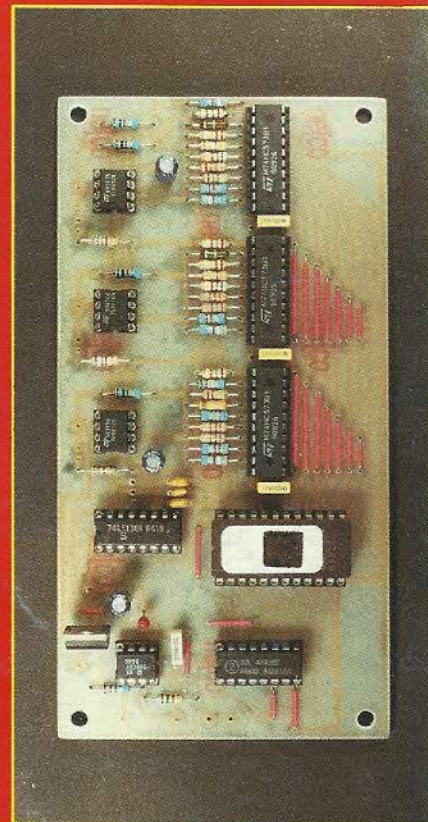
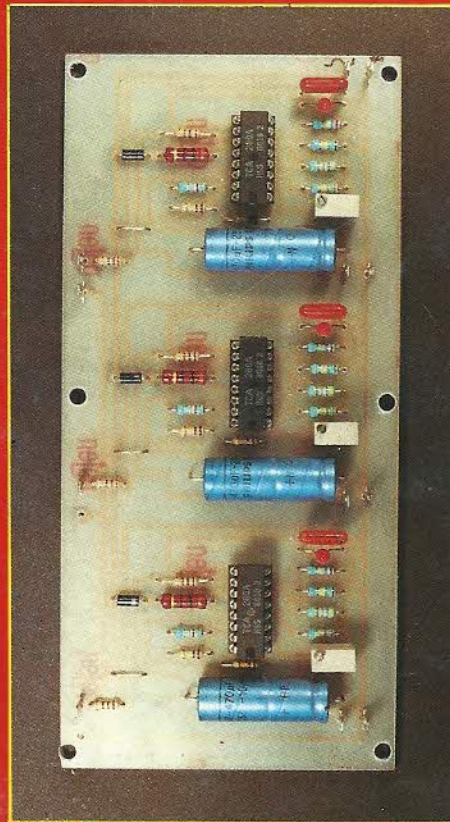
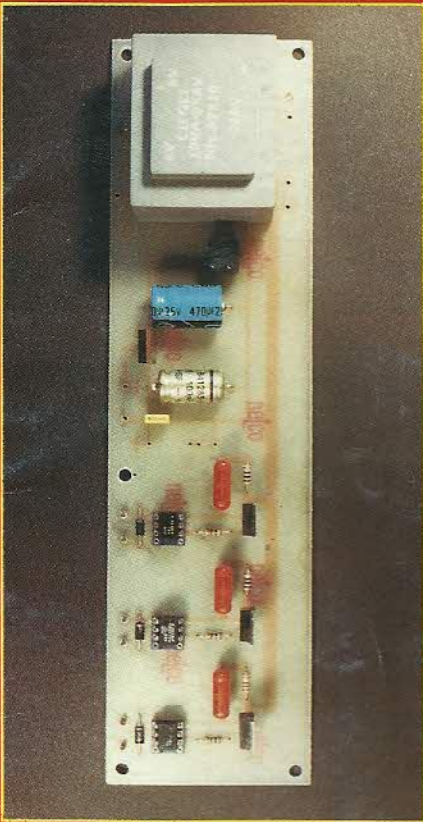


Lead

ISSN 0753-7409

- COURS N° 32 : CONNAISSANCE DES THYRISTORS ET TRIACS
- MINUTERIE CHASSIS D'INSOLATION
- LAMPE DE POCHE PERPETUELLE
- MELANGEUR TRICHROME NUMERIQUE
- KIT ENCEINTE: LA XENNON 3/100



**UNE
INFINITÉ
DE
COULEURS**

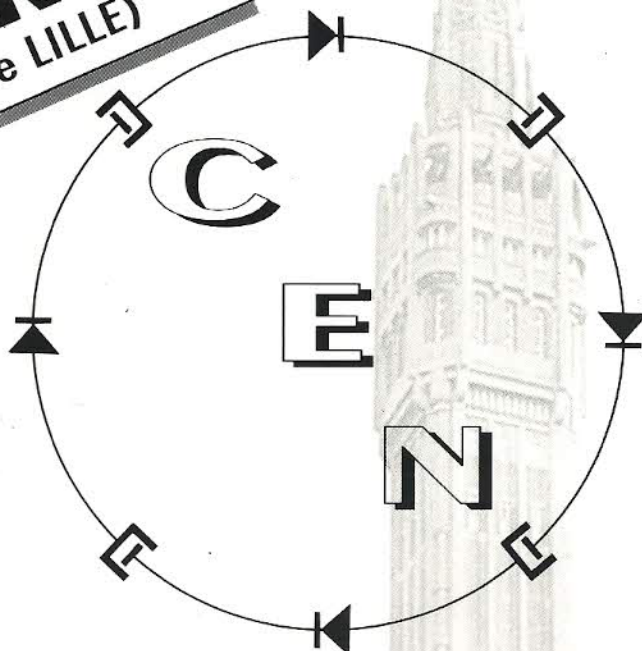


M 1226 - 92 - 25,00 F



NOUVEAU
DANS LE
NORD
(près de LILLE)

**VENTE EXCLUSIVE
AUX REVENDEURS
ET INDUSTRIES**



**Comptoir
ELECTRONIQUE
du
NORD**

472, Rue du Blanc Seau - 59200 TOURCOING

LE PLUS IMPORTANT STOCK

**DE COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES
DÉCOTÉS**

**DES AFFAIRES A SAISIR SUR DES
FINS DE SÉRIE
EN COMPOSANTS NEUFS**

**L'ACHAT PAR *LOT* FAIT ENCORE
BAISSER LES *PRIX* !!!**

CONSULTEZ-NOUS AU :

20.27.47.69

Led

Société éditrice :
Editions Périodes
Siège social :
1, bd Ney, 75018 Paris
Tél. : (1) 42.38.80.88
SARL au capital de 51 000 F
Directeur de la publication :
Bernard Duval

LED

Mensuel : 25 F
Commission paritaire : 64949
Locataire-gérant :
Editions Fréquences
Tous droits de reproduction réservés
textes et photos pour tous pays
LED est une marque déposée
ISSN 0753 7409

Services Rédaction-

Abonnements :

(1) 42.38.80.88 poste 7314
1 bd Ney, 75018 Paris

Rédaction

Ont collaboré à ce numéro :
Georges Matoré, Georges
Lavertu, René Rateau, Bernard
Dalstein, Bernard Duval.
Tél. :

(1) 42.38.80.88 poste 7315

Réalisation/Fabrication

Responsable technique

Thierry Pasquier

Abonnements

10 numéros par an

France : 180 F

Etranger : 260 F

Petites annonces gratuites

Les petites annonces sont
publiées sous la responsabilité de
l'annonceur et ne peuvent se
référer qu'aux cas suivants :

- offres et demandes d'emplois
- offres, demandes et échanges
de matériels uniquement
d'occasion
- offres de service

Composition

Bernadette Duval

Photogravure

Sociétés PRS/PSC - Paris

Impression

Berger-Levrault - Nancy

6

LA CONNAISSANCE DE L'ELECTRONIQUE (COURS N° 32 : THYRISTORS ET TRIACS)

Thyristors et triacs se substituent aux interrupteurs dont ils ne possèdent pas les pièces mécaniques mobiles. Ces dispositifs semiconducteurs se sont imposés aussi bien dans le domaine domestique que dans le domaine industriel en apportant leur contribution efficace et appréciée dans une foule d'applications les plus variées.

18

PHASEMETRE NUMERIQUE (2^e PARTIE)

La première partie de ce phase-mètre numérique de résolution 0,1° dans la bande de fréquence 1 Hz à 200 kHz a été consacrée à la présentation et à la théorie du fonctionnement de l'appareil. La réalisation s'est limitée à la présentation de la carte alimentation, voyons donc maintenant les trois autres modules qui équipent cet excellent phasemètre.

24

MINUTERIE POUR CHASSIS D'INSOLATION

Pour ses lecteurs désireux de tirer eux-même leurs circuits imprimés, Led propose depuis

le n° 86 un service "films positifs". Dans notre précédent numéro, nous vous avons donné la possibilité de réaliser un automatisme de pompe et chauffage pour système à perchlorure. Voici maintenant en complément de cette étude une minuterie commandant la durée d'exposition avec un échelonnement exponentiel des poses. Elle est spécifiquement adaptée aux exigences particulières de l'insolation des circuits.

29

SERVICE FILMS POSITIFS

30

UNE LAMPE PERPETUELLE

Après une étude à la fois théorique (simple !) et pratique des cellules photovoltaïques, nous proposons, ici, une application : la construction d'une lampe de poche perpétuelle à alimentation par le soleil.

35

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

36

COMPTE RENDU DU FORUM DU KIT AUDIO 91

Comme chaque année, nous vous proposons un tour des

stands qui n'a rien d'exhaustif, mais simplement pour dégager les grandes tendances. Nous apprécions particulièrement ce salon pour son ambiance décontractée, le sérieux des réponses qui sont fournies à des questions techniques parfois ardues.

