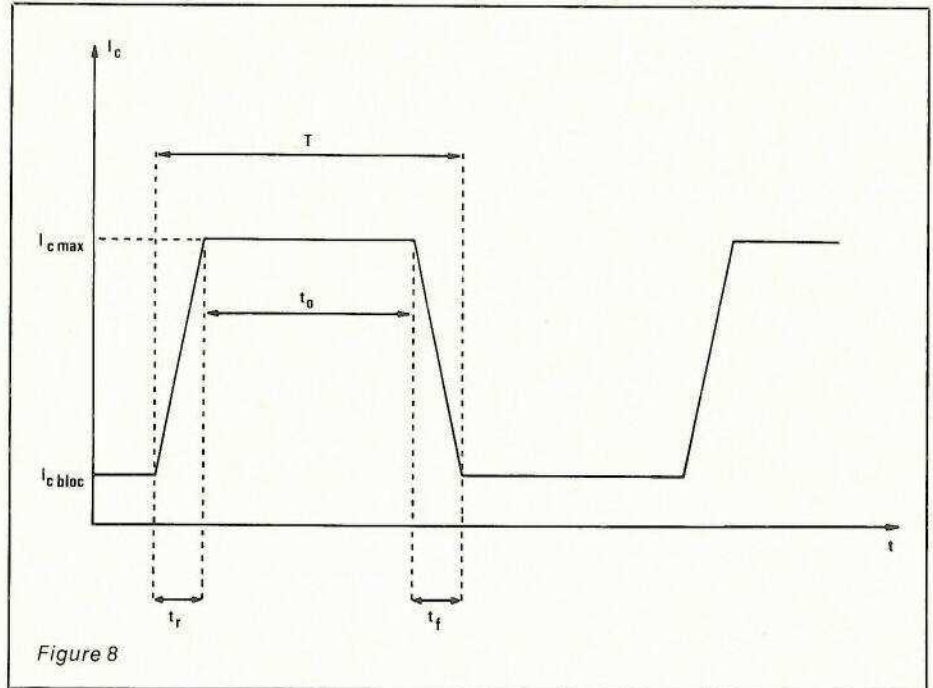
où t_o est le temps pendant lequel I_c garde sa valeur maximale. Enfin, la puissance dissipée, pendant le blocage, est :

$$P_b = \left(1 - \frac{t_o}{T}\right) \cdot I_{c\ bloc} E$$

À partir de ces trois expressions, on calcule facilement la puissance totale dissipée dans le transistor :

$$P = P_{r,f} + P_s + P_b$$

Elle peut n'être pas négligeable pour des transistors de puissance, où



les durées t_r et t_f dépassent parfois la dizaine de microsecondes.

IV - Thyristors et triacs.

Rappelons rapidement la structure interne d'un thyristor : il s'agit (figure 9) d'un dispositif semiconducteur à quatre couches P et N alternées, et muni d'une électrode de commande, la gâchette G. La zone externe P constitue l'anode, et la zone externe N, la cathode. On symbolise un thyristor par le schéma de la figure 10.

Un thyristor s'oppose au passage du courant lorsqu'il est polarisé en inverse (anode négative par rapport à la cathode). En polarisation directe, et sauf si on atteint la tension anode-cathode dite « tension de retournement », le thyristor reste bloqué en l'absence de courant de commande dans la gâchette. L'application d'un tel courant I_g déclenche l'amorçage de façon irréversible : même si on supprime I_g , le thyristor reste conducteur, et ne se désamorce que lorsque sa tension anode-cathode passe par zéro.

L'une des principales applications du thyristor, réside dans la commande de puissance, en alternatif, par réglage de phase. Le principe du montage est illustré en figure 11. La charge, supposée ici réduite à une résistance R, est branchée en série avec le thyristor Th, aux bornes de la source de tension sinusoïdale (par exemple, le secteur). Le circuit de commande fournit un courant de gâchette I_g , souvent sous forme im-

pulsionnelle, avec un retard angulaire θ par rapport au passage par zéro du secteur.

La figure 12 montre alors les tensions et les intensités dans les divers composants. En 12, α , on retrouve la

