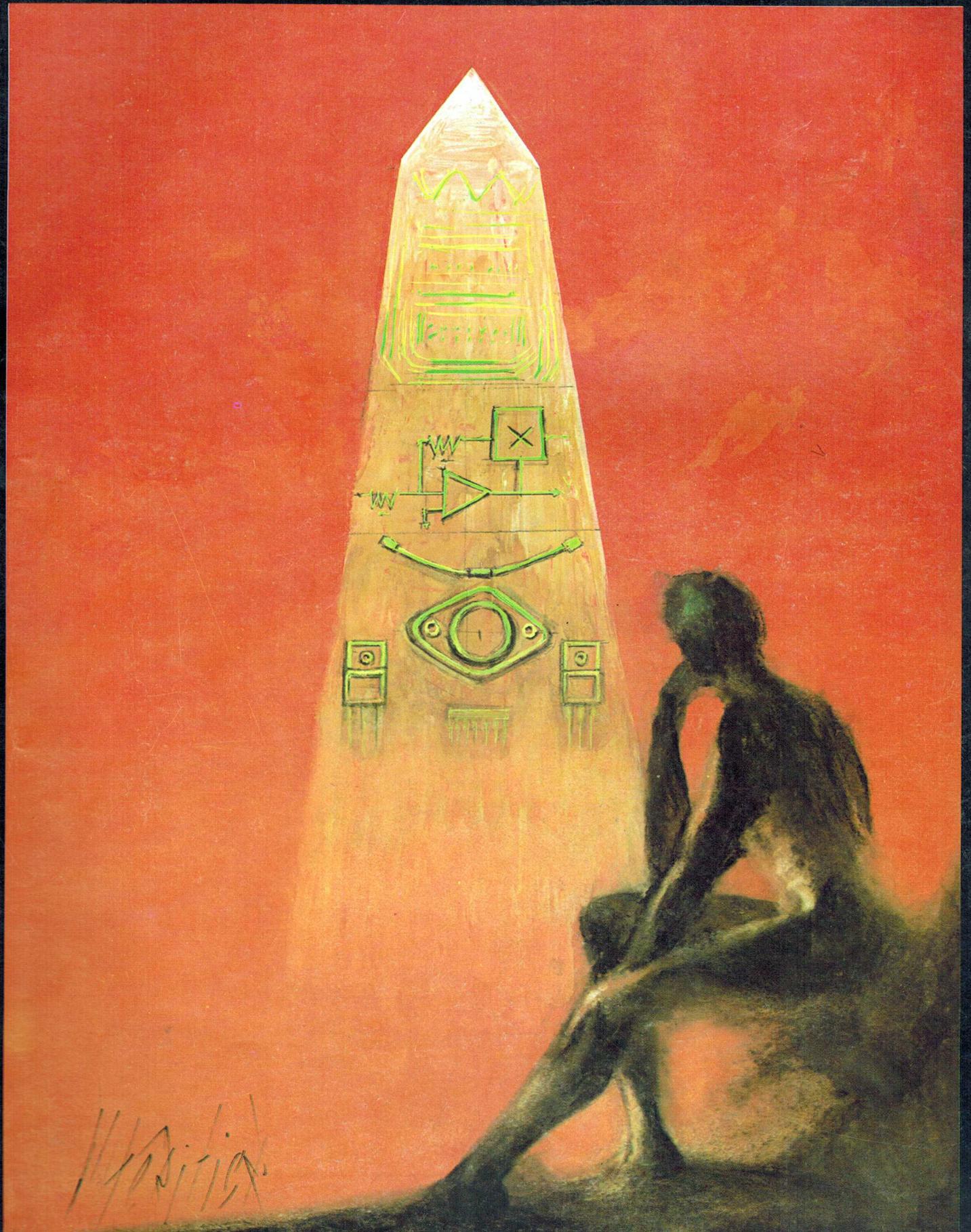


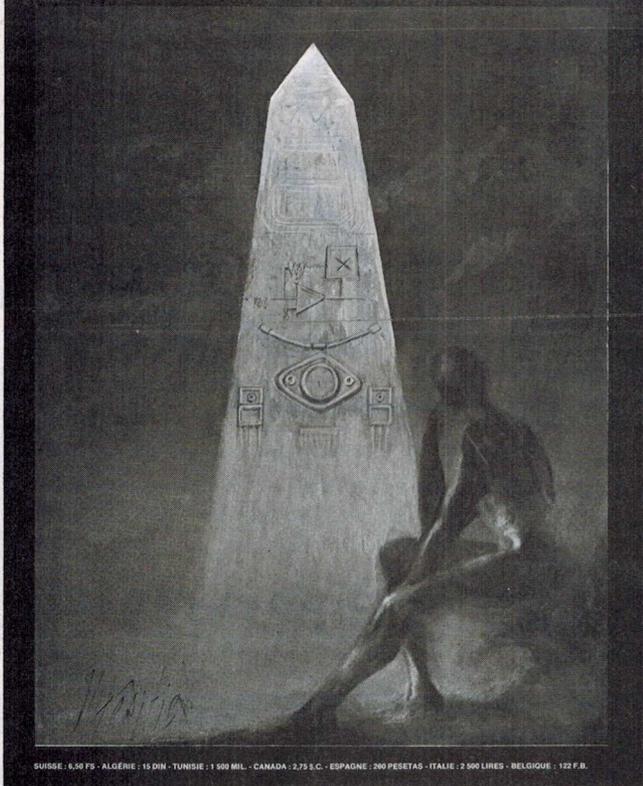
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 10 - Eté 1979 - 15 f



ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 10 - Été 1979 - 15 f



SWISSE : 6,50 FS - ALGERIE : 15 DIN - TUNISIE : 1 500 MIL - CANADA : 2,75 S.C. - ESPAGNE : 200 PESETAS - ITALIE : 2 500 LIRE - BELGIQUE : 122 F.B.

Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris - Tél. : 285.04.46.
Publicité pour la Belgique : Euro-Publi-Belgium,
avenue Marcel Gourdin 1, 5001, Belgrade Namur. Tél. : 081-22-03-13
Président-directeur général : Directeur de la publication
Jean-Pierre Ventillard
Rédacteur en chef
Jean-Claude Roussez

Ont participé à ce numéro : **Philippe Arnould, Jean-Claude Baud, André Billès, Tin Bui Si, Henri Copin, Jos De Neef, André Doris, Pierre Ethenoz, D. Ferrand, Pierre-Louis Grenier, Patrick Gueulle, Daniel Heyden, Jacky Jegou, Félix Juster, M. Lacroix, Pierre Lemeunier, Alain Pelat, Robert Perret, Joël Ranchet, J.-F. Renaud, Jean Sabourin, S. Soegijoko, Emmanuel Toutain, Jacques Trémolières.**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
66 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
1 an (4 numéros) : **48 F (France) - 65 F (Etranger)**
Copyright 1979 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal 2^e trimestre 79 N° éditeur : 737

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

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

Distribué par SAEM Transports Presse - Imprimerie : Edicis, 75019 Paris.

SOMMAIRE

Analyse 	
Les lignes à microruban	85
L'antenne électronique : une solution aux problèmes de réception TV	121
Applications 	
Stroboscope 10 kHz de forte puissance	17
Utilisation des ultra-sons en mesure de distances	43
Caméra à réseau de photodiodes	47
Convertisseur continu / continu à VMOS	79
Electronique médicale 	
La mesure du débit cardiaque : la méthode de Fick	5
Les effets biologiques des infra-sons	35
Etude 	
La commutation téléphonique temporelle	13
Limitation du dV/dt à la commutation	31
Fonction de transfert des filtres polynomiaux	143
Méthode d'élaboration des compteurs d'impulsions	145
Mesures 	
Multimètre à microprocesseur (suite et fin)	69
	
Gestion d'automatisme par microprocesseur	105
Générateur d'impulsions à 6800	115
Schémathèque 	
Presse technique étrangère	97
Technologie 	
Le circuit imprimé : la protection des circuits la soudure, l'étamage	51
Les terres rares	59
Après le Salon des Composants et Inova	125
Les satellites artificiels	128
Cohérotation et décohérotation	139
Bibliographie	152
Réseaux de distribution des semi-conducteurs	155
Erratum du numéro précédent	162
Nouveautés	165
Encart Lambda N° 1	67
Encart Lambda N° 2	137
Bulletin d'abonnement	170

Le stroboscope est l'appareil auquel on songe le plus dès que l'on doit visualiser au ralenti, des phénomènes très rapides.

Les caméras très rapides ont le désavantage de consommer beaucoup de film pour leur mise en route et de plus, elles sont difficilement synchronisables avec le phénomène à étudier.

En particulier, en aérodynamique on rencontre très souvent des phénomènes instationnaires comme les tourbillons ou lors de l'étude d'éolienne en mouvement.

C'est ainsi que le stroboscope et deux appareils photo se révèlent être d'excellents outils pour l'étude qualitative et quantitative de la vitesse des molécules d'air.

Stroboscope 1 kHz de forte puissance

Pour matérialiser ces écoulements d'air, on peut utiliser des bulles de savon gonflées à l'hélium. Ces bulles, d'un diamètre compris entre 1 et 5 mm, ont l'avantage d'être légères (c'est-à-dire ayant très peu d'inertie) et de résister à des vitesses de l'ordre de 80 m/s (soit 300 km/h. L'émetteur de bulles, baptisé Emibul, a été mis au point par la Seram (151, bd de l'Hôpital, 75640 Paris Cédex 13), il ne restait plus qu'à les visualiser.

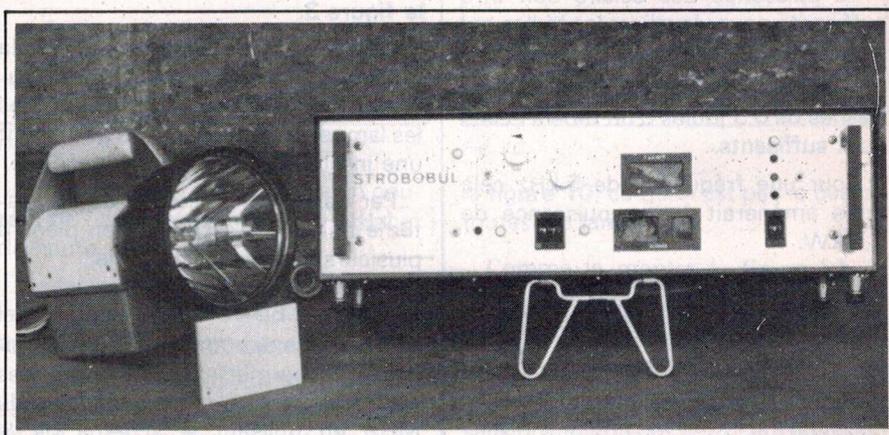


Photo 1. - Vue d'ensemble de l'appareil avec sa lampe.

Cahier des charges du stroboscope

La figure 1 montre ce que l'on désire voir sur la photo.

Une lumière continue de faible puissance laisserait une trace du chemin suivi par la bulle.

Sur cette lumière se superposerait une autre qui serait de courte durée très puissante et à intervalle de temps régulier, afin de mesurer la vitesse de la bulle.

Pour un vent de 50 m/s, l'intervalle entre les bulles doit être de l'ordre de 10 mm, ce qui nous amène à une fréquence d'éclair de 5 kHz au minimum.

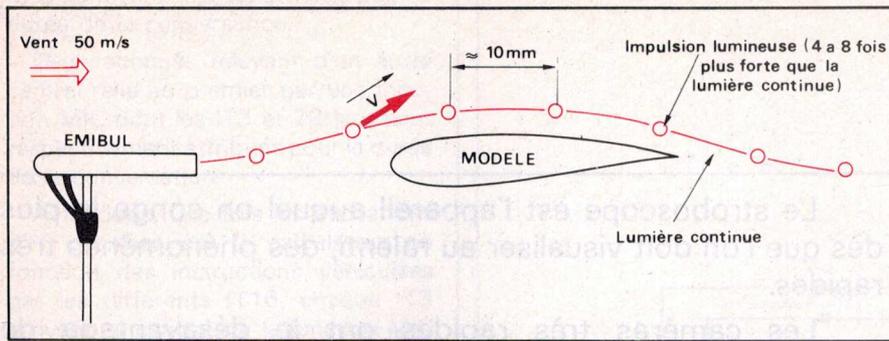


Fig. 1

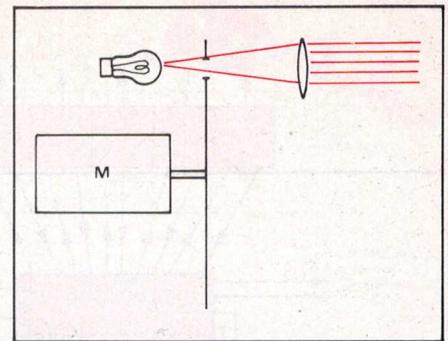


Fig. 2

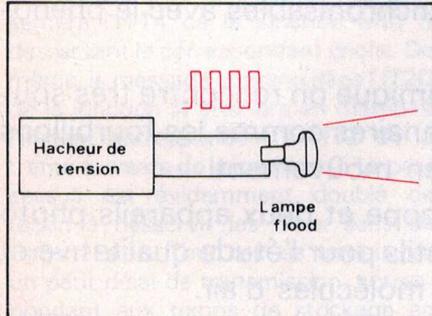


Fig. 3

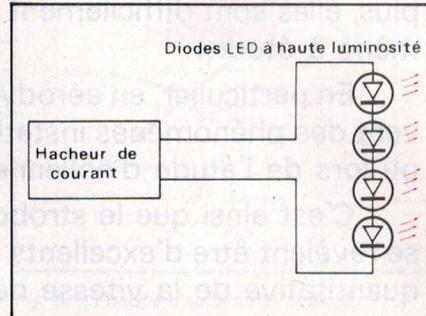


Fig. 4

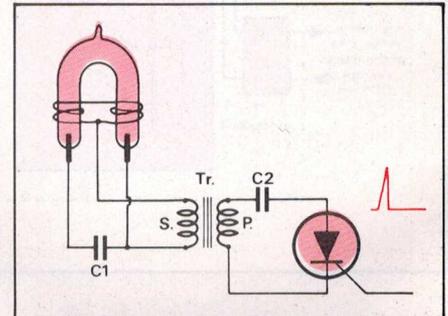


Fig. 5

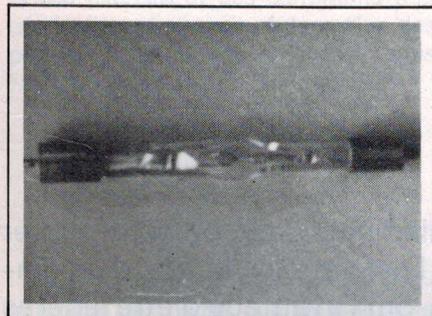


Photo 2. - Vue d'une XBO 75 W/2. L'anode étant l'électrode la plus grosse. Le tube en quartz ne doit être ni touché, ni sali sous peine de noircissement lors de son échauffement.

La puissance des éclairs doit être suffisante pour visualiser les bulles qui sont déjà transparentes de nature.

A basse vitesse (≈ 10 m/s), des flashes de 0,3 joules d'un tube à éclats sont suffisants.

Pour une fréquence de 5 kHz cela nous amènerait à une puissance de 1,5 kW.

Le problème n'est pas si simple; c'est pourquoi nous allons passer en revue tous les procédés de stroboscopie que l'on puisse trouver.

Différents procédés de stroboscopie

a) Le plus simple (fig. 2)

Un moteur entraîne un disque percé de 1 ou plusieurs trous qui laissent passer un faisceau lumineux.

L'avantage de ce système est qu'il est simple à mettre en œuvre pour de basses fréquences, mais il possède certains inconvénients.

Tout d'abord, la durée des éclairs est trop grande si l'on désire une puissance lumineuse suffisante.

En supposant que l'on mette une lampe de 10 kW à incandescence ou une lampe à arc et deux trous dans le disque, celui-ci doit tourner à une vitesse de 150 000 tr/mn pour obtenir une fréquence de 5 kHz ! Même la roulette du dentiste atteint difficilement ces vitesses.

Voyons si l'électronique ne peut pas nous sortir de ce mauvais pas.

b) Lampes flood

Un procédé peu courant et pourtant employé dans certains cas est donné à la figure 3.

Un hacheur de tension module la luminosité d'une lampe flood. Malheureusement ces lampes comme toutes les lampes à incandescence possèdent une inertie qui limite la fréquence.

Par contre la luminosité de ce système aurait été suffisante en plaçant plusieurs lampes en parallèle.

c) Diodes LED

A l'inverse des lampes flood, les diodes LED permettent d'atteindre des fréquences très élevées (de l'ordre du MHz) en utilisant le schéma de la figure 4. Leur faible luminosité limite malheureusement leur emploi dans les stroboscopes bien que des LED de très haute brillance apparaissent sur le marché. Au dernier salon des composants 1979, un exposant possédait des LED rouges de 120 mcd pour 15 mA, ce qui est énorme quand on songe qu'une LED ordinaire a une intensité lumineuse de l'ordre de 10 mcd pour le même courant.

Certains utilisent ce genre de stroboscope pour le réglage de l'avance sur les moteurs des voitures.

d) Tube à éclats

Le stroboscope que l'on rencontre le plus couramment est celui de la figure 5.

Une lampe possède deux électrodes reliées à une capacité C_1 qui aura été préalablement chargée entre 200 V et 600 V.

Un transformateur Tr dont le primaire est relié à un thyristor et un autre condensateur chargé, sert à l'amorçage de l'arc.

Le secondaire du transformateur est relié à une des électrodes principales et une électrode d'amorçage qui est constituée d'un fil dénudé enroulé autour de l'ampoule.

Lorsque l'arc a été amorcé à l'aide de ce transformateur, la capacité C_1 se décharge dans le tube en développant un éclair d'une énergie $W = 1/2 CV^2$ ou W est exprimé en joule, C en farad et V représentant la tension de charge de C_1 , en volt.