40

MELANGEUR TRICHROME NUMERIQUE (1^{re} PARTIE)

Un mélangeur trichrome est un dispositif qui permet d'éclairer un décor avec une infinité de couleurs qui évoluent graduellement, simplement à partir de la combinaison des trois couleurs de base. L'intérêt du numérique est évident pour qui a eu affaire à un procédé purement analogique : la synchronisation des trois lampes est très délicate, voire impossible à obtenir sans fluctuations, ce qui conduit à des périodes d'obscurité ou de surexposition désagréables.

47

ENCEINTE DYNAUDIO EN KIT :

LA XENNON 3/100

Nous avons pu apprécier durant trois jours, comme de fort nombreux lecteurs, les qualités d'écoute de l'enceinte Xennon 3/100 lors du 5^e Forum du Kit. Nombre d'entre vous en quittant notre salon "Copenhague" avez demandé que nous dévoillions dans nos colonnes les secrets de cette enceinte trois voies, c'est chose faite.

DROITS D'AUTEUR

Les circuits, dessins, procédés et techniques publiés par les auteurs dans Led sont et restent leur propriété. L'exploitation commerciale ou industrielle de tout ou partie de ceux-ci, la reproduction des circuits ou la formation de kits partiels ou complets, voire de produits montés, nécessitent leur accord écrit et sont soumis aux droits d'auteur. Les contrevenants s'exposent à des poursuites judiciaires avec dommages-intérêts.

LA BIBLIOTHEQUE TECHNIQUE DES EDITIONS FREQUENCES



vous propose d'en savoir beaucoup plus sur :

— L'ELECTRONIQUE —

LES BASES DE L'ELECTRONIQUE

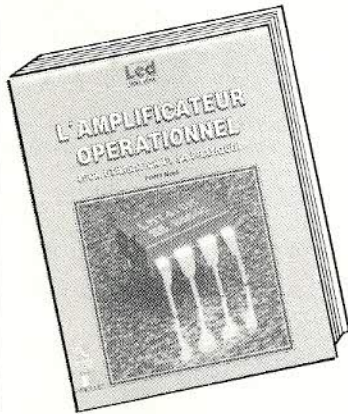


Par **Raymond Breton.**
1988 - 84 p.

P32 147 F TTC port compris

Ouvrage d'initiation par excellence, «Les bases de l'électronique» abordent, dans un langage compréhensible par tous, sans formulations mathématiques, les divers aspects de l'électronique. De la résistance à l'amplificateur opérationnel en passant par les divers composants actifs, tous les éléments clés de l'électronique sont étudiés ainsi que leur mise en application. L'auteur, outre ses compétences en électronique, s'est occupé de formation dans l'industrie. Son sens de la communication, basé sur un langage pédagogique et compréhensible de tous donne à ce livre un attrait tout particulier, le «sens physique» des phénomènes abordés est évident. Le but que s'était fixé l'auteur : pouvoir mettre en œuvre l'électronique en comprenant ce que l'on fait et sans outils mathématiques a donc parfaitement été atteint.

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

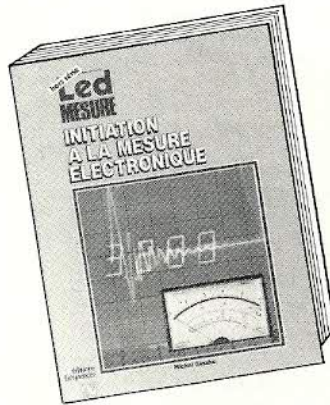


Par **Pierre Mayé.**
1988, 88 p.

P41 157 F TTC port compris

Composant-clé de l'électronique d'aujourd'hui, l'amplificateur opérationnel est à la base d'une multitude d'applications tant en linéaire qu'en commutation. L'auteur, agrégé de physique et professeur en BTS, a réalisé cet ouvrage tout simplement parce qu'il n'existait pas pour les besoins de son enseignement. Les principales applications de l'amplificateur opérationnel y sont décrites et classées par catégories. Pour chaque montage, le fonctionnement est analysé, les formules permettant le calcul des composants établies et les performances obtenues commentées. Des exemples de réalisation comportant toutes les données nécessaires sont fournis pour les principales fonctions. Ce livre à la fois précis et concis est très complet, il s'adresse aux enseignants certes mais également aux utilisateurs de l'électronique. C'est aussi un outil de travail pour professionnels et amateurs.

INITIATION A LA MESURE ELECTRONIQUE



Par **Michel Casabo.**
1986 - 120 p.

P23 152 F TTC port compris

Il n'existait pas, jusqu'à présent, un ouvrage couvrant de manière générale mais précise, l'ensemble des problèmes relatifs à l'instrumentation et à la méthodologie du laboratoire électronique. C'est chose faite aujourd'hui avec ce volume récemment paru.

LES MONTAGES ELECTRONIQUES



Par **Jean-Pierre Lemoine.**
1986 - 276 p.

P30 287 F TTC port compris.

Domaine en perpétuelle évolution, l'électronique ne cesse d'apporter des solutions nouvelles à de multiples secteurs. Il importe, pour tout passionné d'électronique, à quel que niveau que ce soit, de l'amateur au professionnel, d'acquérir un savoir découlant de la mémorisation et aussi de la pratique du plus grand nombre de circuits de base. C'est ce que permet réellement ce livre. Organisé en trois grandes rubriques : Connaître, Pratiquer et Inventer, cet ouvrage guide le lecteur sur près de 300 pages avec près de 1 000 dessins et représentations, pour l'amener à ce qu'il soit à même de concevoir ses montages par lui-même. C'est aussi un outil de travail aidant à la sélection d'un composant, permettant de trouver un montage réalisant une fonction donnée... et bien d'autres détails d'ordre pratique.

La liste complète de nos ouvrages peut vous être expédiée gratuitement sur simple demande.

Diffusion auprès des libraires assurée exclusivement par les Editions Eyrolles.

Bon de commande à retourner aux Editions Frequences 1, boulevard Ney 75018 Paris.

Indiquez le ou les codes :

NOM PRENOM

ADRESSE

CODE POSTAL VILLE

Ci-joint mon règlement par : C.C.P. Chèque bancaire Mandat

Led

LA REVUE DE LA PASSION ET NON DU COMMERCE

Avec ce n° 92, c'est une année qui s'achève. Elle nous aura permis de vous proposer une cinquantaine de réalisations plus ou moins complexes mais toujours de qualité, notamment dans le domaine de la basse fréquence qui est et restera celui de la "spécialité maison". Nous avons déjà "sous le coude" pour 1992 des études de prototypes Hi-Fi qui vous surprendront encore, tant par leurs qualités d'écoute que par leurs bas prix de revient. Face aux monstres sacrés de l'Audio, nos électroniques n'ont jamais eu à craindre les essais comparatifs. Nous persévérons dans ce sens.

Que nous réserve l'année 92 ? Tout d'abord, pour que cette revue continue à paraître tout en gardant indépendance et objectivité, sans être, comme tant d'autres revues techniques, envahie par de trop nombreuses pages de publicité, le prix du numéro de Led sera, dès le mois de janvier de F 28,00 et celui de l'abonnement de F 210,00.

Pour les abonnés qui nous commandent des circuits imprimés, une remise permanente de 25 % leur sera consentie. Il leur suffira de mentionner leur numéro d'identification (09608701/1496 par exemple) et de déduire eux-mêmes les sommes économisées en fonction des prix indiqués sur les coupons réponses.

Leur abonnement sera de plus chaque fois prolongé de trois mois si, par leur intermédiaire, un parent ou ami souscrit un abonnement.

Afin que les numéros de Led ne soient plus mutilés, coupures fréquentes d'articles notamment, les divers coupons réponses seront regroupés dès le n° 93 au centre de la revue et donc détachables.

Nous pensons de cette façon pouvoir vous proposer en 92 dix numéros de qualité que vous aurez envie de garder et non de mettre au panier après les avoir feuilletés. Comme dit le proverbe : la qualité est préférable à la quantité.

Toute l'équipe de Led vous souhaite de bonnes fêtes de fin d'année et vous donne rendez-vous à la mi-janvier avec son n° 93.

La direction

Ces dispositifs semiconducteurs se sont imposés aussi bien dans le domaine domestique que dans le domaine industriel, en apportant leur contribution efficace et appréciée dans une foule d'applications les plus variées. Nous vous invitons à faire maintenant leur connaissance.

Thristors et triacs se substituent aux interrupteurs, dont ils ne possèdent pas les pièces mécaniques mobiles, d'où leur appellation de

commutateurs statiques. Ils se caractérisent par leurs pouvoirs de coupure considérables, atteignant des centaines d'ampères sous des centaines de volts.

Le grand public les connaît sous la forme des applications auxquelles ils participent, par exemple les variateurs de vitesse de rotation de moteurs (outillage électrique) ou encore les gradateurs de flux lumineux émis par les luminaires (éclairage). Le contrôle des appareils de chauffage, les systèmes d'alarme sont d'autres expressions de l'aide que nous apportent les **semiconducteurs de commutation** dans la vie courante.

LE THYRISTOR

Il est constitué par l'empilage de quatre couches semiconductrices, p-n-p-n, il est pourvu de trois électrodes : **anode A, cathode K, gâchette G**, comme nous le montre le schéma de la figure 1.