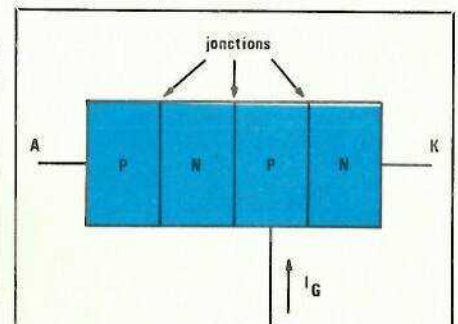


Figure 9

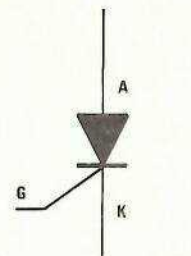


Figure 10

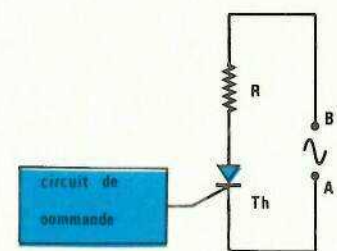


Figure 11

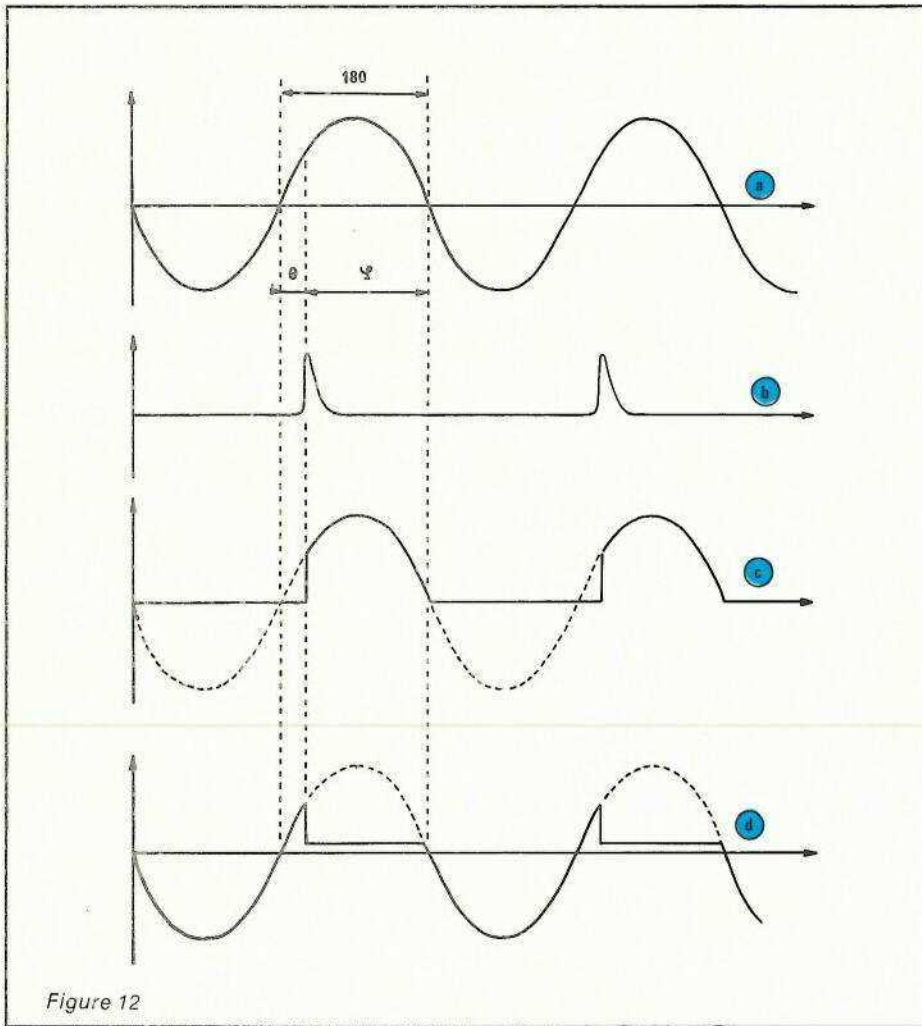


Figure 12

tension alternative sinusoïdale appliquée entre les points A et B de la figure 11. La courbe 12,b montre les impulsions de commande de la gâchette, déphasées d'un angle θ . Chacune d'elles, dans les alternances positives, amorce le thyristor, qui devient conducteur : la différence de potentiel aux bornes de la charge R, évolue donc comme l'indique la courbe 12,c.

Aux bornes du thyristor, la différence de potentiel est celle du secteur, dans le cas du blocage. Pendant la conduction, elle se réduit à la chute de tension dans les jonctions du dispositif, de l'ordre de 1,5 volt. C'est ce que montre la courbe 12,d. Enfin, le courant dans le thyristor est celui qui traverse la charge R : il évolue comme la tension V_R de la courbe 12,c.

Si on néglige les très faibles courants de fuite pendant le blocage, le thyristor ne dissipe de puissance que pendant la phase de conduction, correspondant à l'angle φ de la figure 12, avec :

$$\varphi = 180^\circ - \theta$$

La puissance dissipée en chaleur dépend donc :

- de l'angle de conduction φ
- de la chute de tension directe pendant la conduction.