L'énergie pour chaque éclair est limité par la puissance que peut dissiper la lampe.

Une lampe de 4 W coûte 30 francs; par contre une lampe de 47 W coûte 500 francs. Or, il nous faut 1,5 kW comme le demande le cahier des charges.

De plus ce type de lampe nécessite 1 ms pour se désioniser totalement entre deux éclairs.

Avec un tube à éclats on ne peut donc espérer dépasser 1 kHz.

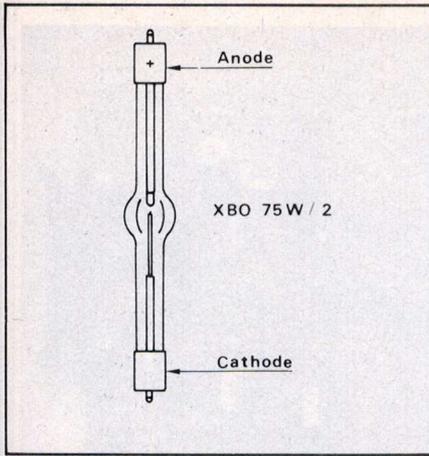


Fig. 7

e) Rampe de tubes à éclats

Pour atteindre une fréquence de 5 kHz avec des tubes à éclats, on peut en disposer 5 en ligne que l'on allume comme un chenillard (fig. 6).

L'inconvénient de ce système est qu'il est encombrant et peu maniable pour son installation.

De plus, ces lampes ont un arc assez long (environ 4 cm) qui empêche l'emploi d'une optique permettant la focalisation de la lumière.

C'est ce qui nous a amené à utiliser des lampes à arc court au xénon.

f) Lampe à arc court

L'arc a une longueur de 0,5 mm pour une largeur de 0,25 mm.

Avec ce type de lampe (fig. 7) nous avons pu utiliser avec efficacité un miroir parabolique pour concentrer la lumière.

La lampe à arc court permet de moduler la lumière jusqu'à 10 kHz (et même légèrement plus).

A la différence des tubes à éclats, une lampe à arc court de 100 W est suffisante car la focalisation est excellente.

Par contre, on ne peut que moduler la lumière, c'est-à-dire qu'elle ne peut jamais être nulle, car sinon l'arc se désamorcerait comme le montre la figure 8.

Le stroboscope de 10 kHz qui va être décrit utilise une lampe à arc court XBO 75 W/2 d'Osram.

Description de la XBO 75 W/2

Comme on peut le voir à la figure 7, une cathode et une anode sont disposées face à face dans une ampoule de quartz de forte épaisseur car la pression du xénon à l'intérieur du ballon est très élevée.

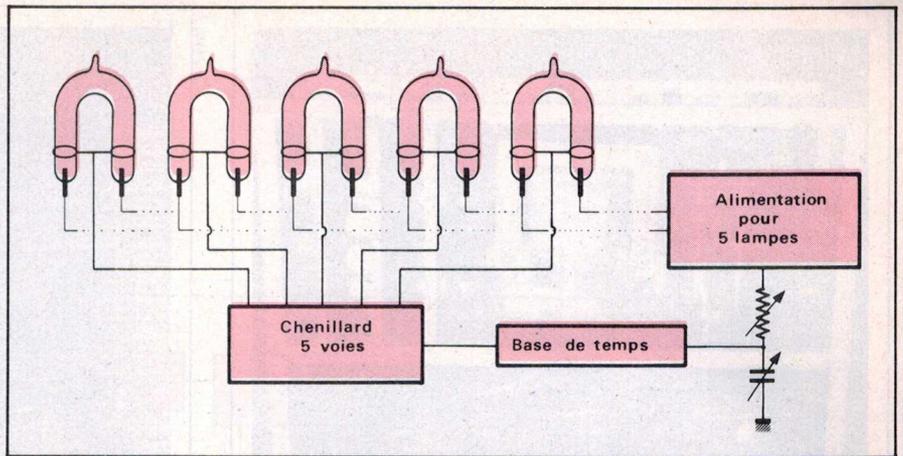


Fig. 6

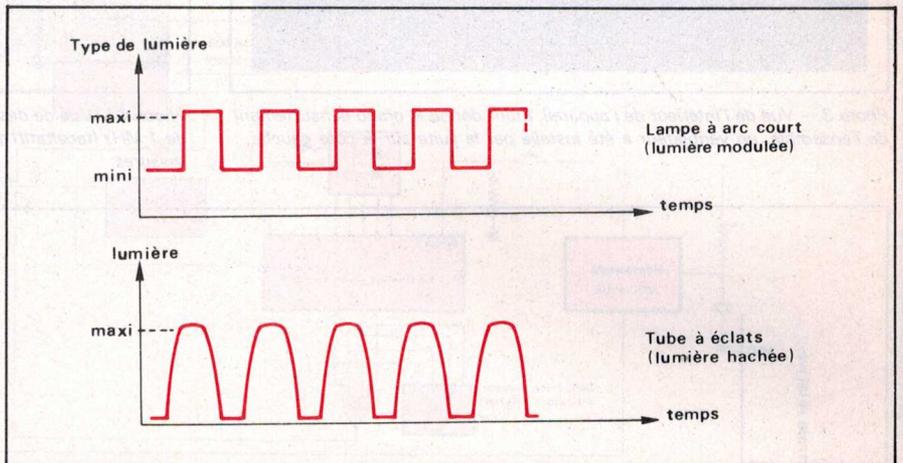


Fig. 8

Tension d'alimentation de la lampe à l'amorçage U_V (V)	45 / 50
Tension de fonctionnement U_L (V)	14
Intensité du courant J_L (A)	5,4
Puissance absorbée P_L (W)	75

Fig. 9

Pour amorcer l'arc on utilise un courant de haute fréquence (≈ 5 MHz) et de haute tension (≈ 15 kV).

La tension continue aux bornes de la lampe doit être de 45 à 50 V minimum au moment de l'amorçage.

Dès que l'arc s'est formé, la tension est de 14 V environ pour une intensité de 5,4 A. Ce qui nous donne une puissance absorbée de 75 W (fig. 9)

L'anode est relativement grande pour l'évacuation thermique et la cathode est donc plus petite en raison de la température élevée nécessaire (émission thermique).

En conséquence l'anode sera toujours placée en haut.

La XBO 75 W/2 autorise un débattement de $\pm 110^\circ$ comme le montre

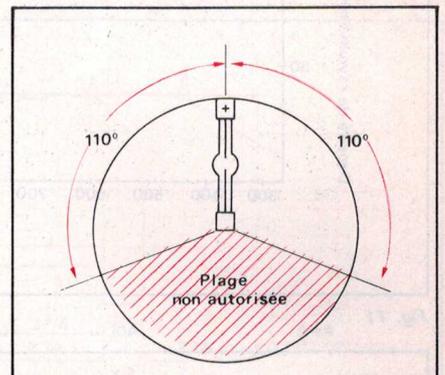


Fig. 10

la figure 10, ce qui n'est pas le cas de toutes les lampes.

Comme le montre la figure 11, la répartition spectrale de la densité de rayonnement relative des lampes XBO est très large.

Il ne faut donc pas regarder la lampe sans protection des yeux car l'émission d'ultra-violet ($0,4 \mu$) est très importante.

L'intensité lumineuse dépend du courant de la lampe suivant la formule approximative suivante : $I = 8 \cdot J^{1,5}$, où I est exprimé en candelas et J en ampères.

Ainsi pour 5,4 A (courant nominal) ou a 100 cd pour 10 A on aura 253 cd et pour 2 A, $L = 22$ cd.

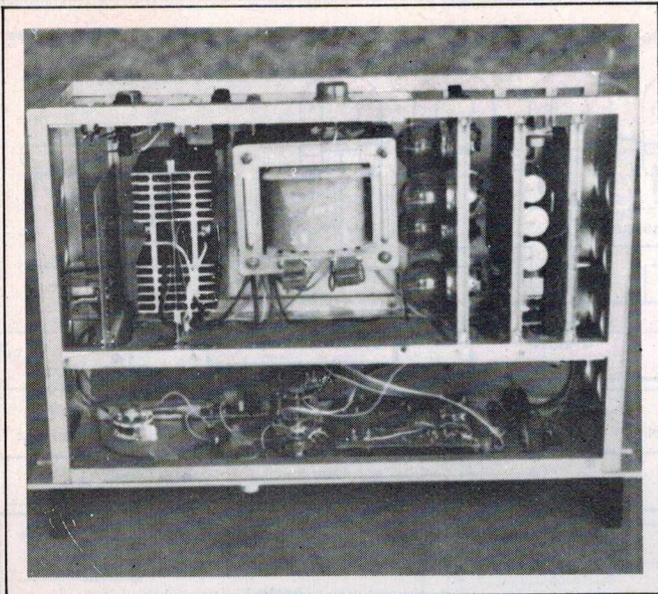


Photo 3. - Vue de l'intérieur de l'appareil. Etant donné le grand échauffement de l'ensemble, un ventilateur a été installé par la suite sur le côté gauche.

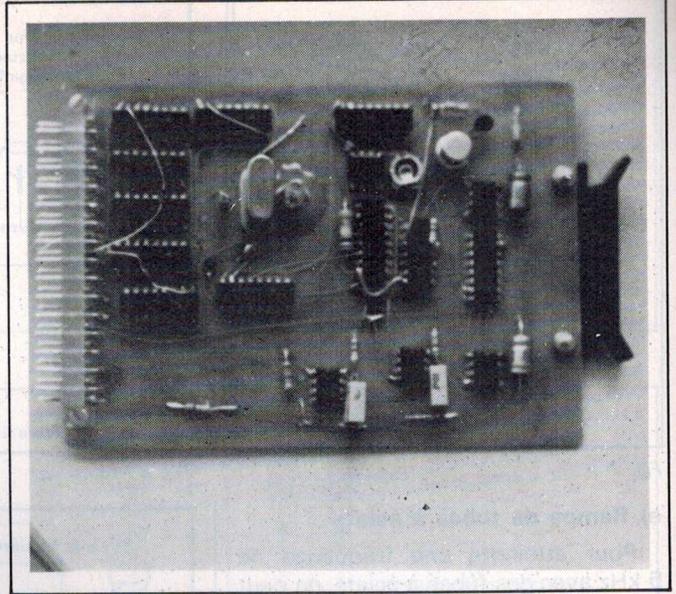


Photo 4. - Vue de dessus de la carte des circuits logiques. On notera le quartz de 1 MHz (facultatif) qui assure une stabilité et une grande précision dans les mesures.

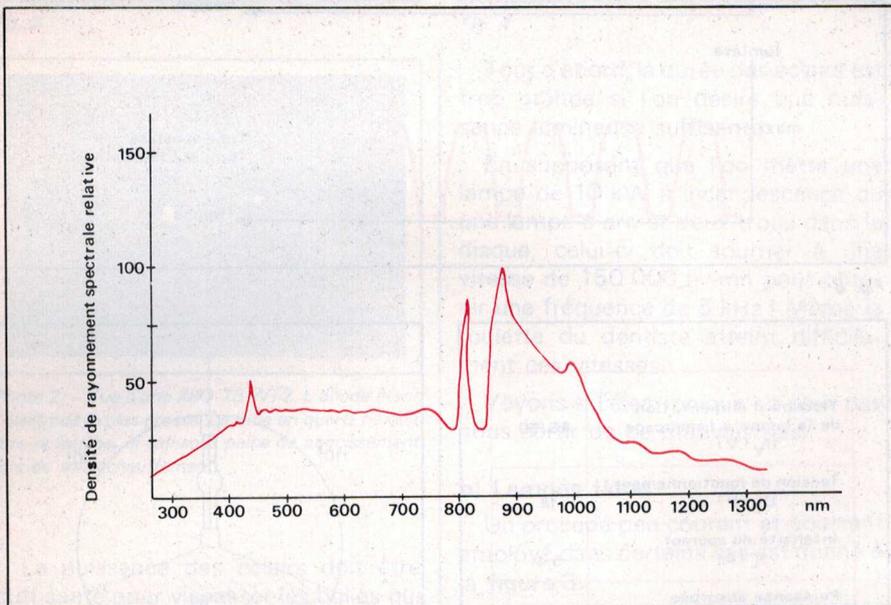


Fig. 11

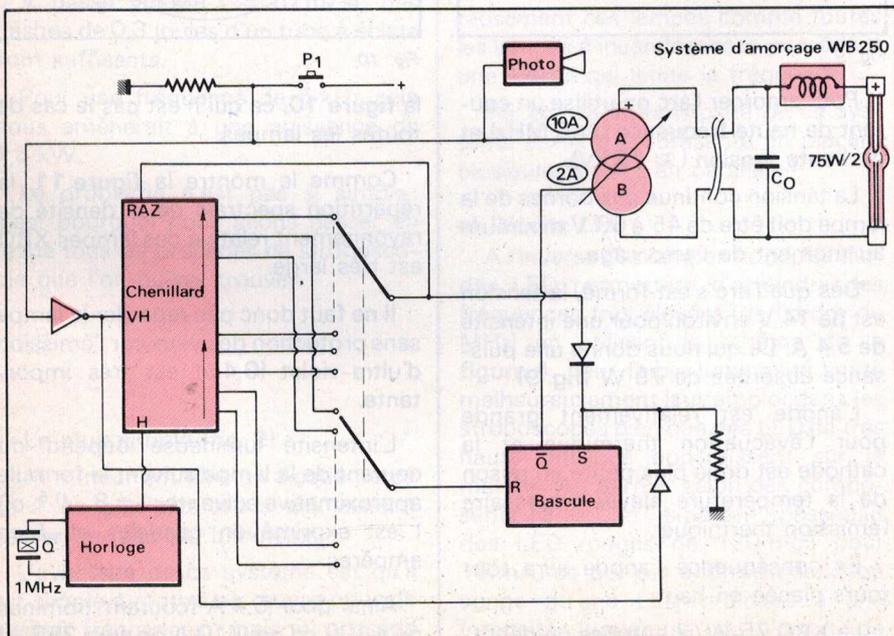


Fig. 12

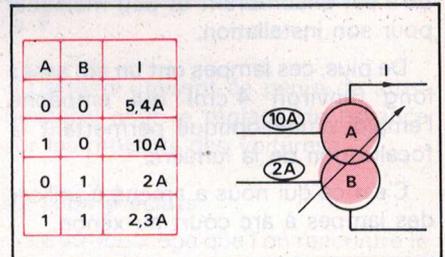


Fig. 13

La durée de vie de la lampe est de 400 heures à puissance et courant nominal (75 W et 5,4 A) et pour une durée de fonctionnement par commutation d'au moins 20 minutes.

Le prix d'une lampe est de 800 francs environ. A la fin de la durée de vie, on peut observer une chute du flux lumineux de 25 à 30 %.

Nous voici donc en possession d'une lampe capable d'être modulée jusqu'à 10 kHz. Il ne reste plus qu'à bâtir son alimentation qui a été baptisée Strobobul pour la circonstance.

Schéma de principe du Strobobul

La figure 12 représente le cas où l'on utilise l'horloge interne et que l'on ne se synchronise pas sur la sortie des bulles.

On verra plus loin le cas où l'on désire n'avoir que le cliché de la trajectoire d'une seule bulle et celui où l'on utilise une horloge externe pour avoir toutes les fréquences possibles.

Ainsi lorsqu'on appuie sur le poussoir P₁, on ouvre l'appareil photo qui le restera tant que P₁ est pressé, et on met à l'état 1 l'entrée A de l'alimentation à courant constant.

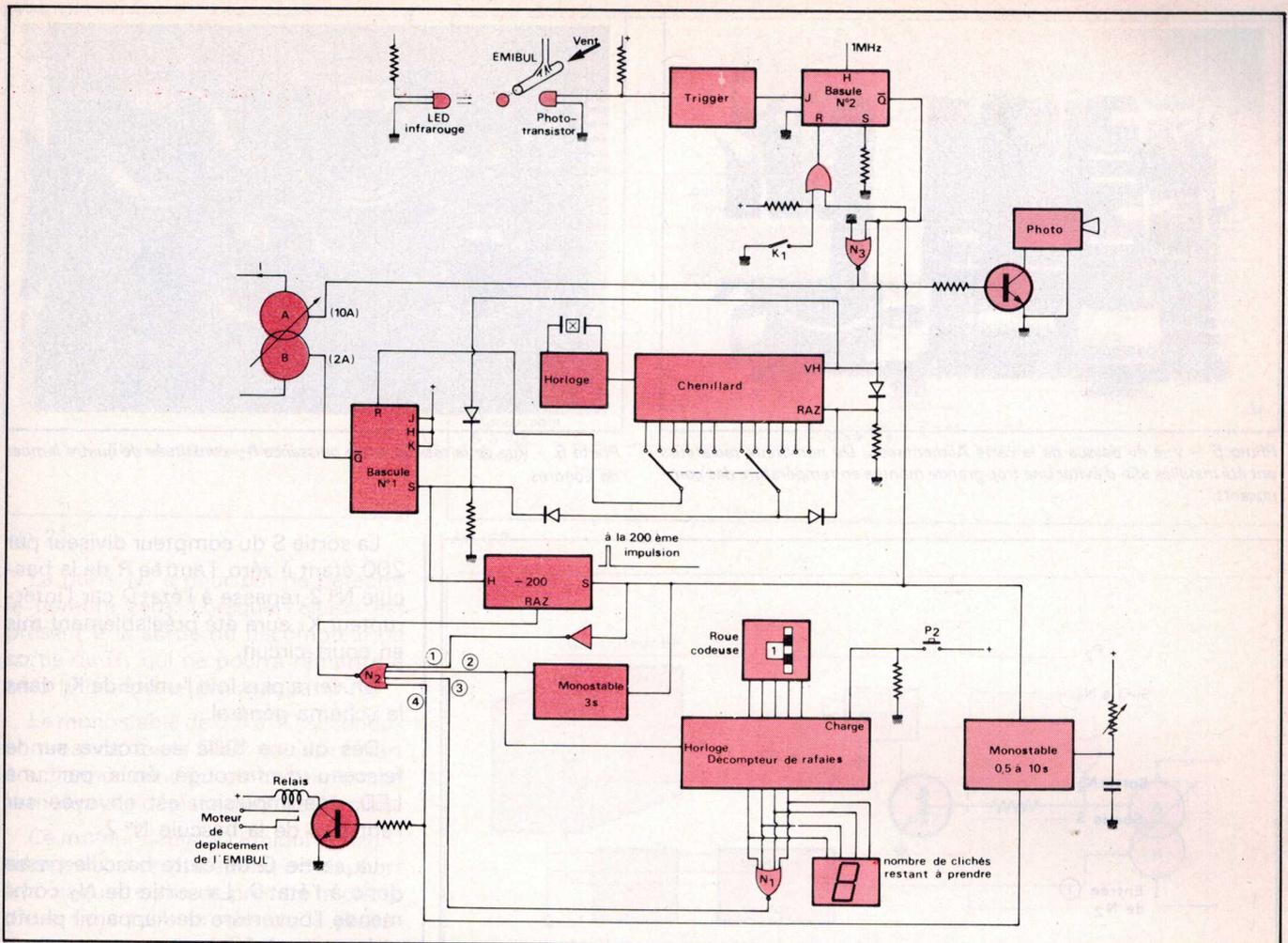


Fig. 15

L'alimentation est symbolisée comme à la figure 13 qui donne la table de vérité des deux entrées logiques A et B en fonction du courant de sortie.