Redessinons-nous sa structure, mettant en évidence l'assemblage du transistor PNP/T1 et du transistor NPN/T2, association dans laquelle le collecteur de l'un fournit ou consomme le courant de base de l'autre. Voilà qui nous conduit au thyristor équivalent confectionné sur notre boîte à connexions, notre "planche à trous", conformément au montage schématisé à la figure 2. Le thyristor est conducteur dans le

sens anode-cathode, dans le sens T1 vers T2, la base de T2 est son électrode de commande, sa gâchette, sa grille. Il se comportera en diode, en redresseur dont le fonctionnement, la conduction dépendra de l'action exercée sur sa gâchette, d'où sa désignation par S.C.R., pour Silicon Controlled Rectifier, redresseur contrôlé au silicium.

L'interrupteur (1) de notre montage expérimental est fermé, l'interrupteur (2) qui est un interrupteur à contact fugitif à fermeture (à bouton-poussoir) est ouvert. La base de T2 n'est donc pas alimentée.

Mettons le montage sous tension (5 ou 4,5 V), la diode électroluminescente s'allume, preuve que le système entre en conduction et s'y maintient.

T2 tire du courant de base à T1 et T1 fournit du courant de base à T2, c'est **l'amorçage, le déclenchement** du thyristor. Le phénomène s'explique par l'apparition de courants de fuite dans l'assemblage des deux transistors T1 et T2, lesquels amplifient réciproquement ces courants de fuite. Mais le phénomène est initialement favorisé (synergie) par les capacités parasites inhérentes aux jonctions, capacités qui "avalent" du courant à la mise sous tension.

Coupons l'alimentation en ouvrant l'interrupteur (1), la conduction cesse. Installons un condensateur de 0,1 μ F entre base de T2 (gâchette) et masse, refermons l'interrupteur (1), le montage est à nouveau sous tension mais la diode électroluminescente reste éteinte, le thyristor ne conduit pas, il se maintient en l'état de blocage.

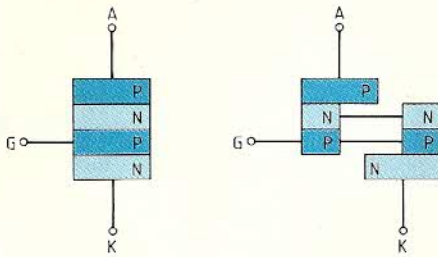


Fig. 1a

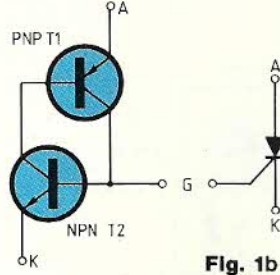


Fig. 1b

Fig. 3

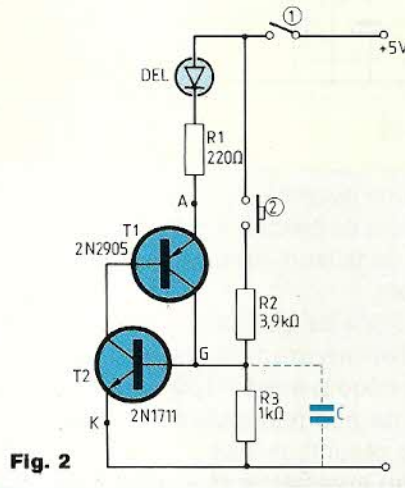
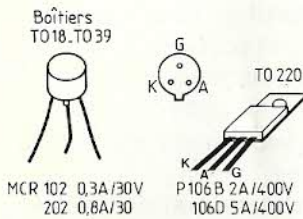


Fig. 2

Une simple pression fugitive sur le bouton-poussoir de l'interrupteur suffit à déclencher le thyristor, lequel entre en conduction et s'y maintient. C'est donc qu'une impulsion positive appliquée sur sa gâchette suffit pour l'amorçage, il n'est pas nécessaire de maintenir l'interrupteur (2) fermé, ...

Vous vérifierez par le calcul que nous avons donné aux résistances R2 et R3 les valeurs résistives propres à appliquer à la gâchette du dispositif une tension de l'ordre de 1 V, par action sur le bouton-poussoir (2). Cette tension de commande est donc à peine supérieure à la tension émetteur-base de T2, le 0,7 V seuil de conduction de la jonction dont nous parlons si souvent ! Il suffit donc de rendre T2 conducteur pour que le dispositif s'amorce ...

Il convient de noter le rôle intéressant

joué par la résistance R3 et le condensateur de 0,1 μF associés en parallèle avec l'espace gâchette-cathode.

Le courant issu du collecteur de T1 se partage, passant en partie dans la jonction émetteur-base de T2 et dans la résistance R3. Le condensateur associé contribue à stabiliser la tension émetteur-base de T2, donc le fonctionnement du thyristor. Rappelons qu'il empêche le déclenchement intempestif du thyristor à la mise sous tension, comme dans le cas d'une variation rapide de la tension d'alimentation.

Lorsqu'il se trouve en l'état de conduction, l'assemblage présente entre son anode et sa cathode une tension qui a pour valeur la tension émetteur-base de T2 à laquelle s'ajoute la tension collecteur-émetteur à la saturation de T1 (numéro 75). Nous ne rencontrerons

donc, dans la pratique, qu'une chute de tension U de 1 à 2 V dans le thyristor conducteur.

L'idée vient à l'esprit que la puissance à dissiper P (effet Joule) sera faible, étant directement liée à la chute de tension U dans le thyristor $P = (U \cdot I)$. L'intensité I du courant passant dans le thyristor, **intensité anodique**, n'est limitée que par la valeur résistive de la charge disposée en série avec lui, dans le circuit. L'intensité anodique peut atteindre des centaines d'ampères ... Il est donc conseillé de pourvoir le thyristor d'un dissipateur thermique chaque fois que nécessaire, il nous en saura gré !

Vous pouvez maintenant remplacer les transistors T1 et T2 par un véritable thyristor MCR 102 ou 202 (figure 3).

BLOCAGE DU THYRISTOR

Pour faire cesser la conduction, le moyen le plus simple et le plus sûr est d'ouvrir le circuit d'alimentation (interrupteur (1)). Tout électronicien vous dira - ce n'est pas une boutade - que le passage du courant cesse, faute de ... courant !

Il est un second moyen de blocage du thyristor, qui consiste à court-circuiter son anode et sa cathode. La manipulation vous étonnera, car la diode électroluminescente ne s'éteindra qu'après que vous aurez déposé le court-circuit. La raison en est simple : la présence du court-circuit est la garantie de blocage du circuit (diode électroluminescente, résistance R1 de 220 Ω). Mais le court-circuit fait descendre l'intensité anodique en dessous d'une valeur seuil minimale, **courant de maintien** nécessaire pour garder le thyristor amorcé.

FAISONS LE POINT

Lorsque la gâchette est portée à un

La connaissance de l'électronique

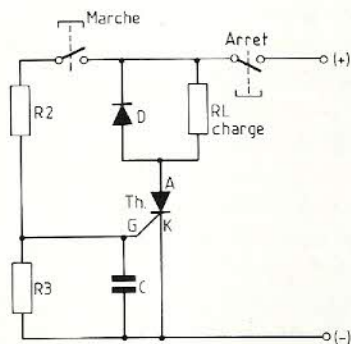


Fig. 4

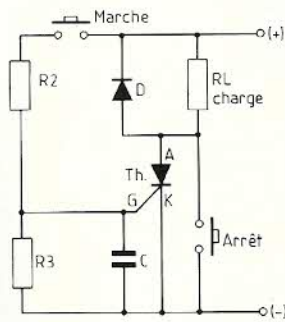
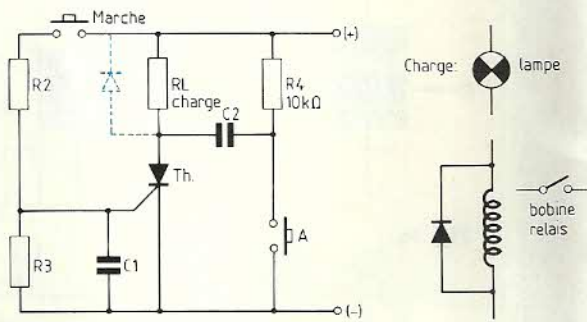


Fig. 5



potentiel positif dépassant le seuil de déclenchement, le thyristor s'amorce. Une brève impulsion suffit (quelques microsecondes).

Après le déclenchement, le thyristor est conducteur dans le sens anode-cathode et la tension de commande appliquée à la gâchette est sans influence sur le fonctionnement.

Le condensateur installé entre la gâchette et la cathode empêche l'amorçage du thyristor à la mise sous tension, mais également dans le simple cas d'une brusque variation de la tension d'alimentation. De plus, ce condensateur contribue, avec la résistance qui lui est associée en parallèle, à stabiliser le fonctionnement du thyristor.

Le blocage se pratique par ouverture du circuit général d'alimentation ou par court-circuit à la masse de l'anode du thyristor.

Un courant de gâchette faible (quelques milliampères) permet de contrôler un courant anodique très important (d'un ampère).

CARACTERISTIQUES

Les fabricants mettent à notre dispo-

sition une quantité de types de thyristors, dont ils précisent les caractéristiques dans leurs notices d'accompagnement.

Au nombre de ces caractéristiques, vous retrouverez celles que nous avons découvertes intuitivement au cours de nos manipulations précédentes, résumons-les :

Tension inverse de claquage V_{RM}

Nous connaissons très bien le risque qui nous guette, le semiconducteur et nous-mêmes, si nous ne prenons garde à cette tension dangereuse qui nous fait dire : attention à l'avalanche !