Ce dernier paramètre varie avec chaque type de thyristor, pour lequel

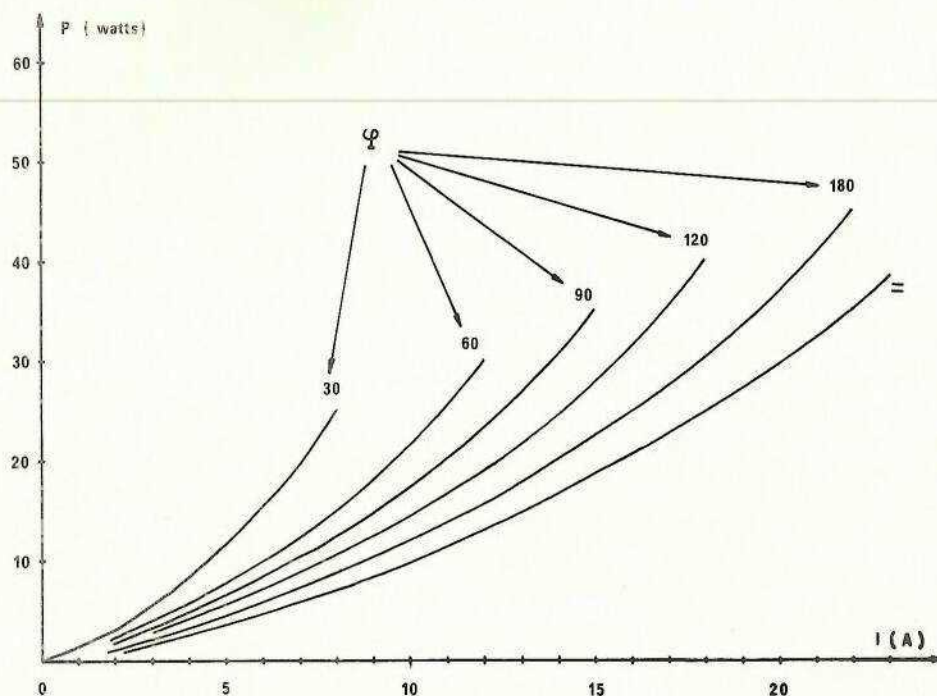


Figure 13

on doit donc fournir des abaques permettant de calculer les pertes de puissance en fonction de φ . Les courbes de la figure 13 constituent un exemple de ces abaques.

Nous n'examinerons pas le cas du triac : il se ramène à celui du thyristor, si on se rappelle que le triac, cependant, peut conduire pendant les deux alternances, ce qui double la puissance dissipée dans les jonctions.

MÉCANISMES DES ÉCHANGES THERMIQUES

Dans les dispositifs semiconducteurs : diodes, transistors, thyristors, triacs, les pertes thermiques sont pratiquement localisées dans les jonctions. La chaleur qu'elles produisent élève la température de ces dernières. Au bout d'un temps de fonctionnement plus ou moins long, on atteindrait des températures destructives (le silicium ne supporte pas plus de 200 °C), si la chaleur n'était pas évacuée vers l'extérieur, c'est-à-dire vers l'air ambiant. Un équilibre s'établit alors lorsque la quantité de chaleur apportée, par unité de temps, devient égale à la quantité de chaleur évacuée.

Le problème de la transmission de chaleur d'un point à un autre d'un solide, fait intervenir la notion de résistance thermique. Nous commencerons par définir cette grandeur.

I - Notion de résistance thermique

Considérons un échantillon de matériau solide de longueur l et de section s (figure 14). L'une de ses faces est maintenue à la température T_1 , et l'autre à la température T_2 , toutes les deux constantes.

Pendant un intervalle de temps t , une certaine quantité Q de chaleur passe de la face la plus chaude (T_1) vers la plus froide (T_2). Le simple bon sens, que confirme l'expérience, indique que cette quantité de chaleur est :

- proportionnelle au temps t
- proportionnelle à la différence de température $T_1 - T_2$
- proportionnelle à la section s de l'échantillon
- inversement proportionnelle à sa longueur l .

Q dépend aussi, évidemment, de la nature du matériau.

On peut facilement écrire ces propriétés sous forme mathématique, ce qui donne :

$$Q = t(T_1 - T_2) \frac{s}{l} k$$

où le coefficient k traduit la facilité intrinsèque du matériau considéré, à transmettre la chaleur.

La relation que nous venons d'établir, peut se mettre sous une autre forme :

$$T_1 - T_2 = \frac{1}{sk} \times \frac{Q}{t}$$

Essayons d'établir un parallèle avec une loi de l'électricité que tout le monde connaît : la loi d'Ohm. Celle-ci exprime le fait que la différence de potentiel $V_1 - V_2$, entre deux points est proportionnelle :

- à l'intensité I du courant qui circule entre ces points. Or, cette intensité n'est autre que la quantité d'électricité par unité de temps, soit :

$$I = \frac{Q}{t}$$

- à la résistance de l'échantillon entre les deux points. On sait qu'elle vaut :

$$R = \frac{\rho l}{s}$$

si ρ est la résistivité du matériau, l et s la longueur et la section de l'échantillon. On peut encore écrire, en considérant la conductivité σ , inverse de la résistivité :

$$R = \frac{l}{s\sigma}$$

Finalement, la loi d'Ohm :

$$V_1 - V_2 = RI$$

s'écrit aussi :

$$V_1 - V_2 = \frac{l}{s\sigma} \times \frac{Q}{t}$$

On constate immédiatement sa remarquable similitude avec la loi des échanges thermiques énoncée