Lorsque la lampe n'est pas amorcée la tension de sortie est de 60 V et le courant est évidemment nul.

Un système d'amorçage portant la référence WB 250 génère le courant haute tension et haute fréquence.

Une capacité C_0 qui se trouve à l'intérieur du boîtier évite que le courant haute fréquence ne traverse l'alimentation, ce qui risquerait de détruire les transistors.

Par l'intermédiaire de P_1 et d'un inverseur, l'entrée validation horloge (VH) d'un chenillard passe à l'état 0, ce qui autorise son fonctionnement.

La sortie Q de la bascule est à l'état 0; on a donc 10 A dans la lampe.

Une impulsion est envoyée à l'entrée R de la bascule qui met la sortie Q à l'état 1; le courant dans la lampe passe à 2,3 A.

Puis une autre impulsion est envoyée sur l'entrée S de la bascule et sur la remise à zéro du chenillard et le cycle recommence.

La figure 14 résume les différents états.

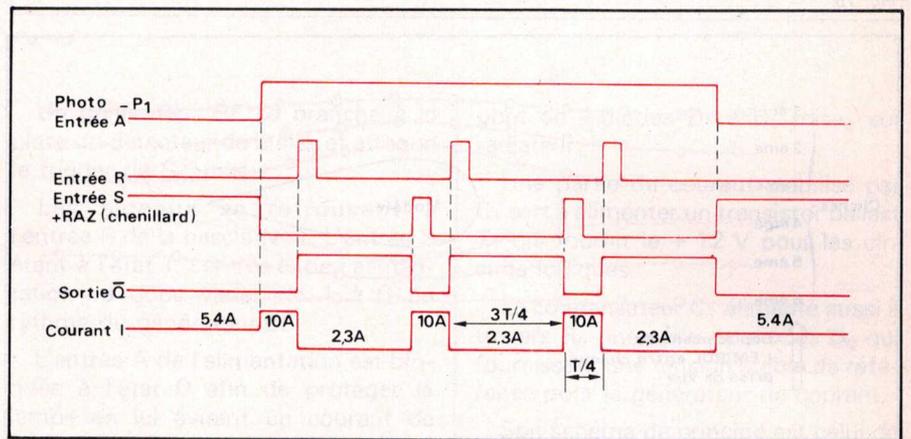


Fig. 14

La figure 12 ne nous permet pas de photographier une seule trajectoire à la fois.

1 - Bulle par bulle

Lorsqu'on relâche P_1 , le courant revient à 5,4 A qui est le courant nominal de la lampe.

On a utilisé un chenillard plutôt qu'un compteur pour générer les impulsions afin de pouvoir régler facilement la largeur. Les meilleurs résultats ont été obtenus lorsqu'on restait $1/4$ du temps à 10 A et le reste du temps à 2,3 A.

On désire parfois n'avoir que le chemin suivi par une seule bulle sur le cliché.

Il faudrait appuyer sur P_1 dès que la bulle est sortie et relâcher P_1 dès qu'elle est sortie du champ de prise de vue de l'appareil photo, ce qui est évidemment impossible à haute vitesse à cause du temps de réponse du manipulateur. Il faut donc automatiser les opérations.

C'est ce que propose de faire la figure 15 qui est plus compliquée que la figure 12 mais qui reprend tous les composants.

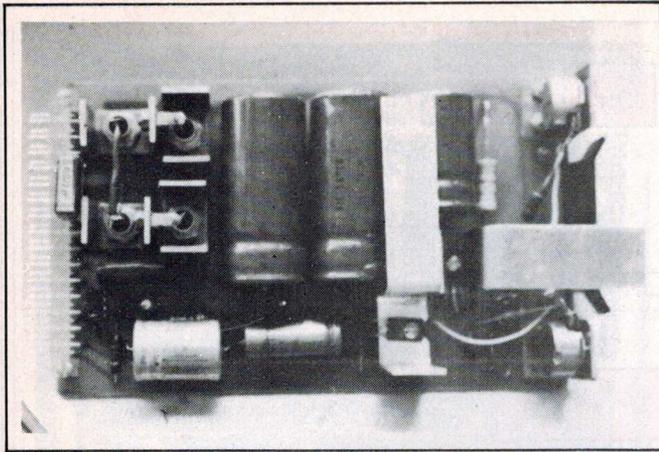


Photo 5. - Vue de dessus de la carte Alimentation. De nombreux radiateurs ont été installés afin d'éviter une trop grande montée en température des composants.

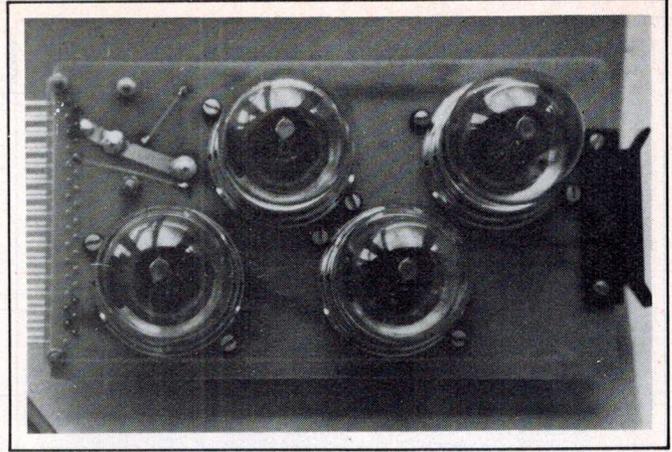


Photo 6. - Vue de la résistance de puissance R_2 constituée de quatre lampes de voitures.

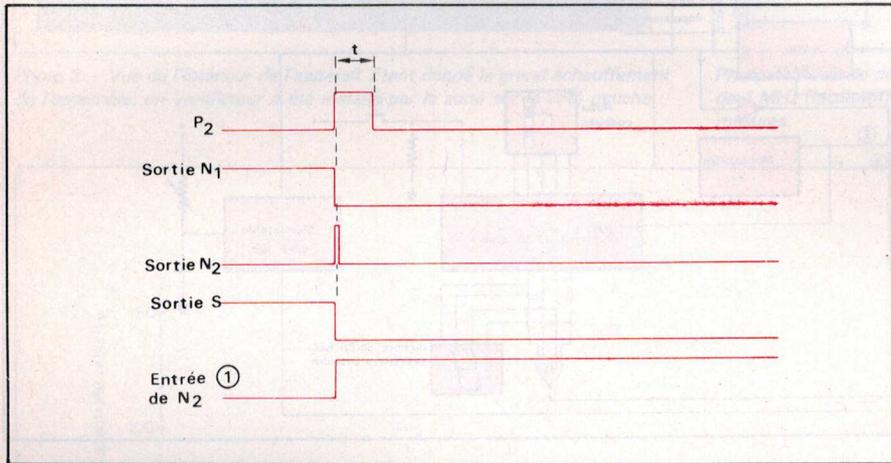


Fig. 16

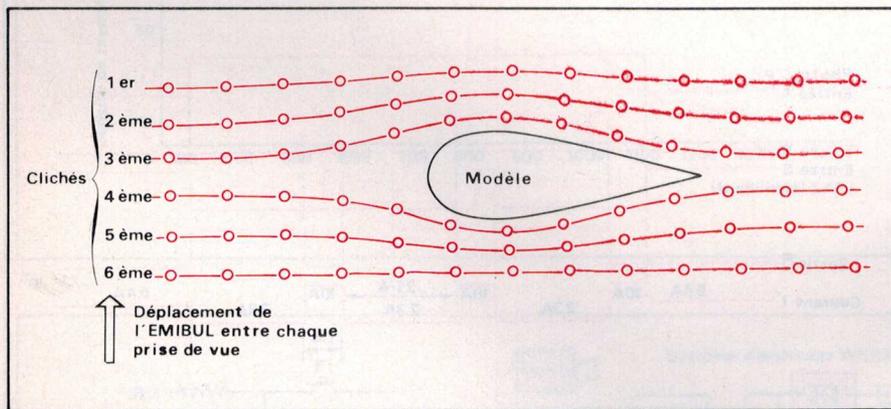


Fig. 17

On reconnaît l'horloge, le chenillard, l'alimentation et la bascule.

Cette fois-ci c'est le passage d'une bulle qui commande l'ensemble par l'intermédiaire d'un trigger.

Lorsque l'installation est prête, l'opérateur appuie sur P_2 qui a pour but de charger un décompteur d'un nombre que l'on aura préalablement affiché sur la roue cadense.

La sortie de la porte NOR « N_1 » passe à l'état 0 car le nombre est différent de zéro. Ce nombre, on le retrouve sur l'afficheur 7 segments, et il indique le nombre de photos que l'on désire prendre à la file.

Comme toutes les entrées de N_2 sont à l'état 0, sa sortie est à l'état 1. Ainsi on remet à zéro sur compteur par 200.

La sortie « s » de ce compteur passe à l'état 0 (car on vient de le remettre à zéro).

L'entrée 1 de N_2 est donc à l'état 1, la sortie de cette porte NOR repasse donc à l'état 0 et supprime ainsi la RAZ.

La figure 16 donne le diagramme des temps de cette première étape.

Comme on peut le voir, P_2 est un système électronique qui fournit une impulsion de largeur t .

La sortie S du compteur diviseur par 200 étant à zéro, l'entrée R de la bascule N° 2 repasse à l'état 0 car l'interrupteur K_1 aura été préalablement mis en court-circuit.

On verra plus loin l'utilité de K_1 dans le schéma général.

Dès qu'une bulle se trouve sur le faisceau d'infrarouge émis par une LED, une impulsion est envoyée sur l'entrée J de la bascule N° 2.

La sortie Q de cette bascule passe donc à l'état 0. La sortie de N_3 commande l'ouverture de l'appareil photo et le passe à 10 A.

La VH (validation horloge) du chenillard est donc à l'état 0, il en est de même pour sa RAZ (remise à 0).

Le chenillard se met donc à générer des impulsions comme on l'a vu sur le diagramme de la figure 14.

Une impulsion est envoyée sur R de la bascule N° 1 qui met la sortie Q de celle-ci à l'état 1. Le courant dans la lampe est donc de 2,3 A.

Une deuxième impulsion est envoyée sur S de la bascule N° 1, sur le compteur diviseur par 200 et sur la RAZ du chenillard.

Le courant dans la lampe repasse donc à 10 A et le cycle recommence.

Lorsqu'on arrive à la 200^e impulsion (ou moins si l'on désire) la sortie S du compteur diviseur par 200 passe à l'état 1, ce qui a pour effet de bloquer la bascule N° 2 et d'enclencher une série de monostable.

Le premier a un temps de trois secondes afin de laisser le temps à l'appareil photo de changer de négatif.

L'appareil photo, l'entrée (10 A) de l'alimentation, la VH et la RAZ du chenillard sont repassés à l'état de repos car la sortie Q de la bascule N° 2 est à l'état 1 ($R = 1$).

La sortie du monostable de trois secondes commande l'horloge du décompteur qui diminue d'une unité.

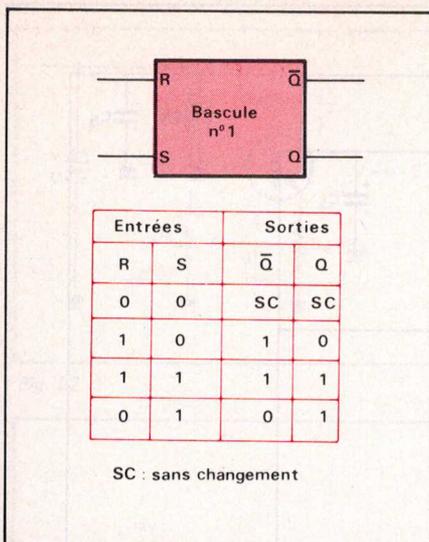


Fig. 20

La porte N₁ a pour but de détecter le nombre zéro. Lorsque celui-ci est présent à la sortie du décompteur, la sortie de N₁ qui ne pourra remettre à zéro le compteur diviseur par 200.

Le monostable de 0,5 à 10 secondes commandé dès la 200^e impulsion sert à actionner pendant un certain temps le moteur de déplacement de l'Emibul.

Ce moteur déplace l'Emibul horizontalement ou verticalement par rapport à la maquette afin de prendre la photo d'une trajectoire proche de la précédente.

En regroupant toutes les photos on obtient le **figure 17**.

Il est sûr que ce déplacement aurait pu être effectué manuellement, mais lorsqu'on a plusieurs essais successifs pour différentes vitesses de vent ou différentes inclinaisons du modèle ou autre paramètre, ce gadget électronique devient intéressant.

La **figure 18** donne le diagramme des temps de la **figure 15**.

On remarque que le temps entre chaque bulle doit être supérieure au temps des 200 impulsions, sinon une deuxième bulle serait visualisée sur la même trajectoire; ce qui gênerait l'étude quantitative de la photo.

2 - Stroboscope piloté par une fréquence extérieure

Les montages décrits précédemment utilisent une horloge pilotée par un quartz et un chenillard.

Ce système permet d'avoir une bonne précision dans les mesures; mais on a des fréquences par paliers.

On a: 25, 50, 100, 250, 500, 1 K, 2,5 K, 5 K, 10 kHz.

Toutes les fréquences intermédiaires peuvent être obtenues en utilisant un générateur BF et le schéma de la **figure 19**.

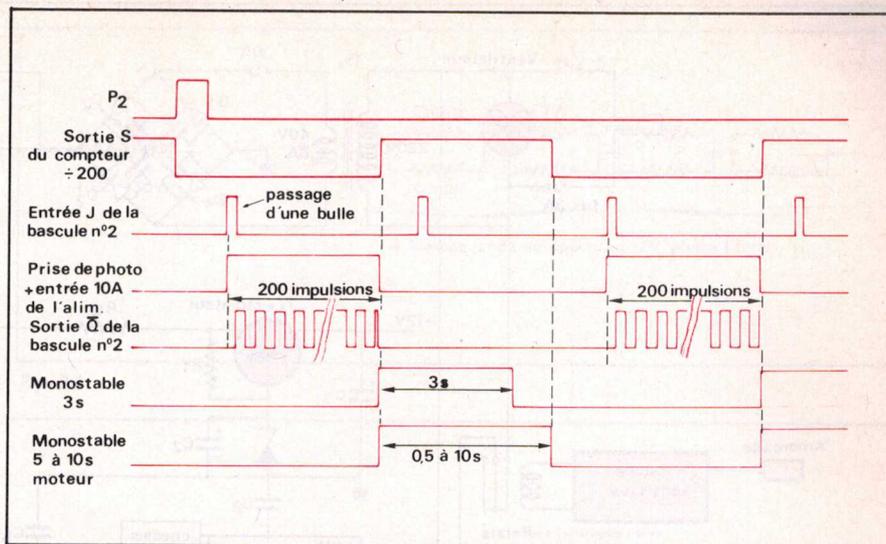


Fig. 18

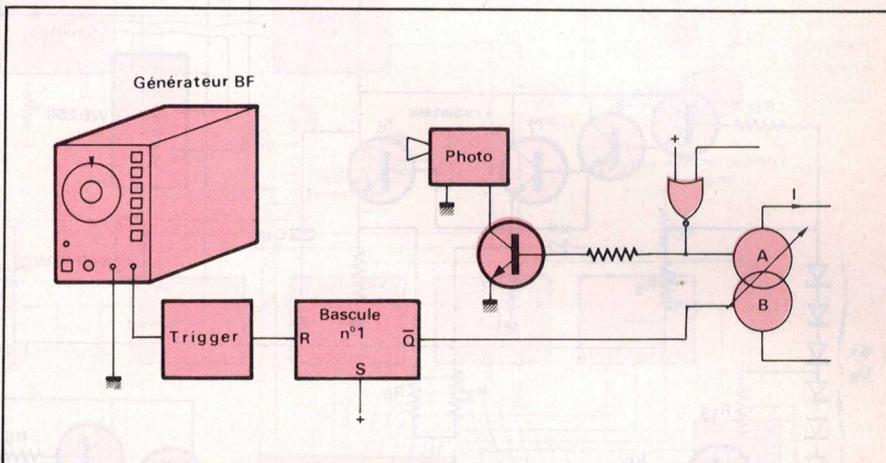


Fig. 19

Un générateur BF se branche à la place du détecteur de bulles et attaque le trigger de Schmitt.