Tension continue à l'état conducteur V_T

C'est la tension anode-cathode chez le thyristor en état de conduction. Elle est de l'ordre du volt chez les types usuels.

Courant direct maximal I_{TSM}

L'intensité anodique peut être très importante, aussi n'oublions pas de pourvoir les thyristors de dissipateurs thermiques, comme nous le faisons pour les régulateurs intégrés de tension et les transistors de puissance, ou même les diodes de redressement conditionnées pour les débits importants.

Courant de maintien I_H

Pour maintenir le thyristor en l'état de conduction il est nécessaire de lui faire "passer" un courant minimal de maintien. Le court-circuit anode-cathode fait descendre le courant anodique en dessous du seuil de maintien, provoquant le blocage.

Courant maximal de gâchette I_{GT}

Tension minimale de gâchette V_{GT}
Si un courant minimal de gâchette est nécessaire pour faire s'amorcer un thyristor, il s'avère inutile et néfaste de lui imposer un courant de gâchette trop important.

Voilà qui n'a rien de surprenant en soi, nous connaissons très bien l'importance de la résistance limitant l'intensité du courant fourni à la base d'un transistor.

Les fabricants ne peuvent mieux que nous indiquer l'intensité maximale du courant de gâchette demandé pour l'amorçage, en moyenne, par tel type de thyristor, question de dispersion de caractéristiques. Mais, par contre, ils nous précisent la valeur minimale de tension de gâchette exigée pour l'amorçage.

Dans la pratique, nous nous arrangerons tout simplement pour comman-

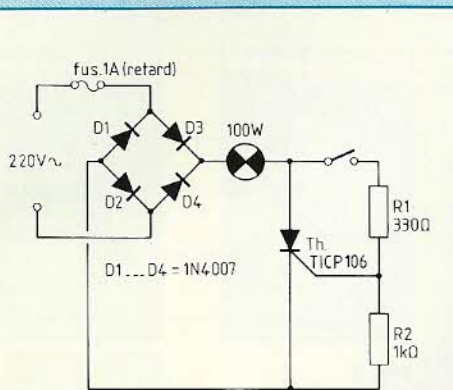


Fig. 6

der en tension la gâchette des thyristors mis en oeuvre dans nos montages, la connaissance de ce paramètre V_{GT} nous est précieuse.

Le thyristor MCR 202 présente une tension minimale de gâchette de 0,8 V, il n'admet qu'une tension inverse de 30 V et peut débiter 300 mA. Il demande au maximum un courant de gâchette de 0,2 mA ...

Vous comprenez maintenant pourquoi nous avons adopté les valeurs de 1 kΩ et 3,9 kΩ pour les résistances du pont diviseur de gâchette, dans notre montage expérimental ...

Vitesse critique de croissance $\frac{di}{dt}$

Une variation brutale de la tension anode-cathode fait s'amorcer le thyristor (la mise sous tension en est une, mais si, mais si !). Le courant soudainement développé a tendance à se frayer dans les couches semiconductrices des passages, des canaux préférentiels et il peut, par fusion, causer des dégâts irréversibles allant jusqu'au claquage destructeur.

MONTAGES DE BASE EN C.C.

Voici les procédés les plus sûrs de

déclenchement et de blocage du thyristor fonctionnant sous alimentation en courant continu, que nous montre la figure 4.

Les valeurs résistives des résistances R2 et R3 du pont diviseur de gâchette sont déterminées pour procurer une tension d'amorçage un peu supérieure, de 0,2 à 0,4 V au-dessus de la tension minimale de gâchette. Nous nous arrangeons pour faire passer dans le pont diviseur de gâchette, un courant d'intensité environ 3 à 6 fois l'intensité maximale du courant de gâchette.

Il se peut que la charge anodique, dans le circuit d'anode, ne soit pas purement résistive, comme le filament d'une lampe, une résistance de chauffage, mais inductive, comme l'est tout moteur électrique, ou seulement la bobine d'un relais.

En pareil cas, tout comme nous le pratiquons à l'égard des transistors (numéro 80), nous disposons en parallèle avec la charge une diode destinée à écrêter la surtension ...

Un moyen plus sophistiqué de blocage, écourtant la durée du court-circuit, est présenté à la figure 5. Pendant que le thyristor conduit le condensateur C2 se charge, par la résistance R4 entre le (+) de l'alimentation et l'anode du thyristor, dont le potentiel est alors très bas, proche de 1 V. La fermeture de l'interrupteur de mise hors service envoie une vigoureuse impulsion négative sur l'anode du thyristor, elle inverse la polarité du thyristor, lequel cesse immédiatement de conduire. Le condensateur se décharge ensuite rapidement par le filament de la lampe et R4.

Comme le condensateur subit également l'inversion de polarité, il est indispensable de le choisir de type non polarisé, il ne sera pas électrochimique,

mais de la famille mylar, etc.

MONTAGES DE BASE EN C.A.

Reportons-nous au montage schématisé à la figure 6.

Nous y rencontrons un pont de Graëtz, un pont à 4 diodes redressant les deux alternances du secteur alternatif, fournissant un courant pulsé passant dans le même sens dans la lampe et le thyristor disposés en série dans le circuit. Nous avons fait l'étude du redressement au numéro 70 et nous vous avons précisé, au numéro 73, pourquoi nous utilisons les diodes 1N 4007 d'une manière générale dans nos réalisations.

Revenons à notre montage. Destiné à alimenter une lampe de 100 W sous une tension de 220 V, nous y mettons en oeuvre 4 diodes 1N 4007 (1 A, tension inverse 1000 V) et un fusible de calibre 1 A.

Le thyristor retenu pour cette réalisation est un TICP 106 D acceptant de passer 2 A et supportant une tension inverse de 400 V. Rappelons que la tension inverse maximale du secteur 220 V est de $(220 \text{ V} \cdot \sqrt{2})$, soit de l'ordre de 310 V, nous sommes à l'abri du claquage inverse.

Nous constituons le pont diviseur alimentant la gâchette en disposant entre gâchette et masse une résistance de 1 kΩ, associée en parallèle avec un condensateur de 0,1 μF (tension service 400 V). Entre gâchette et anode, nous plaçons une résistance de 390 Ω, laquelle couvrira la tension collecteur-émetteur de saturation du transistor PNP/T1, situant le potentiel de la gâchette à 70 % de la tension anode-cathode.

Le thyristor n'exige pas de dissipateur,

La connaissance de l'électronique

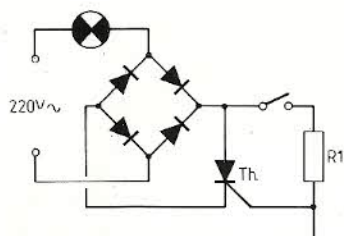


Fig. 7

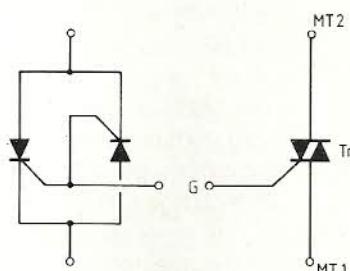


Fig. 8

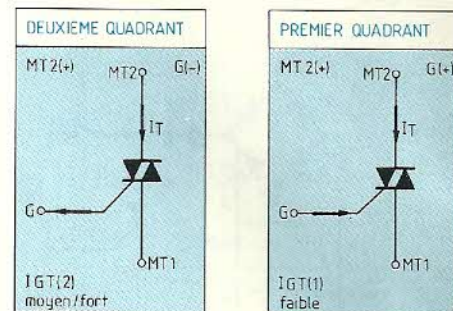


Fig. 9

il ne lui faut dissiper que $(0,5 \text{ A} \times 1 \text{ V})$, soit $0,5 \text{ W}$.

Il est formellement indispensable d'empêcher tout contact éventuel du montage avec la main (ou le corps !) le danger est évident. Savez-vous qu'un courant de 150 mA suffit pour électrocuter l'être humain ? C'est pourquoi la tension de 48 V a été retenue comme tension de sécurité ... Vous pouvez calculer la résistance moyenne du corps humain.

Remarque :

Certains électroniciens disposent la lampe au lieu et place du fusible, estimant que la lampe limite le courant dans le circuit, de sa seule présence (figure 7). Le circuit est déconnecté du secteur lorsque le filament de la lampe grille.

LE TRIAC

Associons deux thyristors tête-bêche, comme indiqué à la figure 8.

Nous venons de confectionner un **triac**, TRIode Alternating Current, triode fonctionnant en courant alternatif.

Son nom l'indique, ce dispositif semi-conducteur est pourvu de trois électrodes (triode), l'anode d'un thyristor est connectée à la cathode de l'autre, les deux gâchettes sont réunies

ensemble. Nous ne sommes plus en présence d'un thyristor conducteur en un seul sens et nous ne pouvons donc plus parler d'anode ni de cathode.

Les trois électrodes du triac sont désignées par MT1, MT2 et G. MT vient de main tuning, extrémité principale et G de grid, grille, gâchette. Vous rencontrerez une désignation différente mais tout aussi explicite : B1, B2, G ou a1, a2, g, etc...

La fonction déclenchement du triac est plus complexe que celle du thyristor, elle s'effectue dans quatre **modes** possibles appelés **quadrants**, que nous avons concrétisés dans le tableau de la figure 9.

MT2 (+) exprime la condition d'une tension positive entre les bornes MT2 et MT1, MT2 (-) traduit une tension négative entre ces bornes.