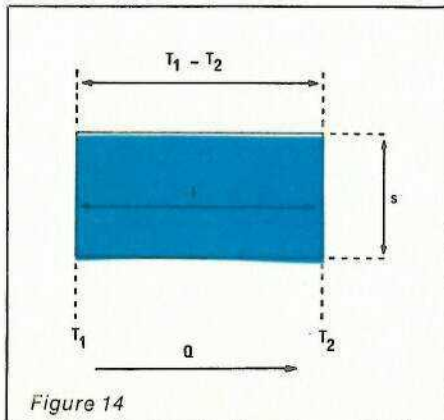


Figure 14

plus haut. En parlant maintenant de différence de température $T_1 - T_2$ au lieu de différence de potentiel $V_1 - V_2$, on est conduit à assimiler les expressions :

$$\frac{1}{s\sigma} \quad \text{et} \quad \frac{l}{sk}$$

La première étant la résistance électrique de l'échantillon, de conductivité électrique σ , on dira que la deuxième est sa résistance thermique R_{th} , avec une conductivité thermique k .

II - L'unité de résistance thermique

La loi d'ohm pour les phénomènes thermiques, s'écrit finalement sous la forme :

$$T_1 - T_2 = R_{th} \frac{Q}{t}$$

Or, la quantité de chaleur transmise par unité de temps (c'est-à-dire l'énergie par unité de temps), a la dimension d'une puissance : c'est la puissance thermique P_{th} transmise. Comme toutes les puissances, elle s'exprime en watts.

D'autre part, la différence de températures $T_1 - T_2$ s'exprime en degrés Celsius (°C). Donc l'unité de résistance thermique :

$$R_{th} = \frac{T_1 - T_2}{P_{th}}$$

est le degré Celsius par watt (°C/W).

III - Associations de résistances thermiques

Il est facile d'établir qu'on peut appliquer, aux groupements de résistances thermiques, les règles utilisées pour les associations de résistances électriques.

Si plusieurs résistances thermiques sont associées en série (figure 15), elles sont équivalentes à une résistance unique :

$$R_{th} = R_{th1} + R_{th2} + R_{th3}$$

Si plusieurs résistances sont associées en parallèle, la résistance unique qui leur équivaut est donnée par la relation (figure 16) :

$$\frac{1}{R_{th}} = \frac{1}{R_{th1}} + \frac{1}{R_{th2}} + \frac{1}{R_{th3}}$$

IV - Application à un dispositif semiconducteur

Prenons le cas d'un transistor de puissance. Sauf dans le cas d'un fonctionnement sous de très faibles différences de potentiel entre émet-

teur et collecteur, l'essentiel de la puissance est dissipée dans la jonction collecteur base, qui supporte la quasi-totalité de la tension V_{CE} . On pourra donc parler de la température de jonction T_J , sans préciser de laquelle il s'agit.

La chaleur dissipée dans cette jonction, est d'abord transmise au boîtier, qui prend lui-même, en régime permanent la température T_B . Entre la jonction et le boîtier, existe une résistance thermique R_{JB} (nous abandonnons, pour des commodités d'impression, l'indice th des résistances thermiques).

Si le transistor est monté sur un radiateur, il lui transmet sa chaleur à travers une résistance R_{BR} , qui dépend de la qualité du contact, de l'éventuelle interposition d'une rondelle isolante en mica, de la présence de graisse aux silicones, etc. À son tour, le radiateur, en régime permanent, se stabilise à une température T_R .

Enfin, le radiateur évacue les calories vers l'air ambiant, dont la température est T_A . Le mode de transmission est ici complexe, car il fait intervenir le rayonnement, les phénomènes de convection, ainsi qu'une part de conduction. La résistance thermique R_{RA} entre le radiateur et l'air, doit donc être précisée par le constructeur du refroidisseur, pour des conditions d'utilisation donnée; par exemple, air calme, position verticale, etc.

Finalement, sur le plan thermique, le schéma équivalent du montage est celui de la figure 17, qui fait apparaître les températures décroissant de T_J à T_A , et les différentes résistances thermiques, qui s'ajoutent en série.

Dans la pratique, le problème sera de déterminer, pour un dispositif donné (transistor, thyristor), le modèle de radiateur approprié, pour ne pas atteindre les températures interdites, connaissant la puissance dissipée (celle-ci est calculée par les méthodes exposées dans la première partie de cet article).