Les signaux se retrouvent à l'entrée R de la bascule N° 1. L'entrée S étant à l'état 1, l'entrée B de l'alimentation va donc varier de 1 à 0 au rythme du générateur BF.

L'entrée A de l'alimentation est bloquée à l'état 0 afin de protéger la lampe en lui évitant un courant de 10 A trop long.

Ainsi le courant dans la lampe varie de 5,4 A à 2 A. On a donc une luminosité plus faible que dans les montages précédents car la position 10 A est supprimée.

La **figure 20** donne la table de vérité des bascules R-S utilisées.

Schéma de l'alimentation à courant constant

La **figure 21** donne le plan du générateur de courant.

Un gros transformateur de 240 VA fournit du courant continu à l'aide d'un

pont de 4 diodes D₁ à D₄ mises sur radiateur.

Une partie du courant stabilisé par C₁ sert à alimenter un transistor ballast T₁ qui fournit le + 12 V pour les circuits logiques.

Le condensateur C₁ alimente aussi à travers R₅ une série de diodes D₆ qui fournissent une tension stable de référence pour le générateur de courant.

Son schéma de principe est celui de la **figure 22**.

La tension « u » aux bornes des résistances R₃ et R₄ en parallèle, est rendue constante par la tension « V » aux bornes de D₆ et la chute de tension « E » dans les circuits base-émetteur du darlington.

Par construction ces deux tensions « V » et « E » sont constantes. Ainsi le courant I traversant les résistances R₃ et R₄ est constant.

Pour augmenter le courant, il suffit de diminuer R₃//R₄, ce qui est réalisé à l'aide de T₅, T₄, T₃ et les deux résistances R₆ et R₇.

Avec cet artifice on atteint 10 A, malheureusement la chute de tension aux bornes de R₂ est trop importante.

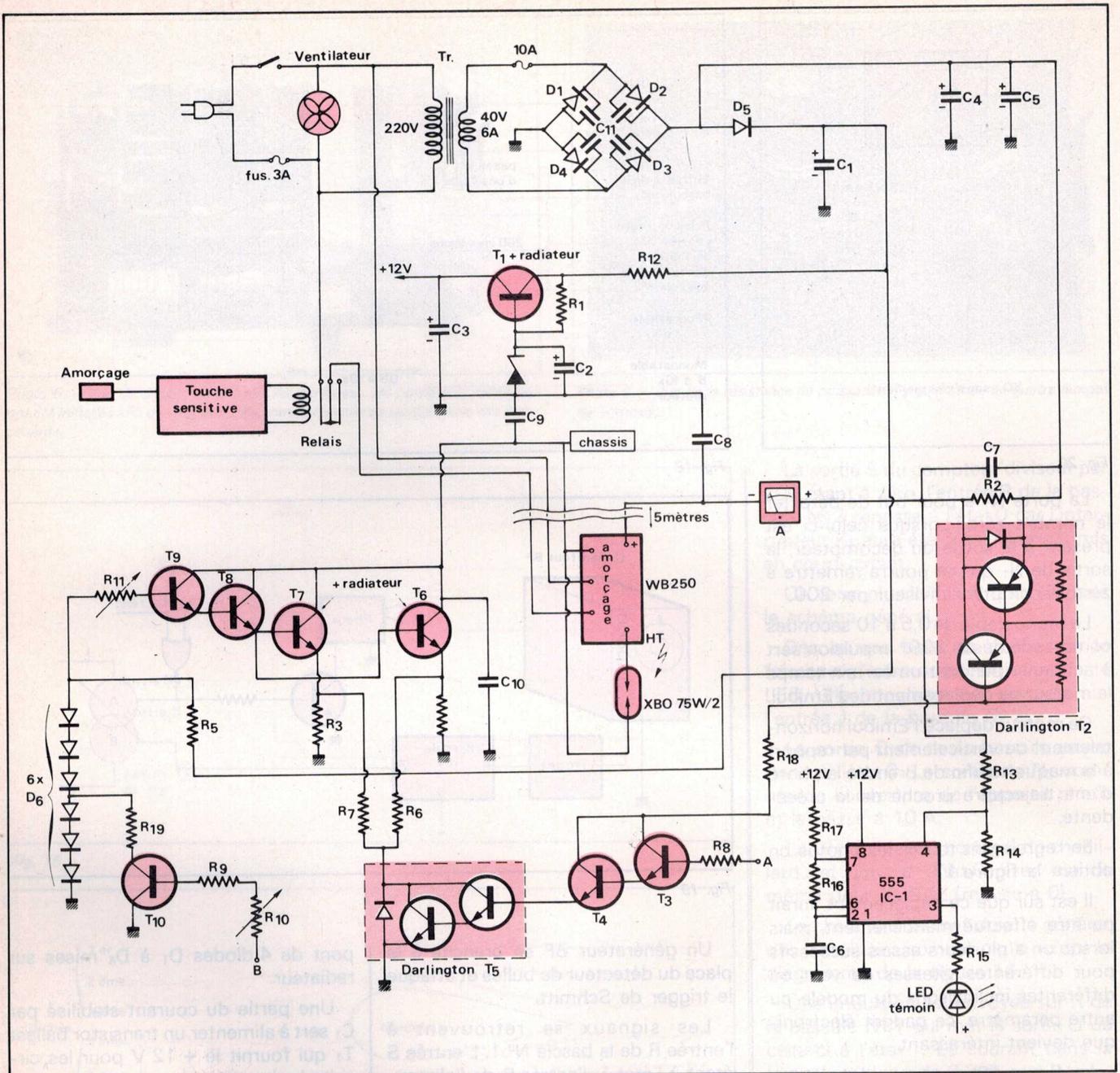


Fig. 21

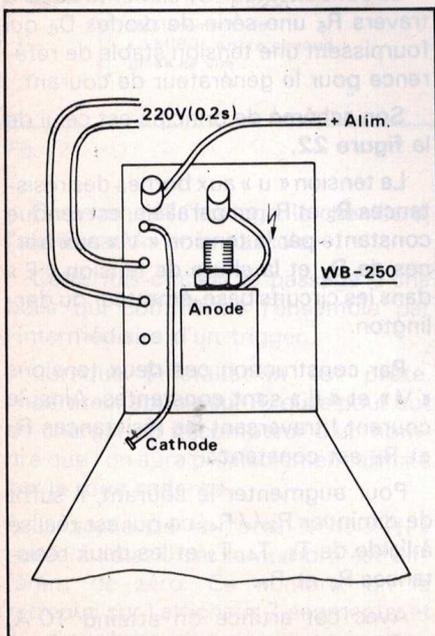


Fig. 23

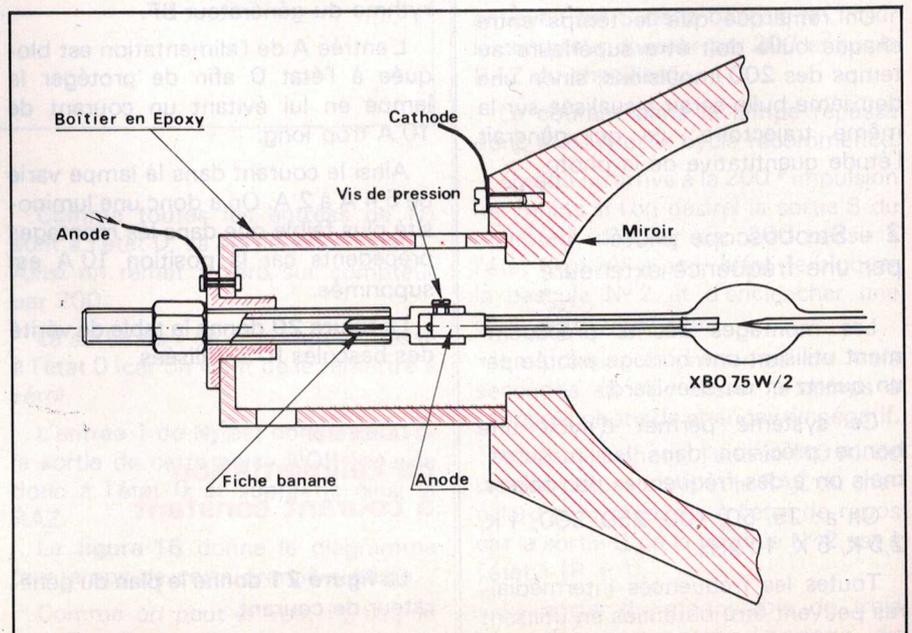


Fig. 24

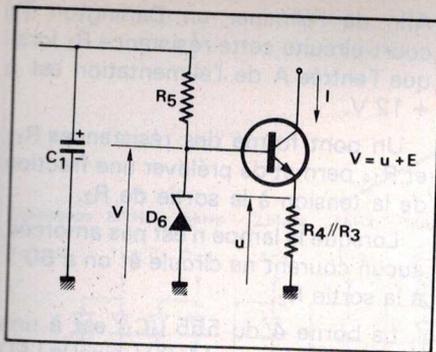


Fig. 22

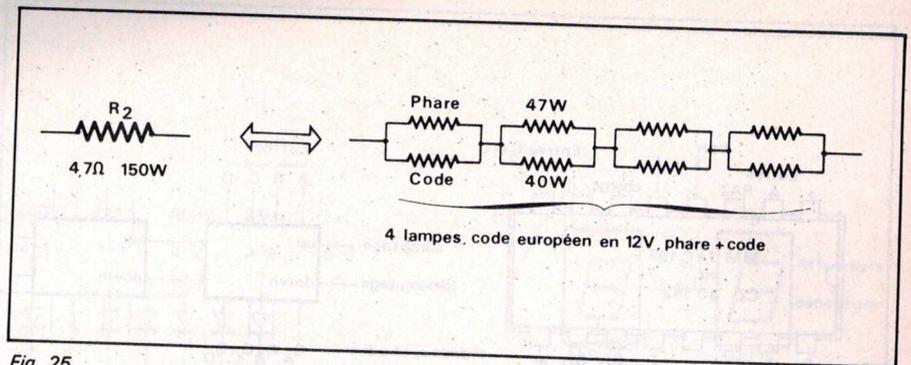


Fig. 25

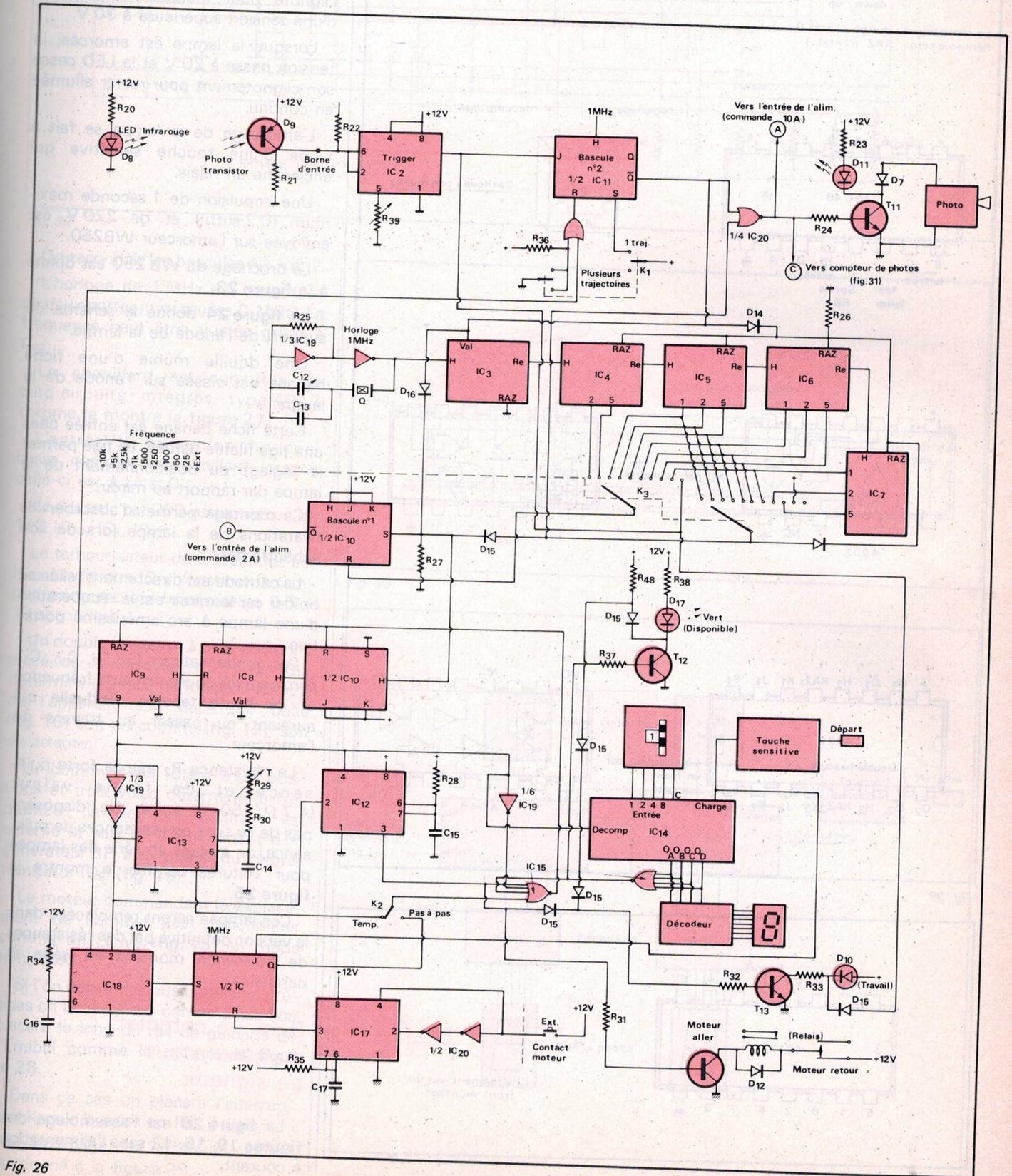


Fig. 26

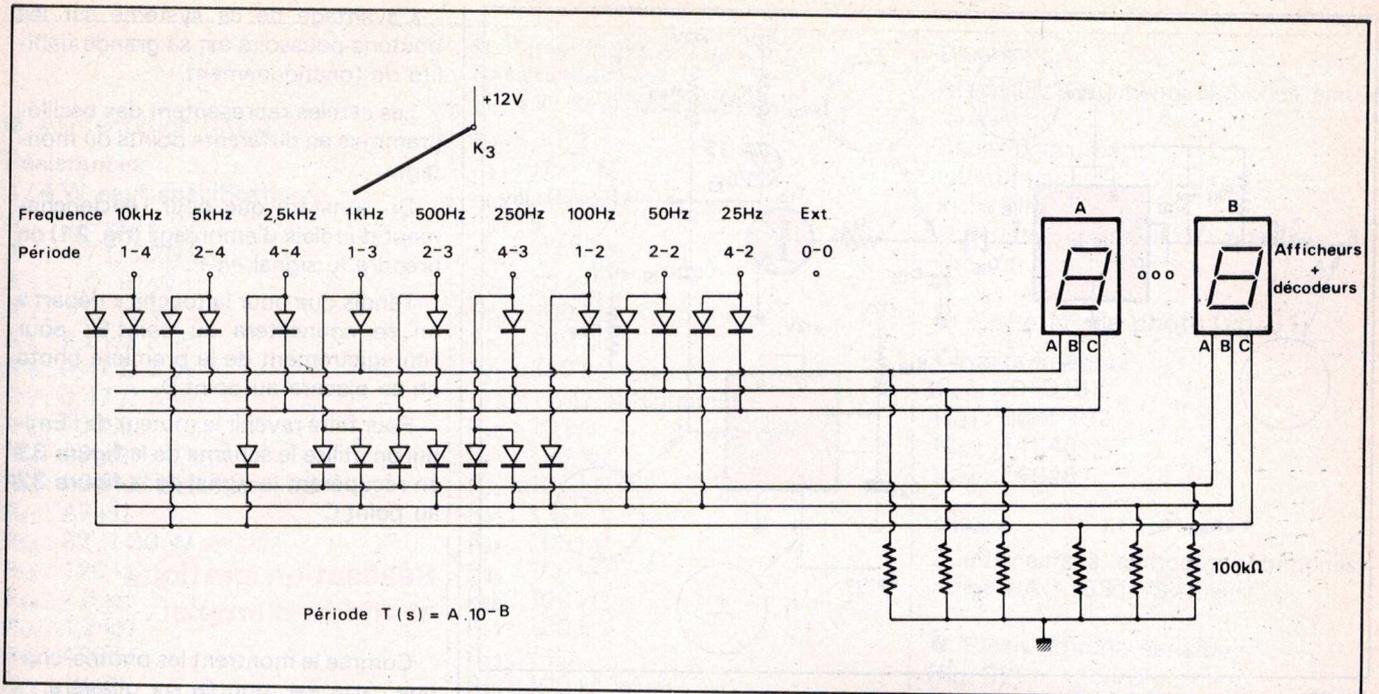


Fig. 30

On reconnaît les bascules N° 1 et 2.

L'horloge de 1 MHz est constituée de deux portes inverseuses C-MOS. La fréquence peut être ajustée grâce à C₁₂.

Le chenillard est constitué de cinq circuits intégrés type 4017 comme le montre la figure 27.

L'entrée VH (validation horloge) laisse compter le chenillard lorsque celle-ci est à l'état 0.

Le diviseur par 200 est constitué de 1/2 IC₁₀, IC₈, IC₉.

Le temporisateur de 3 secondes est IC₁₂ tandis que IC₁₃ constitue la temporisation moteur (monostable 0,5 à 10 secondes).

Un double inverseur à trois positions placé de la bascule N° 2 1/2 IC₁₁ détermine le mode de fonctionnement de l'appareil: soit bulle par bulle (fig. 15) soit en continu (fig. 12), soit en attente.

Un commutateur rotatif à dix positions et trois voies détermine la fréquence; la dernière position est externe et sert au branchement d'un générateur BF à la phase du phototransistor (D₉) (fig. 19).