G (+) exprime un courant de gâchette de maintien positif, rentrant par la gâchette, G (-) indique un courant de gâchette négatif, sortant du triac par la gâchette.

Notez la moindre exigence en courant de gâchette de maintien dans le mode I et dans le mode III dans le premier et dans le troisième quadrant. Vous remarquerez que ces modes de fonctionnement correspondent à une même polarité des courants entrant simulta-

nément dans le triac par B2 et G, ou sortant simultanément par ces mêmes électrodes.

De nombreux dispositifs de déclenchement du triac ont été imaginés, mais nous ne distinguerons en fait que deux principes de base, différant dans la façon dont est produit le courant d'impulsion de gâchette, à partir du secteur ou à l'aide de générateurs auxiliaires construits autour de circuits intégrés spécifiques.

RELAIS STATIQUE

Le montage le plus simple, au demeurant le plus séduisant, est celui dont le schéma nous est présenté à la figure 10.

Le courant de gâchette est fourni ou extrait par la borne MT2, au rythme des alternances du secteur, nous sommes en mode I et en mode III.

Pour faire jouer au triac le rôle de relais statique remplaçant un relais conventionnel, il est évident que nous devons le déclencher le plus tôt possible au début de l'alternance de la tension secteur. De ce fait, il faut donner à la résistance R du montage la valeur la plus faible possible pour fournir au plus vite le courant de gâchette.

Par contre, si nous mettons sous ten-

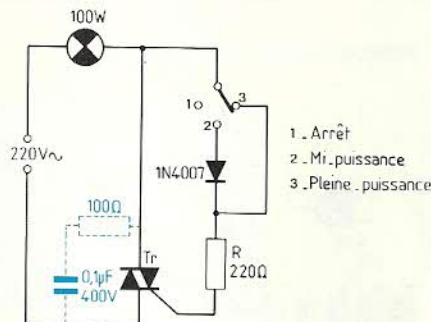
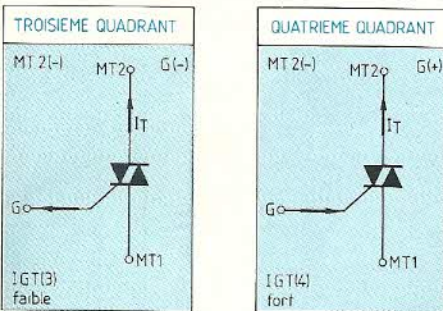


Fig. 10

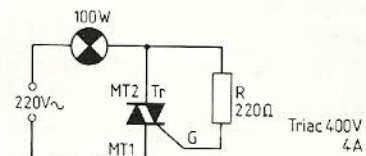


Fig. 11

sion le montage à l'instant précis où la tension alternative est à son point culminant, à sa valeur maximale ($220 \text{ V} \cdot \sqrt{2}$), nous devons donner à la résistance R une valeur suffisante pour ne pas imposer au triac, un courant de gâchette plus important que nécessaire.

Nous connaissons fort bien l'utilité de la résistance limitant l'intensité du courant de base d'un transistor et l'idée vient à l'esprit que déterminer la valeur de la résistance R ne sera pas aisée. Rassurez-vous !

Nous pouvons poser en principe que tout thyristor donné par son fabricant pour un fonctionnement sous 250 V en alternatif, soit 400 V service et débitant 4 A, s'accommode d'une résistance R de 220 Ω ou 270 Ω, de puissance demi-watt.

Voilà qui nous conduit au montage schématisé à la figure 11.

Nous avons prévu deux régimes de fonctionnement, en ne faisant passer que les alternances positives lorsque la diode D est en service, en série avec la résistance R, n'autorisant le fonctionnement qu'en mode I.

Le triac étant conducteur une alternance sur deux, la moitié du temps, notre lampe fonctionne à mi-puissance (notre fer à souder également!).

Dans tous les cas de figure, il est judicieux de disposer en parallèle au triac, entre ses bornes MT1 et MT2, une résistance et un condensateur en série pour nous prémunir contre les effets d'une charge inductive, moteur ou, pire, transformateur.

La charge inductive influe sur la croissance du courant alternatif qui la traverse, l'intensité est en retard de phase sur la tension (numéro 67).

Il est nécessaire de maintenir le courant de gâchette jusqu'à ce que le courant dans le triac ait dépassé son intensité de maintien, les montages tiennent compte de ce phénomène.

Un circuit série R.C. en parallèle au triac, connecté à ses bornes MT1 et MT2 apporte sa contribution à la stabilisation, introduisant un petit retard à la montée de la tension aux bornes du triac pendant les alternances. Un condensateur de 0,1 μF (attention à sa tension service $U_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2}$) et une résistance de 27 Ω (charge résistive pure : lampe) à 2,2 kΩ (charge très inductive : bobinage de transformateur) donnent satisfaction.

PROJET

Voici un exemple pris au hasard dans le dossier de la routine, banalement

classique (figure 12).

Il est demandé de réguler la température du liquide dans un réservoir.

Un assemblage de portes nous donne, au dernier maillon de sa chaîne, un signal de niveau 1 lorsque la température du liquide est inférieure au seuil voulu.

Comme une porte de la série 74 HC est suffisamment généreuse en courant de sortie pour exciter la bobine d'un relais miniature, nous allons commander la mise en et hors service d'une résistance chauffante immergée en contrôlant le courant de gâchette d'un triac.

Nous faisons personnellement grande consommation de relais REED, de petites merveilles qui "coupent" 0,5 A sous 100 V et qui ont les dimensions, ni plus ni moins, des circuits intégrés de logique, compatibles avec ces circuits (alimentation sous 5 V) et qui sont pourvus de la diode de protection contre la surtension à la coupure (numéro 80).

Comme nous ne pouvons songer à faire fonctionner le contact du relais REED sous 220 V, nous allons alimenter la gâchette du triac à partir du pont diviseur (R1, R2).

Nous choisissons le triac de puissance appropriée au service demandé (puis-

La connaissance de l'électronique

sance de la résistance chauffante).
Supposez que la notice du fabricant du triac indique pour l'amorçage un courant I_{GT} maximal à fournir de 10 mA en modes I et III.

Nous allons fournir un courant de 15 mA pour le déclenchement du triac. Si nous tablons sur une tension d'amorçage de 15 V, c'est-à-dire, lorsque la tension alternative, dans son ascension positive, atteint 15 V, nous devons donner, en gros, à la résistance R1, la valeur :

$$R1 = \frac{15 \text{ V}}{15 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega \quad (1)$$

Comme les contacts du relais REED ne doivent pas être soumis à une tension supérieure à 100 V, calculons la valeur de R2.

Le pont (R1, R2) doit diviser la tension de crête ($220 \text{ V} \cdot \sqrt{2}$)

dans le rapport $\frac{R2}{R1 + R2}$

pour donner une tension de 100 V aux bornes de la résistance R2 lorsque les contacts du relais sont ouverts.

$$\frac{R1 + R2}{220 \text{ V} \cdot \sqrt{2}} = \frac{R2}{100 \text{ V}}$$

$$310 R2 = 100 (R1 + R2)$$

$$210 R2 = 100 R1 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R2 = \frac{100}{210} \cdot 1 \text{ k}\Omega = \dots \Omega \quad (2)$$

Jetons un coup d'oeil du côté de la puissance dissipée dans les résistances (R1 et R2) en série.

$$P = \frac{(220 \text{ V})^2}{R1 + R2} = \frac{(220)^2}{1470} = \dots \text{ watts} \quad (3)$$

Pas de panique !

Remplaçons la résistance R1 par un condensateur dont l'impédance, en

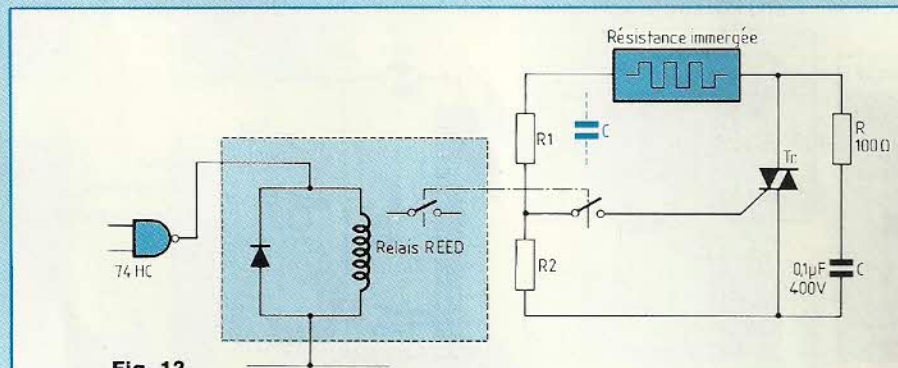


Fig. 12

alternatif, a pour valeur :

$$Z = \frac{1}{2 \pi f C}$$

Calculons la capacité à donner au condensateur C pour qu'il "passe" un courant de 20 mA, valeur couvrant le besoin exprimé, sous une tension ($220 \text{ V} \cdot \sqrt{2}$) entre ses armatures

$$Z = \frac{(220 \text{ V} \cdot \sqrt{2})}{20 \text{ mA}} = \dots \text{ k}\Omega \quad (4)$$

$$Z = \frac{1}{2 \pi (50 \text{ Hz}) C}$$

$$C = \frac{1}{2 \pi (50) (4)} = \dots \text{ nF} \quad (5)$$

Donnons à R2 une valeur telle que la tension à ses bornes soit de 15 V (amorçage) lorsqu'elle est parcourue par les 20 mA transitant par C

$$R2 = \frac{U}{I} = \frac{15 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = \dots \Omega \quad (6)$$

Vérifions la puissance dissipée par R2

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{(15 \text{ V})^2}{(6)} = \dots \text{ W} \quad (7)$$

PROJET

Il nous est demandé de réaliser un relais statique, le triac a besoin d'un

courant de gâchette de l'ordre de 40 mA.