CHOIX PRATIQUE D'UN RADIATEUR

Une fois sélectionné le circuit employé, les méthodes que nous venons d'évoquer permettent de déterminer la puissance maximale que devra supporter chacun des composants. Prenons l'exemple d'un tran-

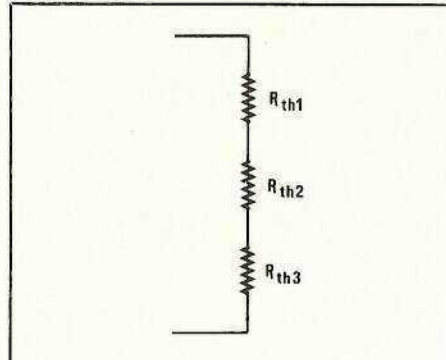


Figure 15

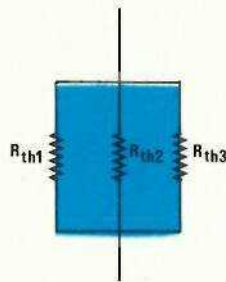


Figure 16

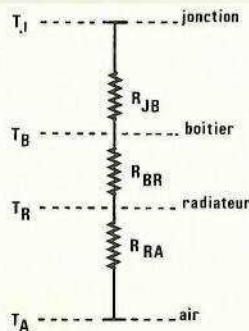


Figure 17

sistor : il reste à choisir le modèle utilisable, et le type de radiateur qu'il convient éventuellement de lui adjoindre.

I - Puissance annoncée par les constructeurs

Dans leurs catalogues, les constructeurs annoncent la puissance maximale que peut dissiper chaque type de transistor. Ils donnent aussi, généralement, la température maximale de jonction, que nous noterons $T_{J\max}$, et la résistance thermique entre jonction et boîtier, R_{JB} .

Il faut alors bien comprendre la signification de la puissance maximale P_{\max} indiquée. Elle suppose :

- que la température ambiante T_A est 25 °C
- que le boîtier du transistor, lui-même, se trouve à 25 °C.

Il faudrait, pour cela, un radiateur de résistance thermique nulle, dit «radiateur infini», et une résistance de contact nulle entre boîtier et ra-

diateur. La puissance maximale es alors :

$$P_{\max} = \frac{T_{J\max} - 25}{R_{JB}}$$

II - Puissance réellement utilisable

Dans la réalité, deux phénomènes limitent la puissance réellement exploitable :

- d'abord, le montage peut être appelé à fonctionner à des températures ambiantes supérieures à 25 °C : il n'est pas rare, à l'intérieur d'un coffret, d'atteindre 40 à 50 °C
- ensuite, la résistance thermique totale, comme le montre la figure 17, ne se réduit pas à R_{JB} .

Si nous appelons T_A la température ambiante réelle, et R_{JA} la résistance thermique totale entre jonction et air ambiant, la puissance maximale utilisable devient :

$$P_{\max} = \frac{T_{J\max} - T_A}{R_{JA}}$$

III - Détermination du radiateur

Dans la pratique, on connaît T_A , et la puissance nécessaire. Les deux éléments à déterminer sont alors :

- le type de transistor
- le modèle de radiateur, c'est-à-dire sa résistance thermique R_{RA} .

On commence alors par calculer la résistance thermique totale qu'il ne faut pas dépasser :

$$R_{JA} = \frac{T_{J\max} - T_A}{P_{\max}}$$

c'est-à-dire :

$$R_{JB} + R_{BR} + R_{RA} = \frac{T_{J\max} - T_A}{P_{\max}}$$

Le terme R_{JB} dépend de la qualité du contact thermique entre le boîtier et le radiateur ; il est lié, pour un boîtier donné, aux conditions d'assemblage. Ainsi, pour un T0 3, on aura, pour un assemblage :

- direct, sans graisse silicone $R_{BR} = 0,3$ °C/W
- direct, avec graisse silicone $R_{BR} = 0,2$ °C/W
- avec mica 100 μ , sans graisse $R_{BR} = 1,5$ °C/W
- avec mica 50 μ , sans graisse $R_{BR} = 1,25$ °C/W
- avec mica 100 μ et graisse $R_{BR} = 0,6$ °C/W
- avec mica 50 μ et graisse $R_{BR} = 0,4$ °C/W

Une fois connue la valeur de R_{BR} pour l'assemblage choisi, on a alors :

$$R_{RA} = \frac{T_{j\max} - T_A}{P_{\max}} - R_{JB} - R_{BR}$$

Pour préciser les choses, exerçons nous sur un exemple numérique, en partant d'un transistor 2N3055 devant dissiper une puissance maximale de 50 watts, et assemblé par l'intermédiaire d'un mica de 50μ d'épaisseur, avec graisse aux silicones. Pour le 2N3055, le constructeur donne :

$$T_{j\max} = 200\text{ }^\circ\text{C}$$

$$R_{JB} = 1,5\text{ }^\circ\text{C/W}$$

Si nous imposons une température ambiante pouvant s'élever à $40\text{ }^\circ\text{C}$, on trouve :

$$R_{RA} = \frac{200 - 40}{50} - 1,5 - 0,4$$

soit :

$$R_{RA} = 1,3\text{ }^\circ\text{C/W}$$

Il ne reste plus qu'à sélectionner, dans les catalogues des constructeurs de radiateurs, un modèle dont la résistance ne dépasse pas cette valeur.