Le moteur commandant le déplacement de l'Emibul peut fonctionner comme on l'a vu (fig. 15) en mode temporisé.

Si l'on désire des positions bien précises on utilisera des contacts que l'on placera le long du rail de guidage de l'Emibul comme le montre la figure 28.

Dans ce cas on placera l'interrupteur K₂ sur la position Pas à Pas.

Le brochage des différents circuits est donné à la figure 29.

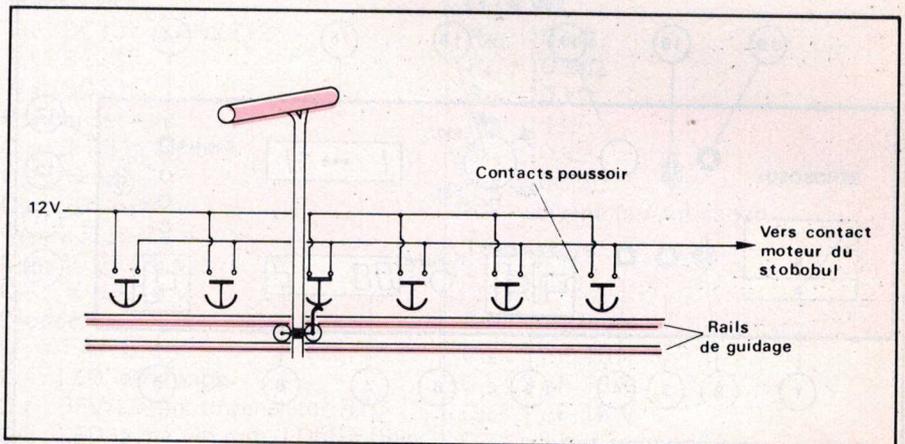


Fig. 28

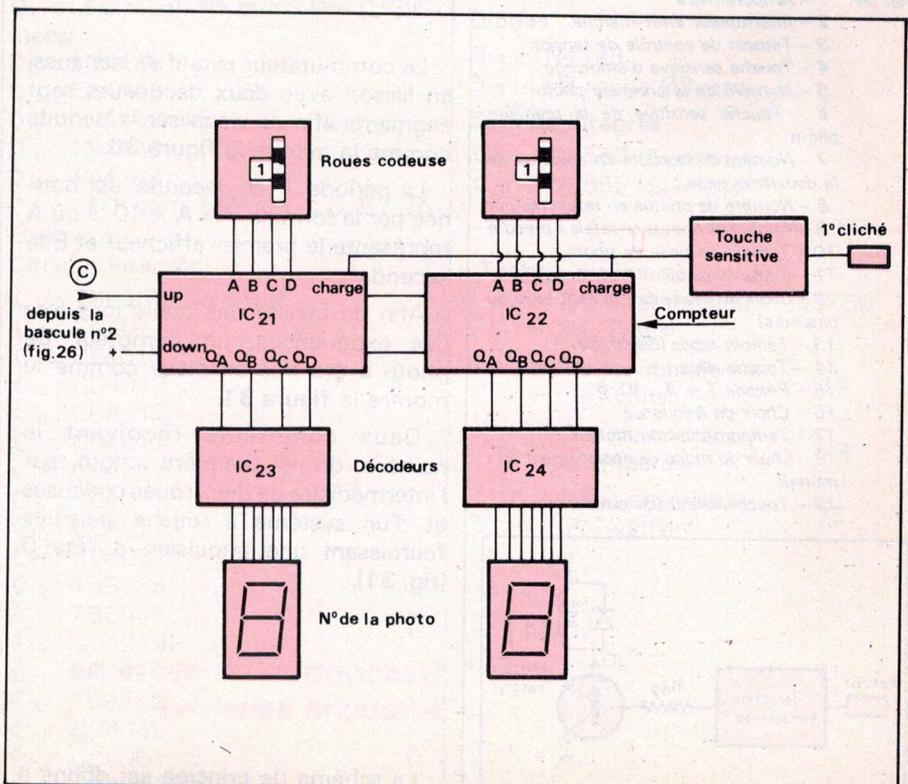


Fig. 31

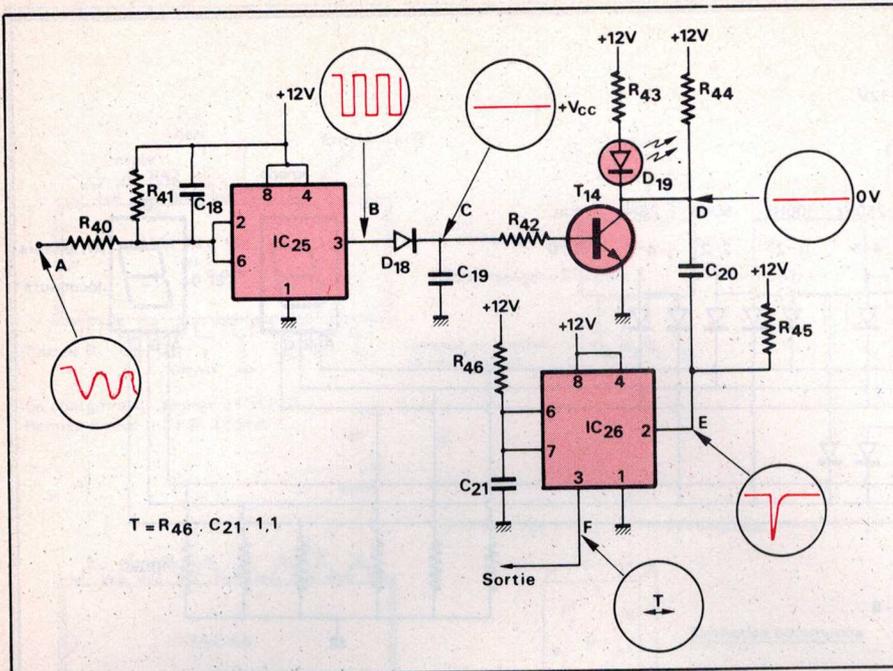
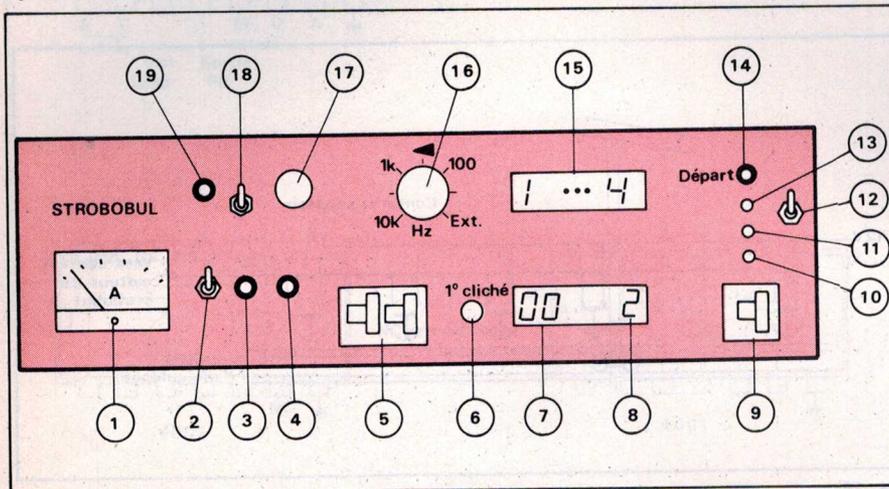


Fig. 32.



- Fig. 34. 1 - Ampèremètre
 2 - Interrupteur arrêt-marche
 3 - Témoin de contrôle de tension
 4 - Touche sensible d'amorçage
 5 - Numéro de la première photo
 6 - Touche sensible de la première photo
 7 - Numéro de la photo en cours ou de la deuxième prise
 8 - Nombre de photos en rafale restant
 9 - Nombre de photos en rafale à prendre
 10 - Témoin de prise de photo
 11 - Témoin travail
 12 - Choix du mode de travail (1 bulle ou plusieurs)
 13 - Témoin repos (disponible)
 14 - Touche départ
 15 - Période $T = A \cdot 10^{-B}$
 16 - Choix de fréquence
 17 - Temporisation du moteur
 18 - Choix du mode de déplacement du moteur
 19 - Touche retour (du moteur)

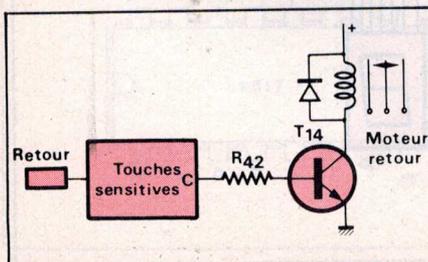


Fig. 33.

Le commutateur rotatif K_3 est aussi en liaison avec deux décodeurs sept segments afin de visualiser la période comme le montre la figure 30.

La période T (en seconde) est donnée par la formule $T = A \times 10^{-B}$ où A représente le premier afficheur et B le second.

Afin de faciliter les opérations lors des expériences, un compteur de photo a été mis en place comme le montre la figure 31.

Deux compteurs reçoivent le numéro de la première photo par l'intermédiaire de deux roues codeuses et d'un système à touche sensible fournissant une impulsion à l'état 0 (fig. 31).

Description du système à touche sensible

Le schéma de principe est donné à la figure 32.

L'avantage de ce système sur les boutons poussoirs est sa grande fiabilité de fonctionnement.

Les cercles représentent des oscillogrammes en différents points du montage.

On constate que pour l'enclenchement du relais d'amorçage (fig. 21) on prendra le signal en F.

Tandis que pour la touche « départ » on se connectera au point E; pour l'enregistrement de la première photo on se placera au point D.

Pour faire revenir le moteur de l'Emibul on utilise le schéma de la figure 33 en récupérant le signal de la figure 32 au point C.

Réalisation pratique et mode d'emploi

Comme le montrent les photos, chaque carte est montée sur glissière.

Le transformateur qui est la pièce la plus lourde a été placée au milieu.

La carte munie de ses afficheurs est placée contre la face avant.

La disposition et la nomenclature des éléments placés sur la face avant sont données à la figure 34.

Le mode d'emploi de l'appareil est très simple comme on peut en juger :

On met en marche l'appareil à l'aide de 2. L'amorçage de la lampe se fait en 4.

Le clignotement de la LED 3 indiquait qu'une tension supérieure à 30 V existait aux bornes de la lampe et des transistors ballast.

a) Photos de plusieurs bulles

Si l'on veut prendre plusieurs bulles avec le même cliché, on place 12 en position basse.

La fréquence est choisie à l'aide de 16.

Le numéro de la première photo aura été affiché en 5 et transmis au compteur 7 à l'aide de 6.

Si l'on désire une fréquence différente de celle proposée en 16 on se place en fréquence « Ext » et on attaque avec un générateur BF. La période affichée en 15 est 0 - 0.

Dans ce cas de fonctionnement, le contraste sera moins grand car l'intensité ne varie qu'entre 2 A et 5,4 A afin d'éviter un claquage accidentel de la lampe.

L'appareil photo peut être mis en pose B si l'on désire de nombreuses trajectoires ou sur une vitesse de l'ordre du 1/10 de seconde, si l'on désire quelques tracés de bulles seulement. Tout dépend du nombre de bulles éjectés par seconde par l'Émibul.

Nomenclature

● Alimentation (fig. 21)

Résistances

1/4 W sauf spécification

R₁ : 1,5 kΩ 5 W
R₂ : 4,7 Ω 220 W
R₃ : 1 Ω 10 W
R₄ : 1 Ω 10 W
R₅ : 2,2 kΩ 3 W
R₆ : 0,47 Ω 3 W
R₇ : 0,47 Ω 3 W
R₈ : 100 kΩ
R₉ : 47 kΩ
R₁₀ : 220 kΩ potentiomètre
R₁₁ : 47 kΩ
R₁₂ : 82 Ω 30 W
R₁₃ : 120 kΩ
R₁₄ : 2,2 kΩ
R₁₅ : 1,2 kΩ
R₁₆ : 470 kΩ
R₁₇ : 1 kΩ
R₁₈ : 1,2 kΩ 5 W
R₁₉ : 10 Ω 1/2 W
R₄₇ : 4,7 kΩ

Condensateurs

C₁ : 1 000 μF 63 V
C₂ : 100 μF 25 V
C₃ : 1 000 μF 25 V
C₄ : 2 200 μF 63 V
C₅ : 2 200 μF 63 V
C₆ : 1 μF 25 V
C₇ : 22 nF 1 000 V
C₈ : 22 nF 1 000 V
C₉ : 22 nF 1 000 V
C₁₀ : 22 nF 1 000 V
C₁₁ : 22 nF 1 000 V

Diodes

D₁ : 62 R2 R
D₂ : 62 R2 R
D₃ : 62 R2 R
D₄ : 62 R2 R
D₅ : diode 1,3 A 60 V
D₆ : 1N4148
D₂₁ : Diode zener 12 V 1/2 W

Transistors

T₁ : 2N5192
T₂ : BDX66C (Darlington)
T₃ : MPSL01 (80 V-1 A)
T₄ : BD230 (60 V-3 A)
T₅ : BDX67C (Darlington)
T₆ : 2N40852 (20 A-120 V)
T₇ : 2N40852 (20 A-120 V)
T₈ : 2N5192 (3 A-80 V)
T₉ : MPSL01
T₁₀ : BC337 (0,8 A-40 V)

Circuit intégré

IC₁ : TDB 0555 B (Siemens)

Divers

Ampèremètres 6 A
Transformateur 40 V 6 A
Ventilateur 12 l/s
Relais 12 V 470 Ω (Siemens), 1 contact travail (minimum). Réf. : DO715 - F 104

● Partie logique (fig. 26)

Résistances

(1/4 W sauf spécification)

R₂₀ : 1 kΩ
R₂₁ : 100 kΩ
R₂₂ : 10 MΩ
R₂₃ : 1 kΩ
R₂₄ : 4,7 MΩ
R₂₅ : 10 kΩ
R₂₆ : 100 kΩ
R₂₇ : 100 kΩ
R₂₈ : 330 kΩ
R₂₉ : 1 MΩ potentiomètre
R₃₀ : 10 kΩ
R₃₁ : 100 kΩ
R₃₂ : 100 kΩ
R₃₃ : 1 kΩ
R₃₄ : 100 kΩ
R₃₅ : 100 kΩ
R₃₆ : 100 kΩ
R₃₇ : 100 kΩ
R₃₈ : 1 kΩ
R₃₉ : 100 kΩ ajust.
R₄₈ : 10 kΩ

Transistors

T₁₁ : BC337 + 2N2219
T₁₂ : BC337
T₁₃ : BC337

Condensateurs

C₁₂ : 2-12 pF ajust.
C₁₃ : 12 pF
C₁₄ : 10 μF 16 V
C₁₅ : 2,2 μF 16 V
C₁₆ : 10 μF 16 V
C₁₇ : 10 μF 16 V

Diodes

D₇ : 1 A 25 V
D₈ : LED infrarouge
D₉ : BPW22 phototransistor RTC
D₁₀ : LED jaune Ø5 mm. LD56A (Siemens)
D₁₁ : LED rouge Ø5 mm. LD52C (Siemens)
D₁₂ : 1N4148
D₁₃ : 1N4148
D₁₄ : 1N4148
D₁₅ : 1N4148
D₁₆ : 1N4148
D₁₇ : LED verte Ø5 mm. LD 57 CA (Siemens)

Circuits intégrés

IC₂ : TDB555 (Siemens)
IC₃ : CD4017
IC₄ : CE4017
IC₅ : CD4017
IC₆ : CD4017
IC₇ : CD4017
IC₈ : CD4017
IC₉ : CD4017
IC₁₀ : CD4027
IC₁₁ : CD4027
IC₁₂ : TBB555
IC₁₃ : TBB555
IC₁₄ : CD40192
IC₁₆ : 74C48
IC₁₈ : TBB555
IC₁₉ : CD4049
IC₂₀ : CD4001
IC₂₀ : CD4001
IC₁₅ : 4002

Divers

Afficheurs 7 segments, cathodes communes
Roues codeuses
Interrupteur
Fiche DIN
commutateur rotatif 10 positions, 3 circuits

● Partie N° de photo (fig. 31)

Circuits intégrés

IC₂₁ : CD40192
IC₂₂ : CD40192
IC₂₃ : 74C48
IC₂₄ : 74C48

Divers

2 afficheurs à cathodes communes rouge HA 1183 R (Siemens)

● Partie touche sensitive (fig. 32)

Résistances

(1/4 W)

R₄₀ : 10 kΩ
R₄₁ : 10 MΩ
R₄₂ : 10 kΩ
R₄₃ : 1 kΩ
R₄₄ : 10 kΩ
R₄₅ : 100 kΩ
R₄₆ : suivant temporisation

Transistors

T₁₄ : BC337

Condensateurs

C₁₈ : 1 μF 16 V
C₁₉ : 2 μF 16 V
C₂₀ : 1 μF 16 V
C₂₁ : suivant temporisation
T = R₄₆ · C₂₁ · 1,1

Diodes

D₁₈ : 1N4148
D₁₉ : LED rouge Ø3 mm

Circuits intégrés

IC₂₅ : TDB555 (Siemens)
IC₂₆ : TDB555 (Siemens)

Tension d'alimentation de la lampe à l'amorçage	45/50
U _V (volts)	
Tension de fonctionnement	14
U _L (volts)	
Intensité du courant	5,4
J _L (ampères)	
Puissance absorbée	75
P _L (watts)	

Cette caméra trouve son utilité pour la vision nocturne, la lecture automatique des spectres optiques et les analyseurs optiques multi-canaux, pour la fabrication de portraits par micro-ordinateurs, lecture de badges, étiquettes, etc.

A la base du système, dont la **figure 1** montre le schéma de principe, on trouve un réseau de photodiodes et un circuit de gestion (RETICON)*. Nous avons utilisé tout particulièrement le réseau RL-256G et le circuit RC 301, qui permettent d'obtenir, sur un écran d'oscilloscope, une image en 256 points en autant de teintes de gris que l'on veut.