Nous allons étudier un déclencheur à partir du secteur et pour vous montrer que la connaissance des grandeurs tensions et intensités moyennes en alternatif n'est pas inutile, nous allons faire entrer ces grandeurs dans nos calculs (numéro 67).

Nous retenons le schéma de principe de la figure 13.

Nous effectuons un redressement mono-alternance de la tension alternative pour constituer un générateur de tension continue capable de fournir 50 mA sous une tension d'une dizaine de volts.

L'intensité moyenne \bar{i} du courant redressé a pour valeur :

$$\left(\frac{2}{\pi} \cdot I_{\text{max}}\right) \text{ ou } \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{\text{eff}}\right)$$

dans le cas du redressement double alternance. Nous obtiendrons les 50 mA désirés en partant d'une intensité efficace, en mono-alternance

$$I_{\text{eff}} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \bar{i} = \frac{50 \text{ mA}}{0,45} = 110 \text{ mA}$$

Le condensateur C1 doit "passer" 110 mA sous 220 V, son impédance Z sera :

$$\frac{220 \text{ V}}{110 \text{ mA}} = 2000 \Omega$$

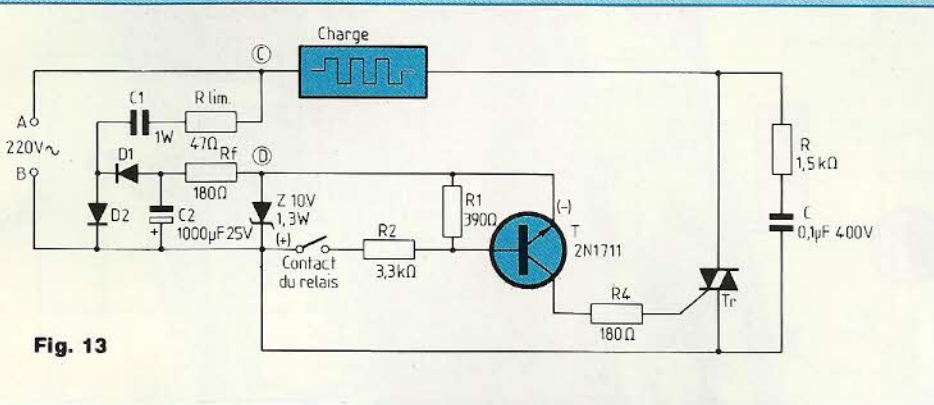


Fig. 13

$$C1 = \frac{1}{2\pi f Z} = \frac{1}{2\pi(50 \text{ Hz}) 2 \text{ k}\Omega} = 1,5 \mu\text{F}, 400 \text{ V}$$

Nous prenons deux diodes de redressement 1N 4007, qui peut le plus, peut le moins.

Nous avons pour principe de limiter les pointes de courant transitoires dans les diodes, en disposant en série avec le condensateur C une résistance de valeur moyenne 47 Ω.

Si nous nous fixons une tension de ronflement de 1 V crête à crête, nous choisirons un condensateur de filtrage de capacité

$$C2 = \frac{\hat{i}}{(50 \text{ Hz}) 1 \text{ V}} = 1000 \mu\text{F} 25\text{V serv.}$$

(numéros 70, 72, 73)

Nous installerons une diode zener de 10 V – 1,3 W.

Pour placer cette diode en bonne position de fonctionnement, nous tablons sur un courant de sécurité de 10 mA (numéro 86).

Ajoutons à ces 10 mA les 50 mA de courant moyen consommé, nous ferons passer dans la résistance de filtrage R_f, un courant moyen de 60 mA. Si nous limitons à 20 V la tension de charge du condensateur de filtrage, la

résistance R_f sera le siège d'une chute de tension de (20 V – 10 V de diode Z) soit 10 V et elle sera traversée par un courant moyen de 60 mA.

$$R_f = \frac{10 \text{ V}}{0,06 \text{ A}} = 180 \Omega$$

$$P \text{ de } R_f = \frac{U^2}{R} = \frac{(10 \text{ V})^2}{180 \Omega} = 0,55 \text{ W}$$

Nous choisirons R_f du type 1 W.

Le courant de gâchette sera fourni par un transistor NPN/2N 1711, que nous doterons d'un petit dissipateur à ailettes.

La conduction du transistor sera commandée par la fermeture du contact d'un relais REED.

Les résistances R₁ et R₂ du pont diviseur de base du transistor seront calculées pour fixer le potentiel de base aux environs de 0,9 – 1 V, tout en passant 2,5 à 3 mA (5 fois le courant de base), par exemple R₁ = 390 Ω et R₂ = 3300 Ω.

Le courant de gâchette sera conditionné par la résistance R₄ de valeur 180 Ω, fixant l'intensité du courant de gâchette à 50 mA, compte tenu de la tension collecteur-émetteur de saturation du transistor et de la tension de gâchette, grandeurs à déduire des 10 V de la tension stabilisée (diode Z) du dispositif déclencheur du triac.

COMMANDE DE PHASE

Le triac est un interrupteur dont l'intérêt devient exceptionnel dès l'instant où nous pouvons commander à volonté son ouverture et sa fermeture, gouvernant la durée de sa conduction pendant les alternances de la tension secteur, dominant ainsi la puissance du récepteur, du consommateur alimenté, à l'exemple du variateur de vitesse de rotation d'un moteur, du gradateur du flux lumineux d'un luminaire, de la puissance d'un appareil de chauffage, etc ...

Fonctionnant en interrupteur à grande vitesse, au rythme des alternances, le triac va se comporter en excellent générateur de parasites radioélectriques, nous devons combattre ces parasites à la source.

Le triac émet un rayonnement aérien perturbant l'environnement proche, dont il est bien facile de se prémunir en enfermant les montages dans un coffret métallique mis à la terre.

Mais le triac est un générateur de signaux dont les fréquences se multiplient en se développant en série et qui sont véhiculés par les câbles du secteur, lequel assure leur livraison à domicile chez les auditeurs de radio. Il est obligatoire, ne serait-ce que par simple courtoisie, de prendre les dispositions pour empêcher les nuisances, en respectant les réglementations universellement prescrites.

Le moyen le plus simple et le plus efficace à mettre en oeuvre est de disposer, en série, dans l'un des câbles (ou les deux) d'alimentation secteur, une simple bobine d'arrêt.

La bobine d'arrêt est une inductance, confectionnée sur mandrin magnétique, dont la résistance pure, résistance ohmique est minime vis-à-vis des cou-

La connaissance de l'électronique

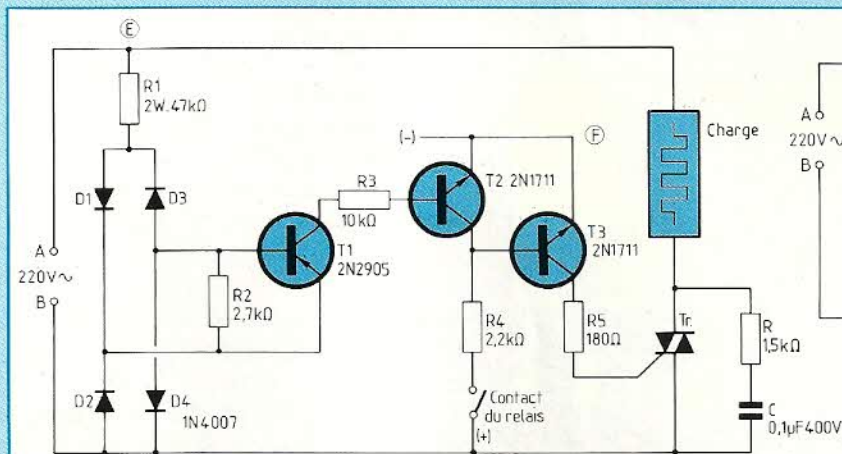


Fig. 14

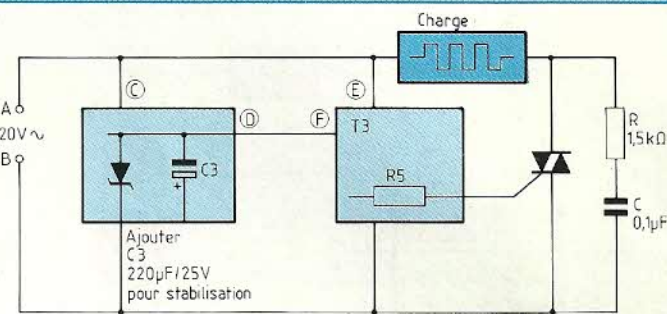


Fig. 15

rants de fréquence faible, mais dont la résistance vraie, l'impédance Z est très élevée devant les signaux parasites aux fréquences élevées.

Le filtre L-C, constitué d'une inductance L et d'une capacitance C , à l'image du dipôle R-C, est un filtre très efficace, assurant le transfert du "signal secteur" de fréquence 50 Hz, mais bloquant celui des signaux parasites.

Nous avons étudié les dipôles sélectifs, filtres passe-bande, etc... aux numéros 82 et 83, nous vous montrons tout à l'heure comment "piéger les parasites à la source" (figure 20).