IV - Le cas impossible

Il peut arriver que le calcul précédent conduise à une impossibilité : c'est le cas lorsqu'on aboutit à une résistance de radiateur nulle, ou a fortiori négative, ou même si faible qu'elle n'est pas réalisable en pratique.

Puisqu'alors on ne peut plus jouer sur le choix du radiateur, une conclusion s'impose : il faut sélectionner une autre modèle de transistor, pour diminuer R_{JB} , ou encore utiliser un groupement de transistors.

TECHNOLOGIE DES RADIATEURS

Nous terminerons cette étude par un aperçu des fabrications couramment disponibles sur le marché, en nous appuyant, à titre d'exemple, sur les réalisations de la société italienne ELBOMECH, qui propose une gamme très étendue. Les modèles que nous avons retenus existent en stock chez nombre de revendeurs, et nos lecteurs ne devraient éprouver aucune difficulté à se les procurer.

Le cas échéant, les dimensions, que nous donnons, permettraient de choisir un modèle sensiblement équivalent.

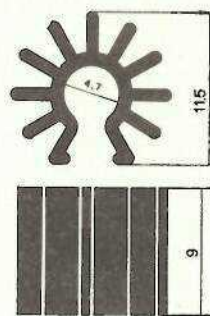


Figure 18

MOD. ML 68/TO18

Rth 75°C/W

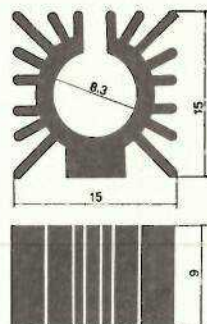
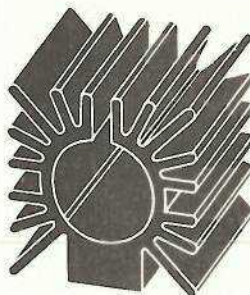


Figure 19

MOD. ML 61/TO5

Rth 45°C/W

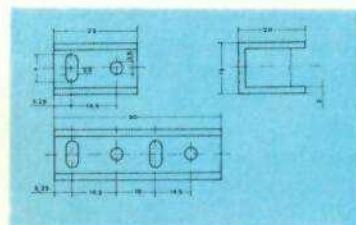
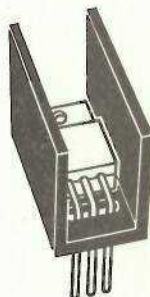


Figure 20

MOD. ML 26/TO220
 MOD. ML 26/TO126
 MOD. ML 26/2XTO220
 MOD. ML 26/2XTO126

Rth 15°C/W
 Rth 15°C/W
 Rth $9,5^\circ\text{C/W}$
 Rth $9,5^\circ\text{C/W}$

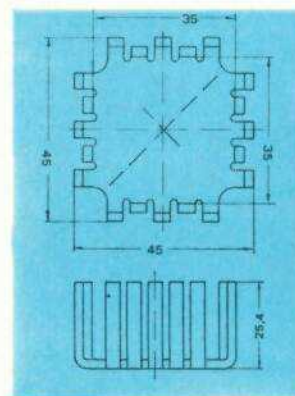
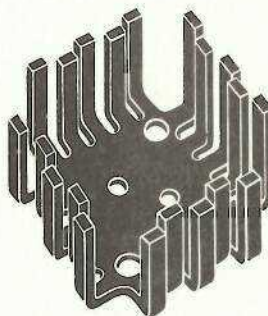


Figure 21

MOD. ML 16/TO3
 MOD. ML 16/TO66

Rth 6°C/W

I - Radiateur pour boîtiers TO 18 et TO 5

Les transistors en boîtier métallique TO 18, ne sont évidemment conçus que pour de faibles puissances : de l'ordre de 300 mW sur radiateur infini (boîtier à 25 °C).

On peut augmenter sensiblement leur dissipation grâce à de petits radiateurs à ailettes, comme celui de la figure 18, qui offre une résistance thermique de 75 °C/W.

Le même type de radiateur, dans des dimensions évidemment différentes, comme le montre la figure 19, améliore les performances des transistors encapsulés en boîtiers TO 5. Le modèle que nous présentons offre une résistance thermique de 45 °C/W.

II - Radiateurs pour boîtiers TO 220

Ces boîtiers, utilisés pour certains transistors de puissance, et pour nombre de triacs ou de régulateurs de tension intégrés, connaissent une vogue grandissante, en raison de leur facilité de construction, et de leur prix de revient réduit.

Ils s'accrochent, pour des puissances moyennes, de simples radiateurs en U, eux aussi peu coûteux. La figure 20 en propose un exemple, avec des variantes pour un ou deux transistors. La résistance thermique s'élève à 15 °C/W dans le premier cas, et descend à 9,5 °C/W dans le deuxième.