Une caméra à réseau de photodiodes

Une application scientifique encore plus simple, qui verra les prix fondre comme neige au soleil grâce aux microprocesseurs, est celle de la **figure 2** où le réseau, pratiquement sans optique est capable d'analyser un spectre de raies issu d'un spectromètre optique. On dispose ainsi de 256 canaux d'analyse optique d'une dynamique en intensités très grande, compte tenu du caractère analogique du signal sur la photodiode sélectionnée en sortie du réseau.

La dimension géométrique des réseaux que nous pouvons ainsi utiliser est de l'ordre de 1 à 2 cm en ligne et on peut y trouver 256, 512 ou 1 024 photodiodes par réseau. Sur certains spectromètres des modifications minimales de l'optique propre permettront de placer le circuit intégré du réseau de photodiodes à même la fente du spectromètre.

Rappelons que le prix de certains analyseurs optiques multi-canaux (OMA) avoisine les 100 000 F, avec des convertisseurs analogiques-numériques d'amplitude et des mémoires de stockage des résultats. La solution qui consisterait en l'utilisation d'un tel réseau, suivi d'un convertisseur A/D par soft-microprocesseur, pourrait coûter entre 20 et 50 fois moins cher...

Notre propos n'étant pas de vous tourmenter avec de telles idées, mais de vous décrire une réalisation électronique très simple permettant d'obtenir des résultats semblables à ceux de certaines caméras, passons à la description du circuit.

La plaque-mère

Elle fonctionne selon le schéma de la **figure 3** et exécute le balayage complet et répétitif de la ligne de photodiodes, ce qui permet d'obtenir une analyse en intensité d'une fente optique d'environ 1/2 mm d'ouverture.

L'image que l'on obtient sur un oscilloscope, **figure 2** est échantillonnée et présente une certaine structure en escalier due à l'échantillonnage de l'abscisse.

Analysons maintenant le fonctionnement des circuits de la **figure 3** :

* Distribué en France par Tekelec-Airtronic

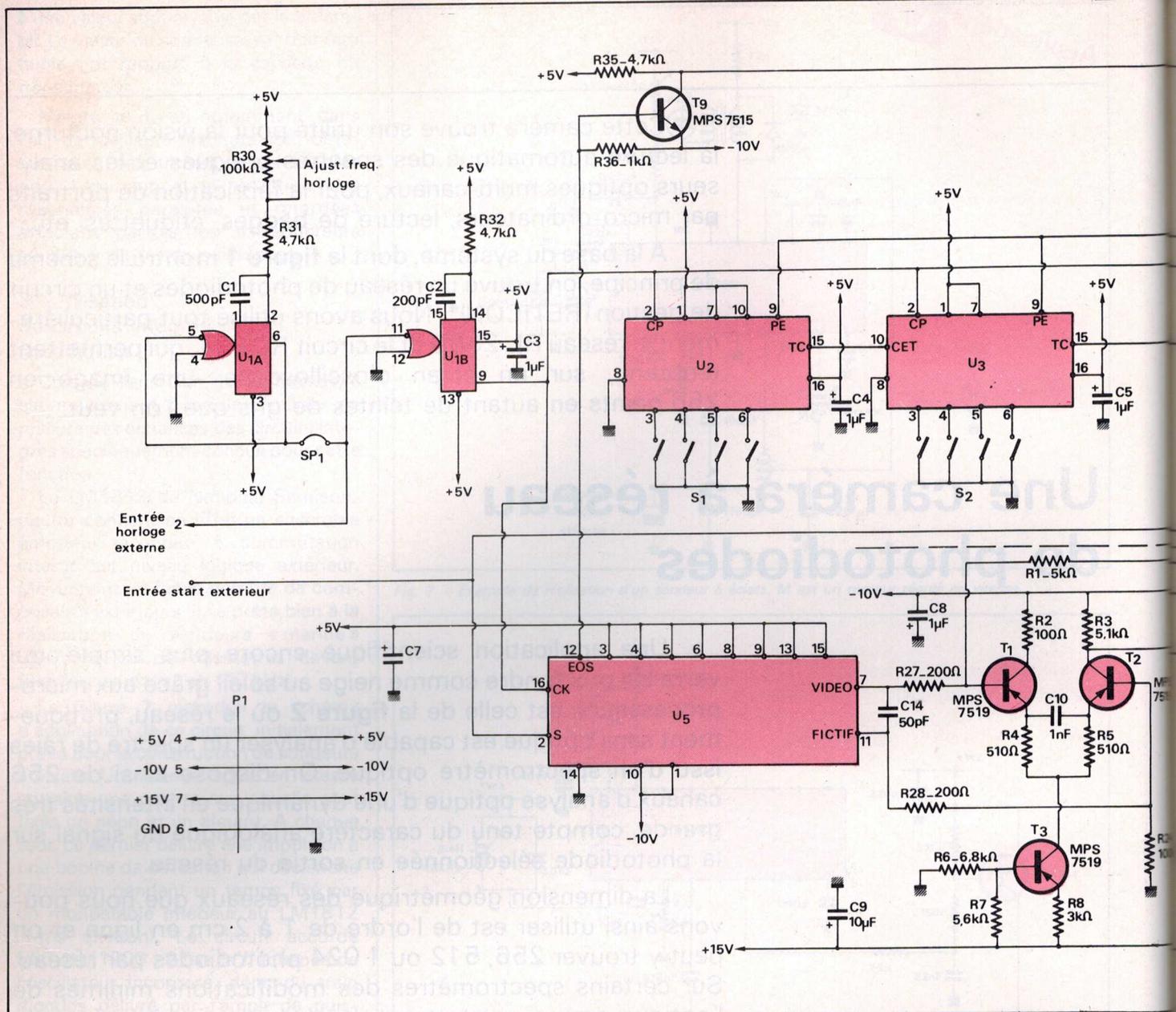
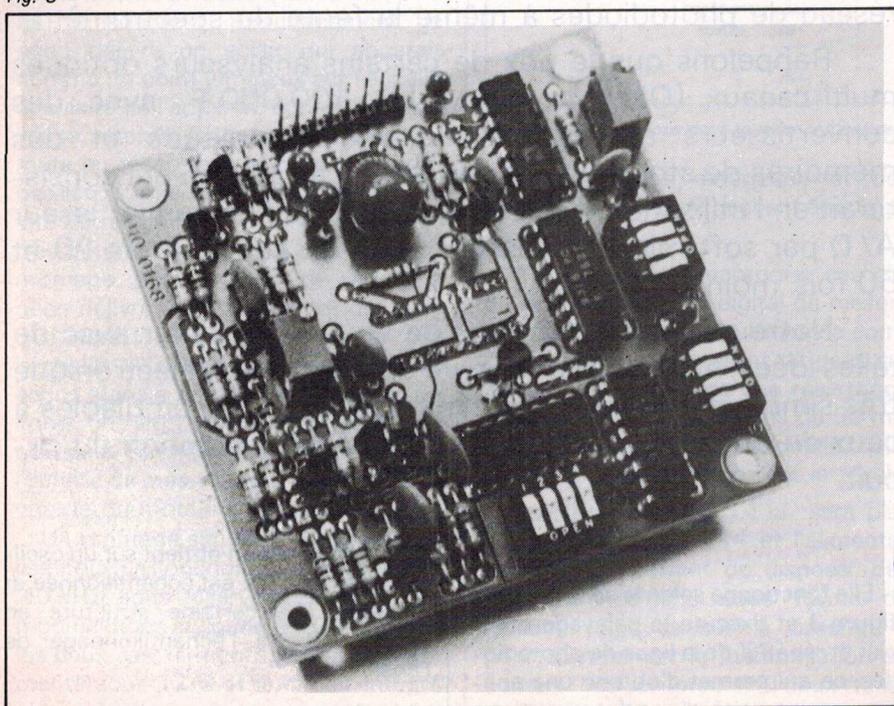


Fig. 3



Le câblage du circuit imprimé.

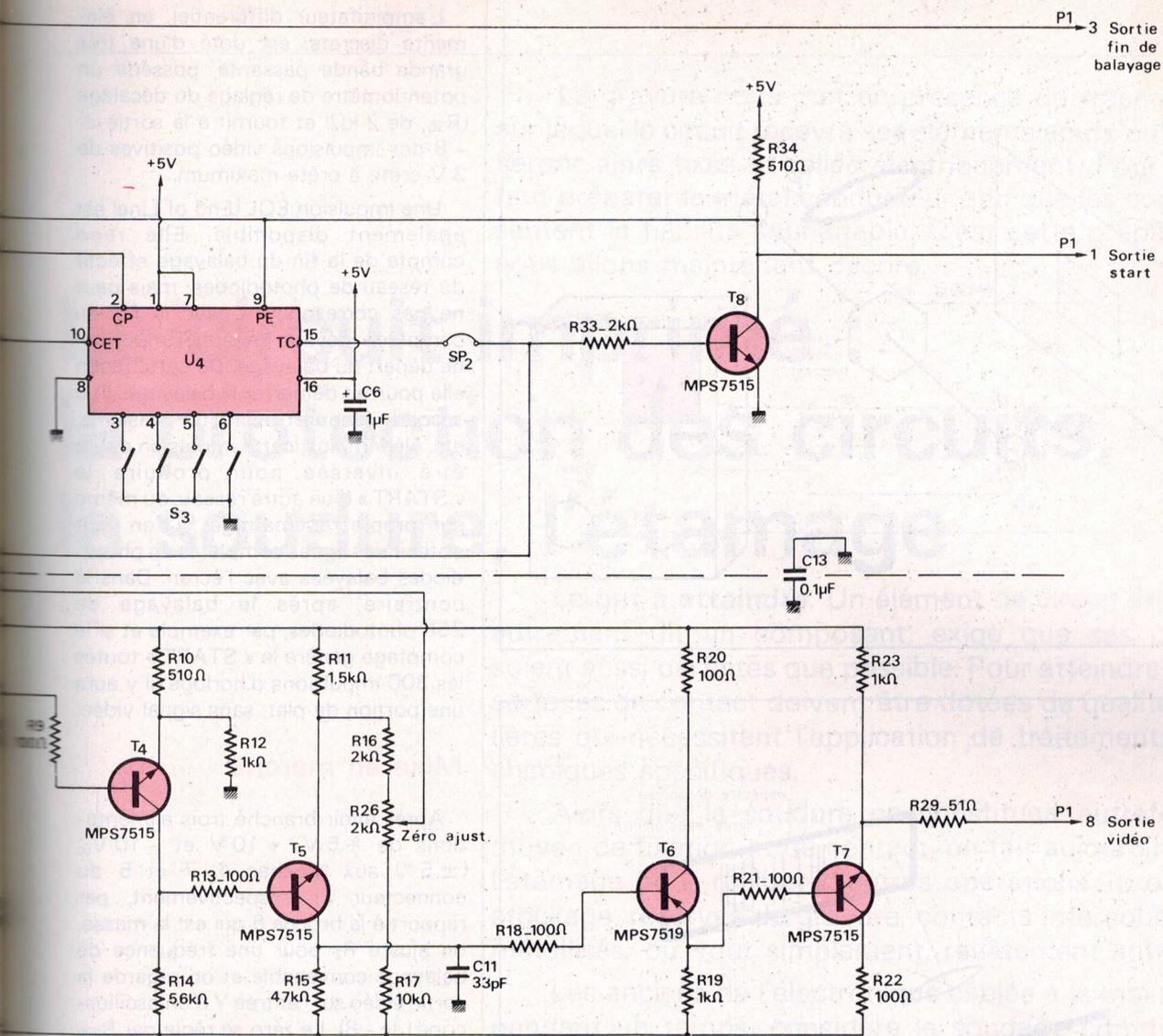
Un générateur d'horloge permet d'obtenir, par la variation du potentiomètre R_2 , des fréquences allant de 75 kHz à 1 MHz.

La deuxième partie du générateur d'horloge détermine la largeur de l'impulsion d'horloge et l'on obtient en sortie des impulsions négatives d'une largeur d'environ 500 ns, en niveaux TTL.

On peut utiliser un balayage d'un réseau par une horloge externe, auquel cas il faudrait ouvrir le contact SP_1 , qui met hors circuit la première partie de l'horloge.

Le contact SP_2 conditionne le recyclage du balayage, par la voie interne, quand il est fait ou externe, quand il est défaut. Dans ce dernier cas on peut redémarrer le balayage tous les $N + 1$ coups d'horloge. N étant le nombre de photodiodes que l'on veut parcourir.

Trois compteurs 9316-Fairchild à 4 bits et présélection permettent la

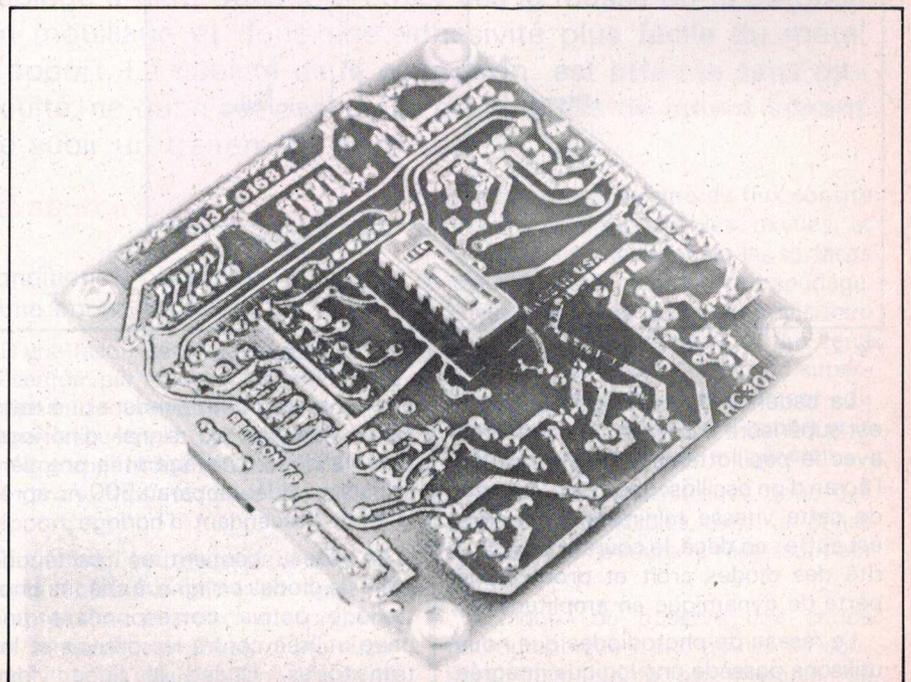


génération de l'impulsion de start entre 1 et 4 096 tops d'horloge, en choisissant une combinaison adéquate des contacts de présélection. Rappelons que les entrées TTL ont des rappels au + 5 V ce qui rend inutile l'utilisation de résistances externes, la sélection par les contacteurs se faisant au niveau bas.

Chaque quartet de commutateurs a un poids en puissances de 2, selon la série suivante :

- $S_1 - 1 : 2^0$
- $S_1 - 2 : 2^1$
- $S_1 - 3 : 2^2$
- $S_1 - 4 : 2^3$
- $S_2 - 1 : 2^4$, etc.

Un transistor NPN, Q_8 amplifie l'impulsion de « start » en l'inversant et l'offre en sortie à l'utilisateur qui synchronisera principalement la base de temps de son oscilloscope ou annoncera à son microprocesseur que le balayage d'une nouvelle ligne va commencer.



Le réseau de photodiodes prend place sur le côté soudure classique de la plaque double face (à trous métallisés).

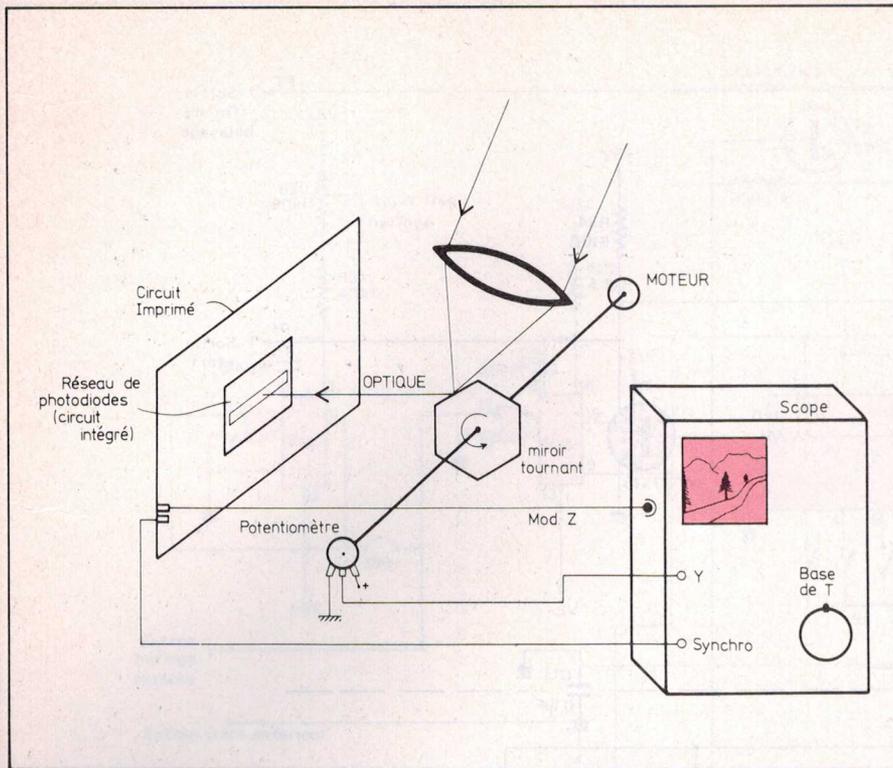


Fig. 1

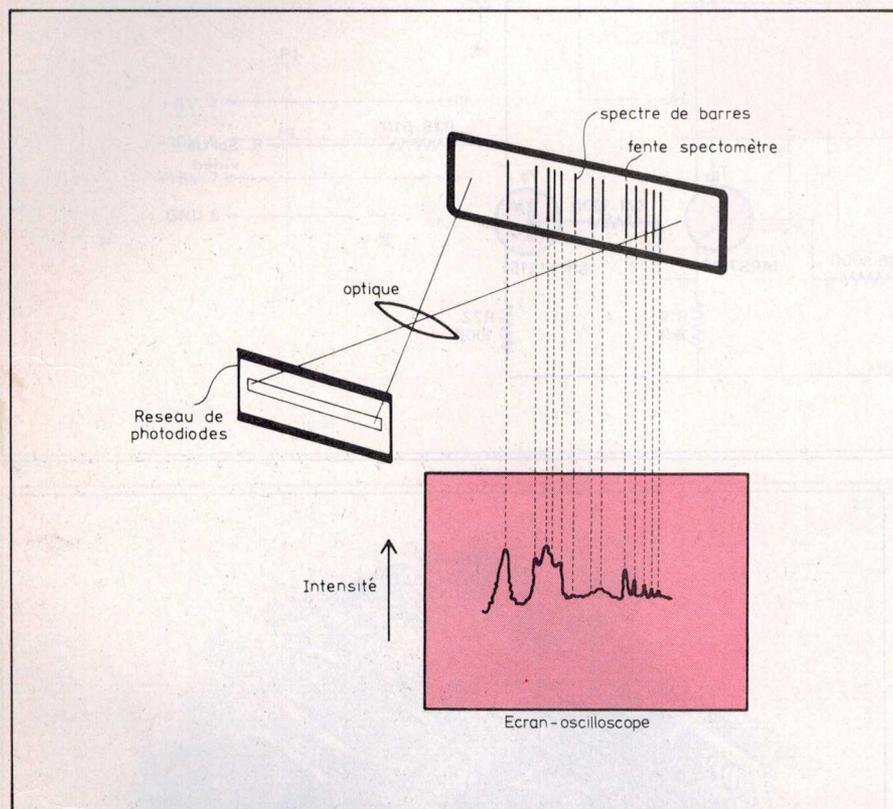


Fig. 2

La cadence de balayage conseillée est supérieure à 25 Hz. Cela concorde avec le papillotement de l'image sur l'écran d'un oscilloscope, mais la raison de cette vitesse minimale admissible est autre : en deçà, le courant d'obscurité des diodes croît et produit une perte de dynamique en amplitude.