A l'instant précis de l'amorçage, le triac passe brusquement de l'état ouvert (il est un interrupteur) à l'état fermé, il est instantanément conducteur à la saturation, produisant une brève "bouffée" de signaux de haute fréquence. L'amplitude de cette impulsion est directement proportionnelle à l'intensité du courant de conduction, elle peut donc être extrêmement importante. Le phénomène peut être éliminé si nous déclenchons le triac lorsque la tension alternative est nulle, l'intensité de commutation sera également nulle si la charge est purement résistive (lampe d'éclairage) et nous ne serons pas les

auteurs des nuisances en question.

PASSAGE A ZERO

Le principe du dispositif de déclenchement au passage à zéro nous est montré à la figure 14.

Un pont redresseur double-alternance, à quatre diodes 1N 4007 alimente la jonction émetteur-base du transistor PNP/T1. La combinaison des résistances $R1$ et $R2$ associées au pont redresseur définit la durée de conduction de T1. $R1$ peut être remplacé par un condensateur, nous savons comment nous y prendre.

T1 est conducteur lorsque la tension entre A et B devient et se maintient suffisante (0,7 V !) pendant chaque alternance, la conduction de T1 "encadre le zéro".

L'interrupteur placé dans le circuit de collecteur de T2 conditionne l'alimentation de la base de T2, lequel "tire" du courant de gâchette au triac lorsque le courant alternatif passe dans le sens C vers D (mode II) et dans le sens D vers C (mode III).

Nous avons redessiné le schéma du montage en groupant le déclencheur que nous avons étudié précédemment

et le dispositif de commande au passage à zéro (figure 15).

AUTRES SEMICONDUCTEURS DE COMMUTATION

Nous ne manquerons pas de mentionner d'autres commutateurs statiques aux applications diverses.

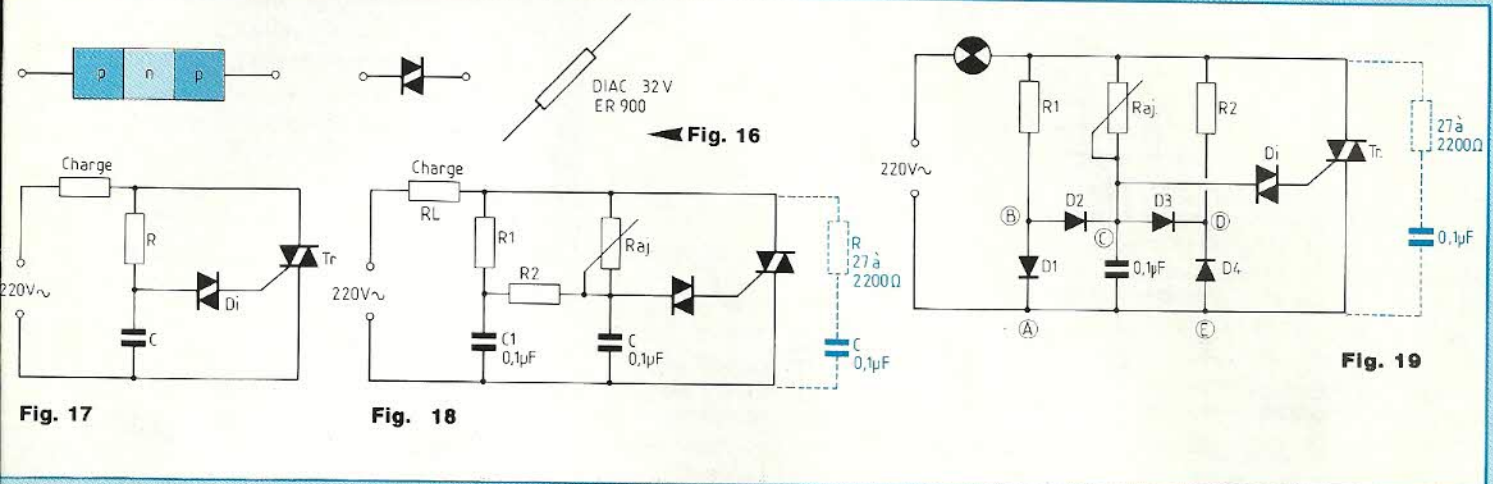
L.A.S.C.R. Light Activated Silicon Controlled Rectifier, redresseur au silicium contrôlé par la lumière.

Toutes les jonctions semiconductrices étant sensibles à la lumière, comme nous le verrons, il est possible de commander un thyristor en gouvernant son éclairage.

S.C.S. Silicon Controlled Switch, interrupteur contrôlé au silicium, possédant deux gâchettes, correspondant aux bases des transistors PNP et NPN de notre montage expérimental et qui peut se commander par des impulsions de polarité inverse par rapport à celle des bases.

L.A.S.C.S. Light Activated Silicon Controlled Switch, interrupteur au silicium contrôlé par la lumière. Variante du précédent, commandé par éclairage d'une de ses jonctions.

S.U.S. Silicon Unilateral Switch, inter-



rupteur unilatéral au silicium, fonctionne en interrupteur commandé en tension mais dont la tension seuil de déclenchement est stabilisée par une diode Zener.

S.B.S. Silicon Bilateral Switch, interrupteur au silicium à deux directions, comprenant deux interrupteurs du type précédent associés tête-bêche.

DIAC. Diode Alternating Current, diode fonctionnant en courant alternatif.

Le diac est une double diode ou un faux transistor, il est constitué d'un sandwich p-n-p (figure 16).

Le diac, assimilable au S.B.S., offre une tension d'amorçage élevée, de 30 à 40 V et une importante tension de saturation, inférieure de 5 à 6 V à sa tension d'amorçage.

En d'autres termes, si nous appliquons au diac une tension progressive, en prenant soin évidemment de le protéger par une résistance limitant l'intensité du courant le traversant, le diac se comporte comme un interrupteur ouvert, tant que la tension qui est appliquée à ses bornes demeure inférieure à sa tension d'amorçage. Dès le franchissement par la tension appliquée du seuil d'amorçage, le diac bascule

dans l'état de conduction et ne présente plus, à ses bornes, que sa tension de conduction. Le diac se rebloque lorsque la tension franchit, en descendant, le seuil d'amorçage.

Chargeons un condensateur C à partir d'une source de tension alternative à travers une résistance de charge R (numéro 68) et plaçons un diac entre le point d'assemblage de la résistance R et du condensateur C et la gâchette d'un triac (figure 17).

Arrive le moment où est atteinte la tension d'amorçage du diac, lequel, en devenant conducteur, amorce le triac. Lorsque la tension aux bornes du diac reviendra en dessous du seuil d'amorçage, le triac ne recevra plus de courant de gâchette, simple, non ?

Il est du plus évident que le diac se prête fort bien à la commande du triac, puisque nous pouvons gouverner l'instant de fermeture, voici comment (figure 18).

Lorsque la valeur de la résistance ajustable R_{aj} est suffisamment faible pour que le phénomène de basculement du diac se produise, seul le condensateur C participe à la production de l'impulsion de gâchette et se décharge en partie (par la gâchette). La tension aux

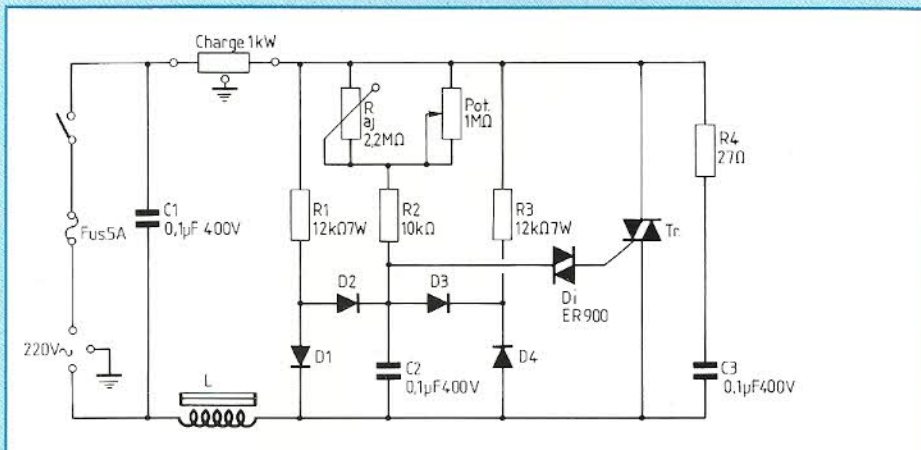
bornes du condensateur C1 est alors plus élevée que celle présente aux bornes de C et C reconstitue partiellement sa charge grâce à C1, après chaque déclenchement.

Si nous dotons le montage d'un pont redresseur (mais pourquoi pas ?) nous l'améliorons considérablement (figure 19).

Supposons que l'alternance de la tension d'alimentation soit positive (ascensionnelle). Le condensateur C ne peut se charger que par la résistance R1, le courant ne peut traverser R2, D3 et D4 s'y opposent. D1 maintient le potentiel en B à 0,7 V (encore ce 0,7 V !). Lors du déclenchement du triac, ou au passage à zéro de la tension secteur, à la fin de l'alternance positive, la tension en E est inférieure à la tension en C. Le condensateur C se décharge alors, par la diode D3, la résistance R2 et le triac fermé, de C vers E. Plus la résistance R2 sera faible, plus vite se déchargera le condensateur C, en d'autres termes, plus la constante de temps sera brève (numéro 68).