III - Radiateurs pour boîtiers TO 3

Largement popularisé par le transistor 2N3055, le boîtier métallique TO 3 permet d'accéder à des puissances importantes (pour le 2N3055, 117 watts sur radiateur infini, à 25 °C). On ne s'étonnera donc pas de la multitude des radiateurs que les constructeurs lui prévoient.

Celui de la figure 21, très répandu, offre une résistance thermique de 6 °C/W. Sa forme compacte le destine tout particulièrement à un montage direct sur circuit imprimé.

Des puissances plus importantes deviennent accessibles avec le modèle de la figure 22. Taillé dans un profilé, ce radiateur existe, chez ELBOMECA, en quatre longueurs différentes, pour une même section; la dernière longueur (1 m) est celle du

profilé entier... et ne présente guère d'utilité pratique.

Pour les trois autres longueurs, le catalogue ne précise pas de résistance thermique, mais indique directement, par les courbes que nous reproduisons, la puissance acceptée, en fonction de la différence de température entre le radiateur et l'air ambiant.

Enfin, pour les fortes puissances auxquelles peut rêver l'amateur, le modèle de la figure 23 devrait donner toutes satisfactions. Là encore, les courbes jointes donnent les puissances en fonction des écarts de température entre radiateur et ambiante : on voit que les 50 watts deviennent accessibles.

En guise de conclusion

Le sujet, on aura pu le constater à la lecture de ce long article, est vaste : nous ne prétendons pas l'avoir épuisé. Espérons, cependant, que le problème, généralement méconnu, des refroidisseurs pour semi-conducteurs, sera démythifié. Il ne relève, finalement, que de calculs très simples.

R. RATEAU

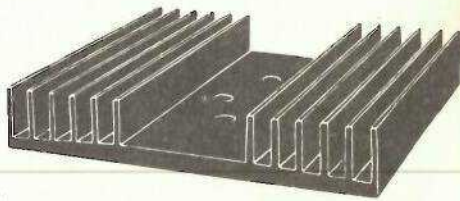


Figure 22

LUNGHEZZE STANDARD: 40, 75, 100, 1000 mm
FORATURA STANDARD: A

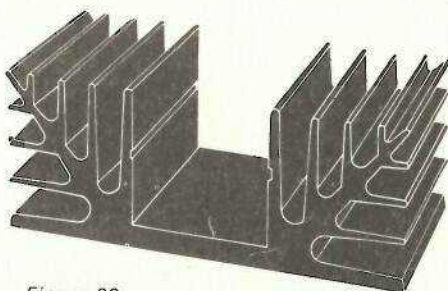
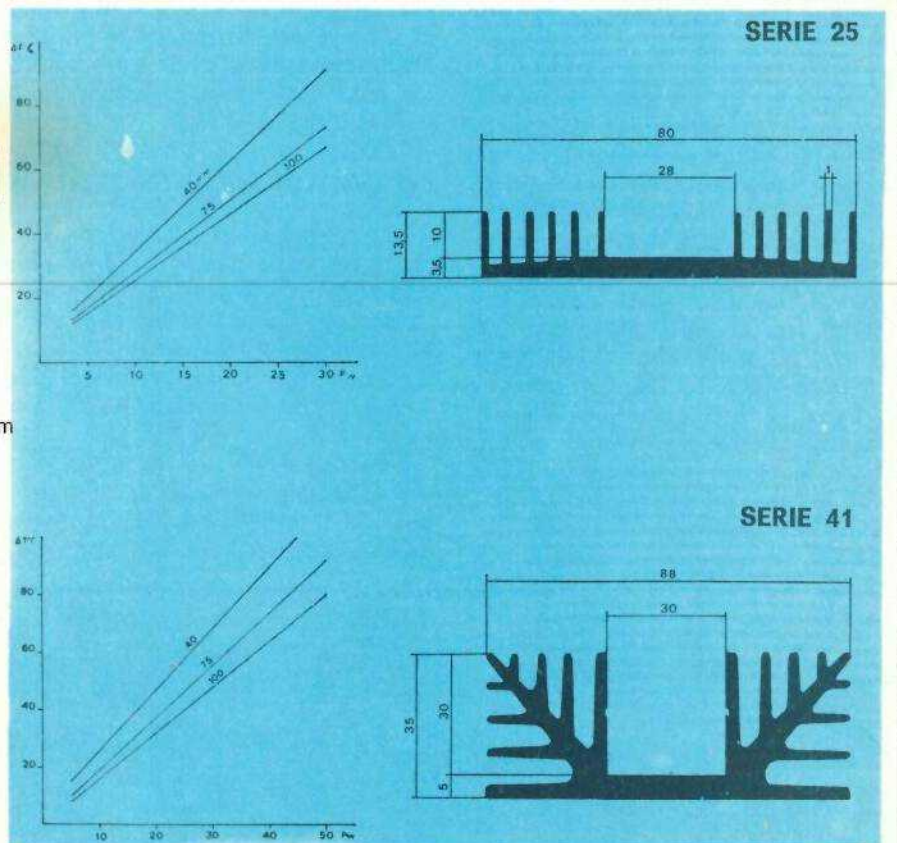


Figure 23

LUNGHEZZE STANDARD: 40, 75, 100, 1000 mm
FORATURA STANDARD: A



Concertation : 40 canaux AM-FM-BLU 4 W (crête)

La dernière session de la concertation CB-PTT a eu lieu le 23 juin 1982. Elle a débuté en septembre 1981, et, bon an mal an, avec diverses péripéties, quelquefois remise en question, elle se termine enfin. Ses conclusions sont loin de satisfaire les revendications initiales des cibistes. Cependant, un grand pas a été accompli, même s'il ne satisfait pas tous les cibistes.