Le réseau de photodiodes que nous utilisons possède une logique intégrée très élaborée sur laquelle nous ne nous attardons pas : l'impulsion de start doit

être au niveau haut pendant une transition négative du signal d'horloge. Cela valide le balayage et la première impulsion vidéo apparaît 500 ns après le front descendant d'horloge.

Le réseau contient en réalité une paire de diodes en ligne, à chaque photodiode active correspondant une paire utilisée contre les dérives et les transitoires. Quand la ligne vidéo active et la ligne fictive seront amplifiées en soustraction (par un ampli dif-

férentiel) les transitoires dus à la commutation seront fortement atténués.

L'amplificateur différentiel, en éléments discrets, est doté d'une très grande bande passante, possède un potentiomètre de réglage du décalage (R_{36} , de $2\text{ k}\Omega$) et fournit à la sortie $J_1 - 8$ des impulsions vidéo positives de 3 V crête à crête maximum.

Une impulsion EOL (End of Line) est également disponible. Elle rend compte de la fin du balayage effectif du réseau de photodiodes, mais peut ne pas correspondre avec la fin du comptage devant générer l'impulsion de départ du balayage. De cette façon elle pourrait démarrer le balayage d'un second réseau et puis d'un troisième, etc. Néanmoins, cette impulsion devra être inversée pour produire le « START » d'un autre réseau, ou même son propre redémarrage, si l'on veut obtenir des lignes complètes en photodiodes balayées avec l'écran. Dans le contraire, après le balayage de 256 photodiodes, par exemple et si le comptage génère le « START » toutes les 300 impulsions d'horloge, il y aura une portion de plat, sans signal vidéo.

Mise en marche

Après avoir branché trois alimentations de +5 V, +10 V et -10 V_{cc} ($\pm 5\%$) aux broches 4, 7 et 5 du connecteur J_1 , respectivement, par rapport à la broche 6 qui est la masse, on ajuste R_2 pour une fréquence de balayage convenable et on regarde la sortie vidéo sur l'entrée Y d'un oscilloscope ($J_1 - 8$). Le zéro se règle par R_{26} .

André Doris

Les importants progrès effectués ces dernières années par les transistors de puissance ont conduit de nombreux chercheurs à étudier et réaliser des hacheurs à transistors généralement utilisés pour la commande des machines à courant continu. Nous étudions pour notre part les problèmes de commande de l'ensemble « batterie d'accumulateurs, hacheur, moteur continu », association que l'on rencontre en particulier dans les véhicules électriques. Dans la gamme de puissance considérée (1 à 50 kW), la technologie thyristor ne présentant pratiquement que des inconvénients (commutation forcée par circuit auxiliaire, fréquence de hachage faible), nous avons utilisé des transistors bipolaires de puissance. Récemment, les transistors MOS de puissance (VMOS), sont apparus sur le marché. Les caractéristiques de ces composants travaillant en commutation se rapprochent beaucoup de celles d'un interrupteur parfait; ceci nous a conduit à proposer un hacheur utilisant cette technologie.

Un convertisseur continu-continu à transistors VMOS

Dans cet article, après avoir rappelé la structure et les principales propriétés du hacheur réversible correspondant à nos besoins, nous décrivons une réalisation dans la gamme de puissance de 1 kW en mettant bien en évidence les différentes protections nécessaires à un fonctionnement fiable du montage. Puis, nous donnons les principaux résultats expérimentaux et nous proposons une comparaison avec un système identique utilisant des transistors bipolaires.

Structure et principales caractéristiques du hacheur

Le hacheur est utilisé pour la commande du moteur d'un véhicule électrique; ceci implique la possibilité de freinage pour le moteur donc l'inversion du courant dans la charge et dans la batterie pour un sens donné de la vitesse donc de la tension. Le dispositif que nous proposons est donné **figure 1**.

La commande de ce montage est périodique (période T , voir **figure 2**); T_1 est fermé pendant l'intervalle de temps $[0, \alpha T]$ ouvert pendant l'intervalle $[\alpha T, T]$. T_2 est commandé de façon complémentaire. Pour les fréquences élevées (1 à 100 kHz) le moteur se présente sous la forme d'un « dipôle de courant »: son inductance interne (1 à 10 mH) est suffisamment forte pour

que le courant I_m soit pratiquement lissé.

Dans tous les cas de fonctionnement, il existe les relations entre les valeurs moyennes:

$$V_{\text{moy}} = \varepsilon E$$

$$I_{m \text{ moy}} = \frac{1}{\alpha} \cdot I_{b \text{ moy}}$$

En effet, muni de cette commande, le hacheur ne présente pas de zone de conduction discontinue et les deux lois sont toujours valables (ceci simplifie beaucoup la stratégie de commande d'un tel ensemble).

Dans tous les montages de hacheurs, il est nécessaire d'introduire un filtre passe bas entre la batterie et l'entrée pour:

- lisser le courant dans la batterie,
- atténuer la surtension apparaissant aux bornes du transistor à l'ouverture (cette surtension est due à l'inductance de la ligne).

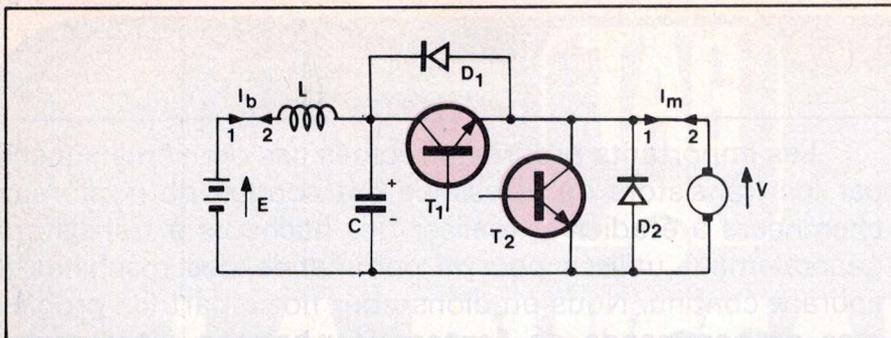


Fig. 1. - Structure du hacheur

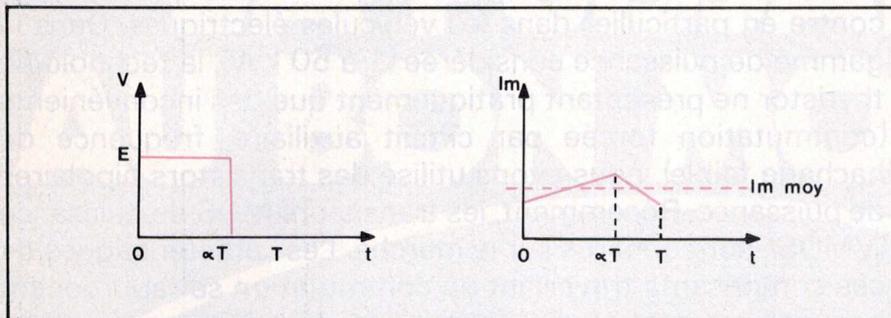


Fig. 2. - Tension et courant de sortie du hacheur

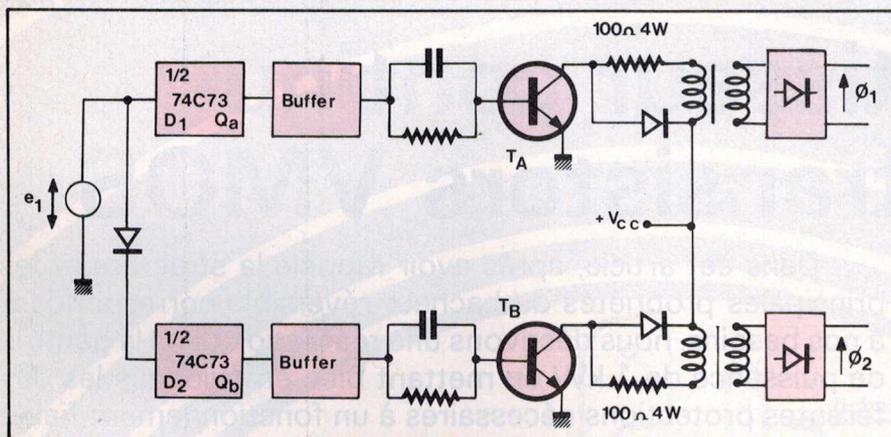


Fig. 4. - Logique de commande du hacheur

Le dimensionnement du filtre est d'autant plus réduit que la fréquence est élevée. Les contraintes imposées au transistor sont :

$$V_{CEmax} > E$$

$$I_{Cmax} = (I_{moy} + \Delta I_{max}/2)$$

Réalisation du hacheur à transistors VMOS

A performances en courant et tension identiques, les transistors VMOS ont des temps de commutation t_{on} et t_{off} très inférieurs à ceux des transistors bipolaires (ex : VN45 ; 12,5 A ; $t_{off} = 50$ ns) ; par ailleurs, la commande de gate est notablement plus simple qu'une commande de base, car le circuit gate-source est pratiquement équivalent à une capacité de 500 pF ; ces propriétés sont particulièrement intéressantes en vue de la réalisation d'un hacheur et permettent d'envisager des fréquences de travail élevées (ici 100 kHz).

Objectifs recherchés

Le cahier des charges est le suivant :

- La force électromotrice de la batterie est $E = 48$ V, le courant nominal du moteur $I_{mn} = 25$ A et le courant de pointe toléré $I_{Tm} = 30$ A. Nous ne disposons actuellement que de transistors VMOS (80 V, 12,5 A). Pour notre

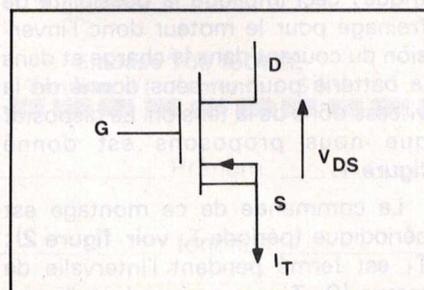


Fig. 3. - Principales caractéristiques du transistor VMOS utilisé (VN45)

- $R_{DSon} = 0,4 \Omega$
- $V_{DSmax} = 80$ V
- $I_{Tn} = 12,5$ A
- $I_{Tmax} = 15$ A

réalisation nous en avons donc disposé deux en parallèle. Les caractéristiques principales de ces transistors (VN45) sont données à la figure 3.

- La commande de gate doit être isolée galvaniquement (dans ce montage par transformateurs d'impulsions).
- La commande doit peu consommer : elle est réalisée en technologie CMOS.
- Le montage est protégé à deux niveaux :

- Lorsque le courant I dans le transistor est compris entre la valeur I_{mn} et la valeur maximum I_{Tm} admissible dans le transistor, on impose une limitation du rapport cyclique α ; ce procédé, dans le cas de surcharge faible, suffit à protéger le transistor ;

- lorsque le courant I_T devient voisin de I_{Tm} les signaux de gate sont inhibés : la remise en marche du hacheur est faite manuellement. Pour ces deux protections, le courant I_T est détecté à partir de la tension $V_{DS} = R_{DSon} \cdot I_T$.

Réalisation pratique

La commande du transistor VMOS de puissance T comporte trois parties :

1. Logique de commande commune (fig. 4)

Le rôle de cette carte est de créer deux trains d'impulsions à la fréquence 100 kHz, décalables l'un par rapport à l'autre, qui seront utilisés pour réaliser la commande à α variable (1 % < α < 99 %) du hacheur. La sortie de cette carte doit être isolée galvaniquement de l'entrée.

Un générateur de signaux rectangulaires à rapport cyclique α variable commande, en opposition de phase, deux bascules D câblées en diviseurs par deux de la fréquence d'entrée. On obtient les signaux carrés Q_a et Q_b déphasables de 0 à π lorsque α varie de 0 à 1. Après adaptation par des buffers DS3630, Q_a et Q_b commandent deux transistors (2N2222A) T_A et T_B ayant les primaires de transformateurs d'impulsions comme charge de collecteur (fig. 5). Ce montage à l'avantage de faire fonctionner les transformateurs d'impulsions avec des signaux carrés de rapport cyclique 1/2 ; on peut ainsi travailler à fréquence élevée (jusqu'à 500 kHz) tout en obtenant à la sortie des rapports cycliques pouvant varier entre 1 % et 99 %. Les sorties des secondaires des deux transformateurs d'impulsions sont redressées double alternance puis sont dérivées. Ceci permet d'obtenir deux trains d'impulsions ϕ_1, ϕ_2 déphasables l'un par rapport à l'autre de $\alpha 2\pi$ (fig. 5).

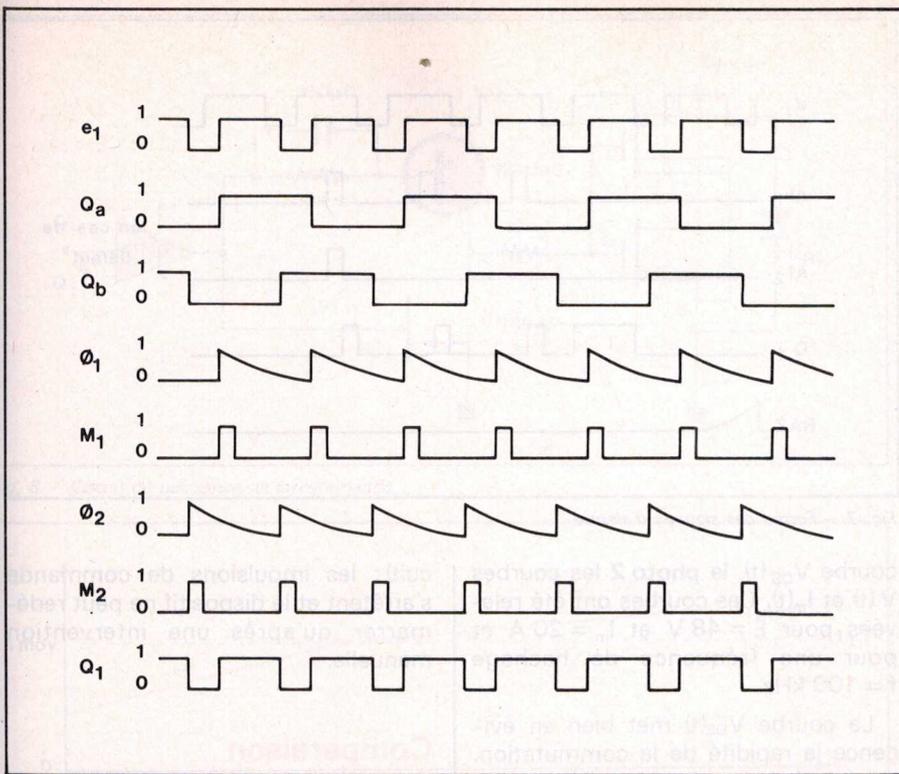


Fig. 5. - Formes des différents signaux pour la commande du transistor VMOS.

2. Circuit driver - protection

a) Elaboration du signal de commande

On effectue une mise en forme des signaux ϕ_1 , ϕ_2 , en employant deux triggers de Schmidt (74C/4); puis deux monostables (74C221) fournissent les impulsions M_1 , M_2 . L'impulsion M_1 donne l'ordre de conduction au transistor T ($Q_1 = 1$) et l'impulsion M_2 l'ordre de blocage ($Q_1 = 0$) au moyen de la bascule (J_1K_1) (fig. 5). Ce montage permet de connaître à chaque instant l'état du transistor de puissance.

b) Protections

Le principe servant à la mise en œuvre des protections est de détecter la ddp drain-source du transistor en conduction.

$$V_{DSon} = R_{DSon} \cdot I_T$$

Deux comparateurs Al_1 et Al_2 (fig. 6) sont réglés de façon à basculer respectivement pour les tensions $(R_{DSon} \cdot I_{Tn})$ et $(R_{DSon} \cdot I_{Tmax})$. Al_1 agit en

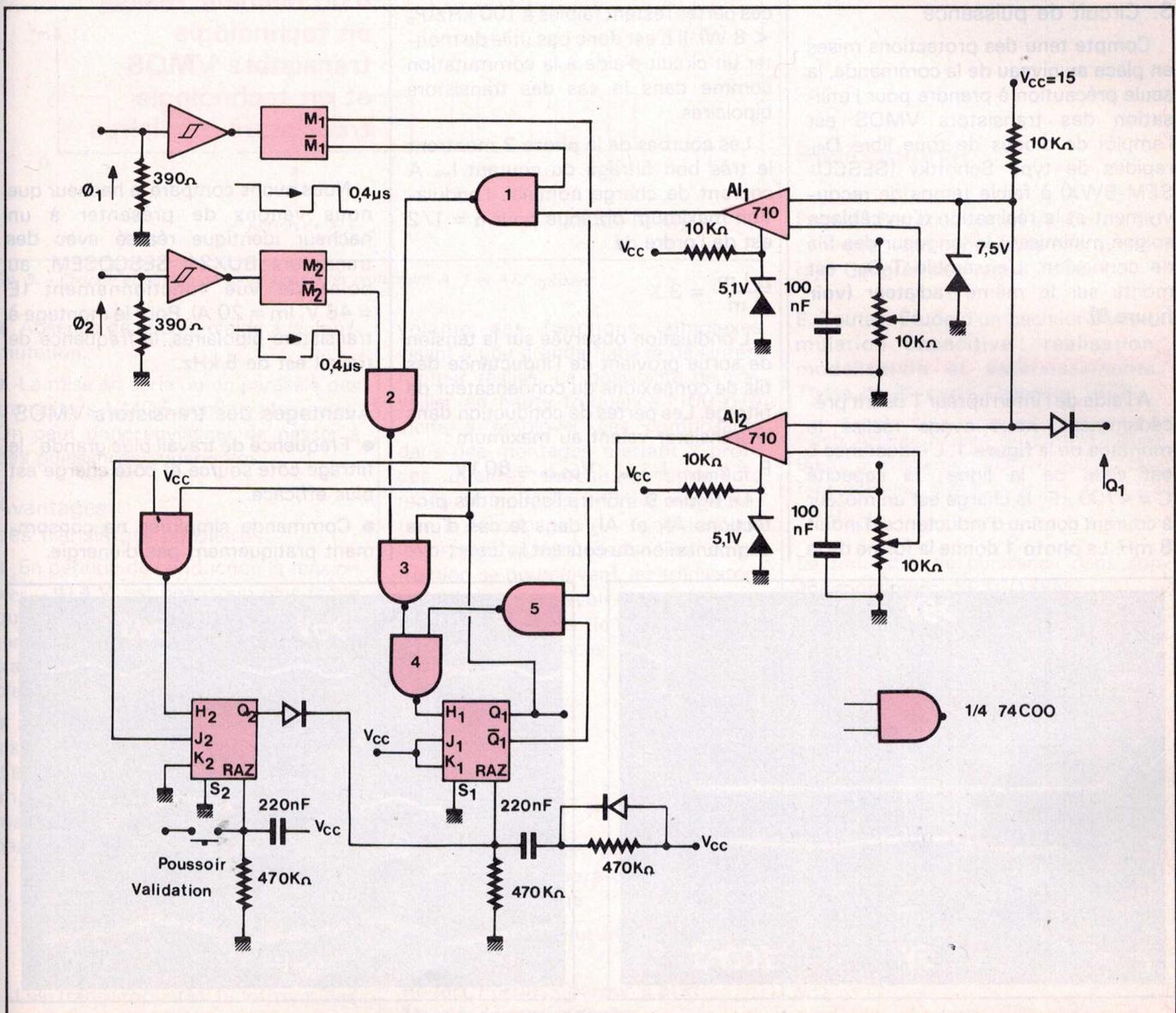


Fig. 6. - Circuits « driver-protections »

réduisant le rapport cyclique α de Q_1 (fig. 7) et Al_2 en faisant basculer (J_2K_2) à l'état haut de façon définitive active l'entrée « clear » de (J_1K_1) ce qui amène Q_1 à zéro (fig. 7). Le hacheur doit être remis en service manuellement.

Les actions de Al_1 , Al_2 sont inhibées pendant les instants où le transistor est bloqué, au moyen des portes (1, 2, 3, 6); (fig. 6).

A la mise sous tension une action automatique de la remise à zéro de J_1K_1 impose $Q_1 = 0$ pendant un instant (fig. 7).

c) Circuit de puissance de la commande

Un transistor VMOS est assimilable entre grille et source à une capacité (500 pF dans notre cas). La sortie Q_1 du circuit driver est suivie d'un étage amplificateur permettant de fournir un courant suffisant pour faire conduire le transistor. On utilise un transistor VMOS (VN 88AF) qui permet de bloquer très rapidement le transistor principal T.

3. Circuit de puissance

Compte tenu des protections mises en place au niveau de la commande, la seule précaution à prendre pour l'utilisation des transistors VMOS est l'emploi de diodes de roue libre D_{RL} rapides de type Schottky (SESCO-SEM-BWX) à faible temps de recouvrement et la réalisation d'un câblage soigné minimisant la longueur des fils de connexion. L'ensemble T- D_{RL} est monté sur le même radiateur (voir figure 8).

Performances obtenues

A l'aide de l'interrupteur T décrit précédemment, nous avons réalisé le montage de la figure 1. L'inductance L est celle de la ligne; la capacité C = 4700 μ F; la charge est un moteur à courant continu d'inductance d'induit 8 mH. La photo 1 donne la forme de la

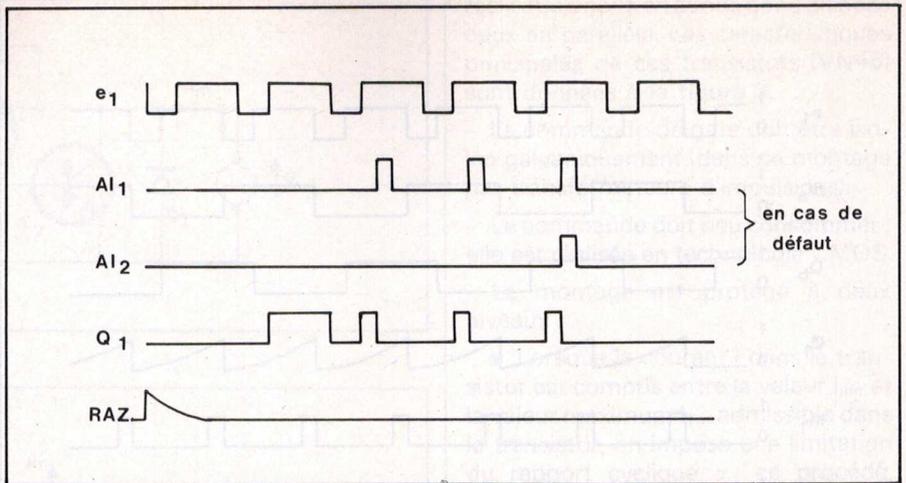


Fig. 7. - Forme des signaux d'alarme

courbe $V_{DS}(t)$, la photo 2 les courbes $V(t)$ et $I_m(t)$. Ces courbes ont été relevées pour $E = 48$ V et $I_m = 20$ A et pour une fréquence de hachage $f = 100$ kHz.

La courbe $V_{DS}(t)$ met bien en évidence la rapidité de la commutation. Un calcul rapide de puissance perdue pendant les commutations montre que ces pertes restent faibles à 100 kHz ($P_c < 8$ W). Il n'est donc pas utile de monter un circuit d'aide à la commutation comme dans le cas des transistors bipolaires.

Les courbes de la photo 2 montrent le très bon filtrage du courant I_m . A courant de charge nominal, l'ondulation maximum obtenue pour $\alpha = 1/2$ est de l'ordre de

$$\frac{\Delta I_m}{I_m} = 3\%$$

L'ondulation observée sur la tension de sortie provient de l'inductance des fils de connexions du condensateur de filtrage. Les pertes de conduction dans le transistor valent au maximum :

$$P = \alpha_{max} \cdot I_{m,max} \cdot V_{DS,on} = 60 \text{ W}$$

La figure 9 montre l'action des protections Al_1 et Al_2 dans le cas d'une augmentation du courant I_m (court-cir-

cuit); les impulsions de commande s'arrêtent et le dispositif ne peut redémarrer qu'après une intervention manuelle.

Comparaison des performances d'un hacheur réalisé en technologie transistors VMOS et en technologie transistors bipolaires

Nous avons comparé le hacheur que nous venons de présenter à un hacheur identique réalisé avec des transistors BUX21 SESCOSEM, au point de vue fonctionnement ($E = 48$ V, $I_m = 20$ A). Pour le montage à transistors bipolaires, la fréquence de travail est de 5 kHz.

Avantages des transistors VMOS

- Fréquence de travail plus grande : le filtrage côté source et côté charge est plus efficace.
- Commande simplifiée ne consommant pratiquement pas d'énergie.

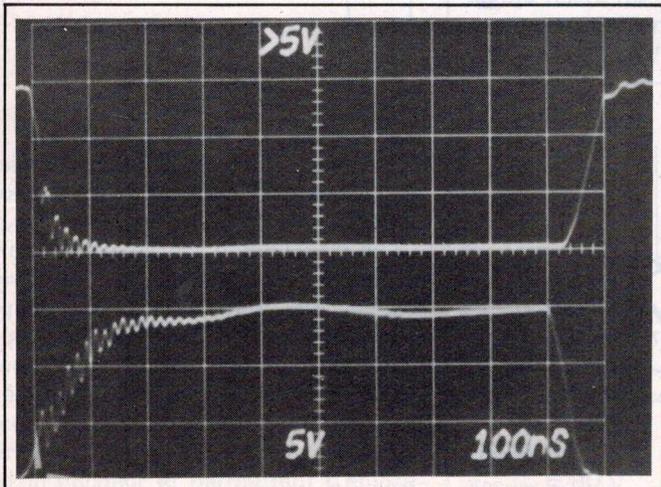


Photo 1. - Tension aux bornes du transistor VMOS [$V_{DS}(t)$] en haut et [$V_{GS}(t)$] en bas.

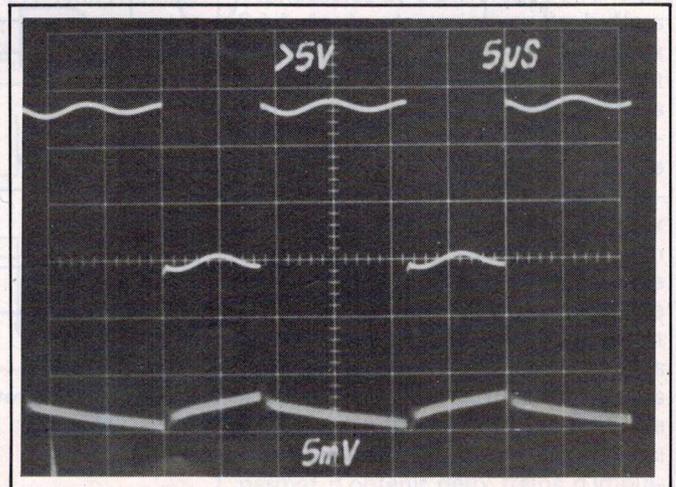


Photo 2. - Tension et courant dans la charge. En haut, tension de charge : 3 cm = 50 V; en bas, courant de charge (ondulation) : 1 A/cm - $I_c = 20$ A.

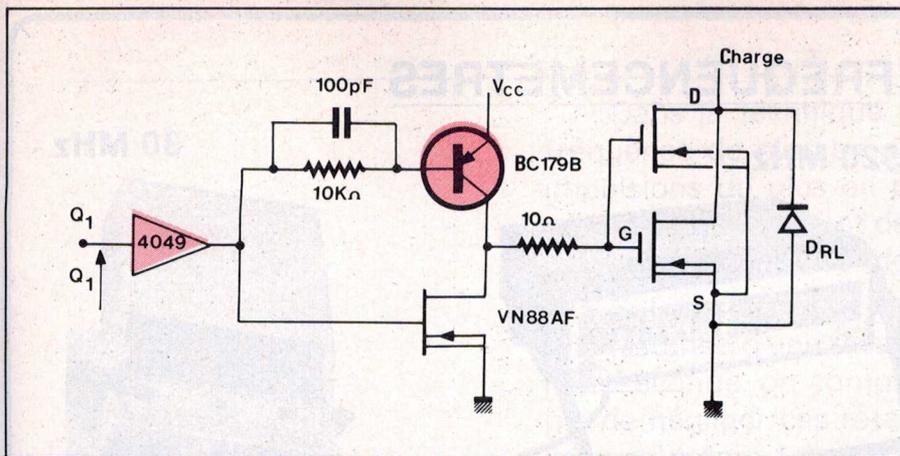


Fig. 8. - Circuit de puissance de la commande

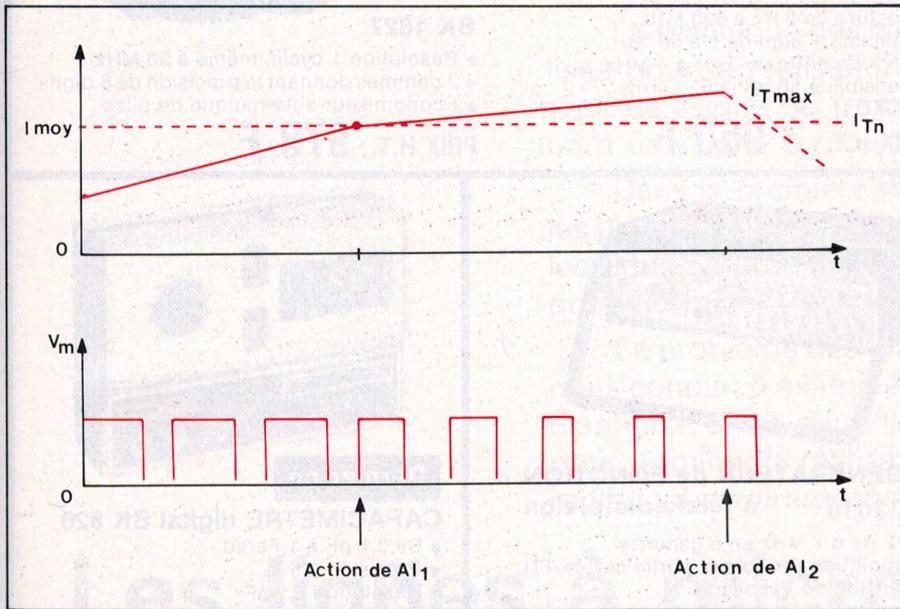


Fig. 9. - Courant et tension de sortie lorsque les protections A/1 et A/2 agissent.

- Absence de circuit, d'aide à la commutation.
- La mise en série ou en parallèle des transistors VMOS semble plus aisée. On peut donc envisager de passer à des puissances supérieures.

Avantages des transistors bipolaires

- En période de conduction la tension V_{CEsat} (0,4 V) est beaucoup plus faible que la tension V_{Dson} (4 V). Lorsque le rendement est le critère principal le transistor bipolaire est donc préférable.
- A l'heure actuelle l'emploi des transistors bipolaires en V_{CEX} permet d'atteindre des tensions maximales importantes ($V = 850$ V). Les performances des transistors VMOS sont beaucoup plus modestes.

Conclusion

Les transistors VMOS offrent une remarquable facilité de commande permettant d'intégrer sous un faible

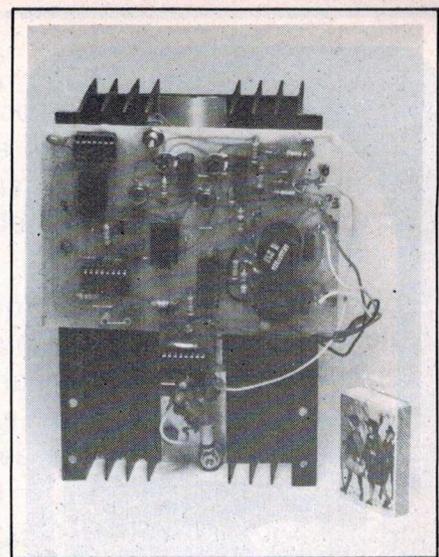
volume des fonctions complexes visant à une grande fiabilité de l'interrupteur réalisé. La possibilité de travailler en haute fréquence (100 kHz) incite à employer ces composants dans des montages mettant à profit ces qualités (hacheurs, onduleurs mono et biphasés à PWM, alimentation à découpage...). A condition que les progrès enregistrés dans leur construction se poursuivent, les transistors VMOS devraient avoir de nombreuses applications dans le domaine des moyennes puissances, en électronique industrielle.

Emmanuel Toutain, docteur 3^e cycle
Chercheur au laboratoire
d'électrotechnique

Tin BUI SI, docteur-ingénieur
Enseignant

Robert Perret, docteur d'état
Maître de conférences

Tous trois à l'ENSIEG de Grenoble



Bibliographie

Perard, Perret, Toutain A Dc to Dc converter with capacitive energy storage. Congrès de Prague 1978.

E. Toutain Étude d'un hacheur à accumulation capacitive : réalisation, modélisation et asservissements. Thèse de 3^e, cycle Grenoble 1978.

Foch, Arches, Roux Une commande de 9 kW à transistor pour moteur à courant continu. E.M.I. 229 pp 17 à 21 1976.

Le transistor de puissance dans son environnement. SESCOSEM

A. Filleau Applications des VMOS. La puissance d'une nouvelle technologie. Electronique et Applications Industrielles, Novembre 1978.

M. Rostaing-Puissant Les hacheurs réversibles. Thèse de 3^e, cycle Grenoble 1976.