Les conclusions finales de la commission

L'existence, dans le contexte de la CB Française des trois modes de modulation AM-FM-BLU est admise. La puissance accordée pour le dernier compromis avec les associations cibistes à la limite de la rupture des négociations était de 4 watts crête, ce qui signifie que les valeurs extrêmes de l'enveloppe porteuse en modulation d'amplitude et la BLU ne doivent pas excéder 4 watts. Ce qui revient à dire 4 W en FM, 1 W en AM et un peu moins en BLU. Les antennes directives, écartées a priori par l'administration, sont permises jusqu'à concurrence d'un gain de 6 dB. En revanche, l'utilisation des amplificateurs linéaires est et reste interdite. TDF formulait des réserves tant sur l'emploi d'antennes directives, que sur la puissance d'émission. Ces réserves ont été à nouveau formulées. Elles ne représentent pas pour les associations un maximum sous la forme des 4 W en crête, alors que penser des 2 W crête pronés par TDF ? Il ne faut pas perdre de vue que les homologations de postes s'effectuent sous 15,6 V, les cibistes verront leur puissance légale amputée de 30 à 33 % dans leurs conditions d'utilisation normales. Dans le meilleur cas, il restera moins de 3 W crête, sans même tenir compte des pertes dans les câbles d'alimentation, que restera-t-il au niveau de l'antenne. L'antenne elle-même pose un problème de droit.

Le point noir : la loi de juillet 1966

Les radioamateurs bénéficient d'un privilège exclusif : le droit à l'antenne. S'ils effectuent leur demande d'autorisation pour poser leur antenne, auprès de leur propriétaire, celui-ci ne peut pas la leur refuser sans motif sérieux. Dans le cas du

cibiste, il peut se voir refuser cette autorisation a priori, avant même d'avoir occasionné une gêne aux téléspectateurs du voisinage. Sachant d'autre part que les antennes intérieures ou extérieures en façade (fenêtres-balcons), n'est-ce pas un abus, voire une atteinte à la liberté individuelle, que le propriétaire puisse décider qu'une personne ait le droit ou non d'être cibiste. Cela encourage malheureusement les cibistes clandestins à le demeurer, en installant leur antenne intérieure, et réussit à obtenir des portées qu'ils jugent satisfaisantes au moyen d'artifices tels que les amplificateurs linéaires. Le vœu que la commission, avant que les administrations se rétractent, de voir la loi de 1966 relative au droit à l'antenne revu et applicable aux cibistes, sera inscrit au rapport final de la commission, émanant, après rectification, seulement des associations représentatives qui y ont participé.

La conférence de presse

En clôture de la dernière session, M. le ministre des PTT, M. Mexandeau, a animé une conférence de presse, se montrant satisfait de la bonne marche et de l'aboutissement de cette commission unissant les usagers et les administrateurs de tutelle.

Il accepte les conclusions issues de ces onze sessions d'une commission qui a vu tour à tour divers obstacles, de l'agressivité, de l'exaspération,

pour enfin parvenir à un compromis acceptable, à une forme de concertation permanente, et à un travail constructif amenant enfin à une libéralisation de la CB française. Le résultat, s'il est loin de satisfaire l'ensemble des usagers, marque un progrès important. Illégale en 1980, notre CB a acquis une existence légale sous une forme peu acceptable, 22 canaux FM 2 W, et, un an et demi après, en juin 1982, en 40 canaux et tous les modes de modulation, avec quelques restrictions de puissance.

Une brochure sur la CB

La commission travaille actuellement à une brochure d'informations sur la CB, qui sera publiée par les PTT. Celle-ci comprendra divers chapitres concernant les diverses notions que tout cibiste doit savoir. L'administration et les diverses associations de cibistes, après s'être partagé les paragraphes et sujets, se sont attelés à l'ouvrage qui devrait voir le jour avant la mise en place de la nouvelle norme. C'est un travail collectif que l'on aurait eu du mal à imaginer il y a un an ou deux, et il faut se féliciter des ouvertures de l'administration, ainsi que de la collaboration étroite avec les représentants des usagers. La CB française semble débuter sous de bons auspices, il ne reste qu'à souhaiter que les usagers eux-mêmes y mettent du leur en jouant le jeu et ne cherchent pas à abuser des droits si fraîchement acquis.

B. BENCIC