A la fin de l'alternance suivante, alternance négative, le phénomène se reproduit, de façon fort bien symétrique, le passage d'une alternance sur la sui-

La connaissance de l'électronique



L'inductance déparasitage torique 125µH 5A
 Diac ER900 Diodes 1N4007
 Triac 2N2643 BTA06 400T TIC 226 D sur dissipateur 15°C/W
 Interrupteur Marche /Arrêt. 5A/220V (ou court-circuit)

Fig. 20

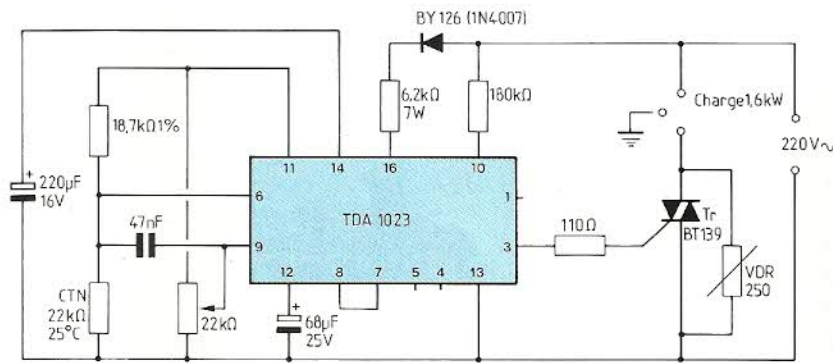


Fig. 21

vante s'effectue dans de bonnes conditions, au zéro.

Ce montage convient très bien à la confection de gradateurs de flux lumineux. Nous devons évidemment le pourvoir d'une cellule de filtrage, bloquant les signaux parasites (figure 20). Le réglage s'effectue par intervention sur la position du curseur rotatif d'un potentiomètre de valeur nominale 1 MΩ associé en parallèle avec une résistance ajustable de 2,2 MΩ. Cet assemblage permet de "partir" d'un seuil de démarrage immédiat. Raj est ajustée pour "faire le zéro" lorsque la résistan-

ce introduite par le potentiomètre est maximale. Une résistance de 10 kΩ limite l'intensité du courant destiné au condensateur et au diac.

Le triac choisi acceptant de "passer" 5 A, nous pourrions commander un appareil de puissance 1 kW sous 220 V.

Si nous tablons sur une température de jonction de 125 °C et une puissance dissipée par le triac de 5 à 6 W (chute de tension de 1 V entre MT 1 et MT 2), nous déterminerons la résistance thermique du dissipateur, comme nous savons le faire (numéros 72 et

73). Un radiateur de résistance thermique 15 °C/W conviendra parfaitement à la protection du triac, merci pour lui et nous !

L'inductance anti-parasites sera choisie du type 125 microhenrys-5 A. Elle constituera avec un condensateur de 0,1 µF un filtre passe-bas très efficace. Le bobinage de tout moteur électrique universel, c'est-à-dire, de tout moteur fonctionnant indifféremment sous tension alternative ou sous tension continue, est une inductance, laquelle apporte toujours une contribution non négligeable au blocage des parasites disposés à s'échapper. Un outil électroménager équipé d'un moteur classiquement universel peut donc être alimenté en passant par le montage et nous pouvons faire varier sa vitesse de rotation.

Tolérez que nous insistions sur l'obligation d'enfermer le variateur dans un coffret métallique, ventilé, mis à la terre par le conducteur "jaune-vert" du cordon de liaison secteur (prise bi + terre). Le potentiomètre de réglage sera isolé du coffret, son axe de commande ne sera pas métallique.

GENERATEURS D'IMPULSIONS

Nous venons d'utiliser le secteur pour produire l'impulsion de déclenchement du thyristor et du triac, à l'aide de composants discrets conventionnels. Mais nous pouvons (et nous devons) utiliser les circuits intégrés spécifiques conçus pour assumer cette fonction. Complimentons et remercions au passage les chercheurs à qui nous devons ces petites merveilles de technologie que sont les circuits intégrés de pilotage des semiconducteurs de commutation.

Contrôle de phase

Chez le montage équipé d'un diac, le déclenchement du triac n'a lieu que pour un seuil de la tension secteur ayant chargé le condensateur à la tension de fermeture du diac. Plus la résistance de charge a valeur élevée et plus il faut attendre le déclenchement, il s'agit bel et bien d'un retard de phase sur la tension.

Le seul reproche à formuler est la nécessité de mettre en oeuvre une inductance de déparasitage. Le prix de revient occupe une place importante dans le tableau des réalisations et le prix de l'inductance augmente avec la puissance demandée.

Comment pallier ?

Contrôle progressif

Lorsque le triac fonctionne en relais statique avec commutation au passage à zéro de la tension secteur, il n'engendre pratiquement pas ces parasites inacceptables.

Arrangeons-nous pour l'empêcher de s'amorcer durant un train d'alternances et faisons-le conduire pendant une rafale d'alternances à la suite, en le faisant commuter au passage à zéro.

Voilà une façon ingénieuse de contrôler progressivement la valeur efficace du courant transitant destiné à la charge, en étant débarrassés de ces parasites (dont le voisinage ne bénéficiera pas).

C'est à des circuits intégrés spécifiques que nous confierons la gestion des rafales (burst control) et nous apprécierons leurs services bienvenus.

Si vous n'avez pas encore goûté au confort que nous apporte une régulation de chauffage électrique "triquée" (excusez le jargon éloquent !) nul doute que la finesse obtenue par la mise en oeuvre d'un TDA 1023 (c'est un exemple) vous convaincra définitivement (figure 21).

Le capteur thermosensible est une thermistance à coefficient de température négatif (numéro 88) de valeur nominale 22 kΩ à 25 °C. Le capteur fait partie d'un pont diviseur dont le déséquilibre gouverne la **bande proportionnelle** de conduction du triac.

La thermistance doit être placée à l'endroit où nous voulons obtenir la température désirée et fixée, elle peut donc être éloignée de plusieurs mètres du

circuit intégré. Seule petite précaution à observer : stabiliser le pont de mesure à l'aide d'un condensateur de 47 nF (C1).

Lorsque le triac s'ouvre, c'est un interrupteur, il subit nécessairement à ses bornes, la présence d'une surtension, phénomène bien connu sous la forme d'étincelle de l'extra-courant de rupture. Pour protéger le triac, il est bien simple de disposer entre ses électrodes MT 1 et MT 2, une résistance de protection d'un type assez particulier, une **varistance** (VDR, de Voltage Dependent Resistor).

La varistance se comporte comme une diode écrêteuse de forte puissance. La résistance de ce semiconducteur décroît rapidement lors de l'élévation de tension à ses bornes. La V 250 LA 20, c'est un exemple, tient sous 250 V en continu, 350 V en alternatif.

Nous prendrons congé de vous, tout en vous proposant de nous revoir la fois prochaine pour passer à un sujet très différent, l'optoélectronique.

A bientôt !

Georges Matoré

**PETITES ANNONCES
GRATUITES**

Cette rubrique ne peut subsister que si vous, lecteurs, nous faites parvenir des annonces à la Rédaction.

Vds filtres Focal neufs F600, F430, F230, F280DB. HP Focal neufs 7K515 (2), 7N501 (2), 5N313 (2), 5K413 (2), T120FC2 (2). Filtres Celestion 400 W, 300 W 2 et 3 voies, GH12 100 (2), Sideweder 150 W (4), Dynaudio 24W75 (2), D76 (2). Condensateurs 10 000 µF 100 V RCA/RCA plaqué or sur câble Mogami et carbone. Prix à débattre. Tél. (1) 42.05.11.38.

Vends ou échange mire Métrix GX962 A (état neuf) contre générateur HF couvrant la bande FM. Renseignements contre enveloppe timbrée : Riquier Michel, N° 3 Lotissement le Levant, 42410 Pélussin.

Cherche en permanence pour ZX81 : livres, documentations, jeux, etc. + toute documentation sur Z80 ACPU, programmation ou langage machine, etc.

Faire offre au 77.80.86.49 après 18 h.

Vends oscilloscope Hameg 2 x 60 MHz très bon état, peu servi avec doc. et sondes diverses. Carte mère 80386 DX 33 avec mémoire cache 64 ko. RAM jusqu'à 8 Mo. BIOS AM I avec notice. Tél. le soir à partir de 19 h : 54.20.30.06.

PHASEMETRE NUMERIQUE



2^e partie

La première partie de ce phasemètre numérique de résolution 0,1° pour une bande de fréquence étendue de 1 Hz à 200 kHz a été consacrée à la présentation et à la théorie du fonctionnement de l'appareil.

Au niveau réalisation, seule la carte alimentation vous a été proposée. Celle-ci, câblée et vérifiée au niveau des différentes tensions, on continue avec la carte principale (figures 9 et 10).

Notons l'existence d'un strap sous chaque C12 ainsi que sous C13 et C14. Les résistances de charge des comparateurs R12, R13, R15, R16, seront appariées au mieux parmi le lot des huit résistances de précision nécessaires, de même pour R7 et R8.

Dès qu'il est réalisé, chaque comparateur peut être testé et réglé. On vérifie d'abord que le fonctionnement est correct, c'est-à-dire qu'une entrée variable donne bien un créneau de sortie et on procède aux deux réglages.

En l'absence d'entrée, on règle AJ1 pour obtenir une tension nulle en sortie de C11.

Avec une entrée rectangulaire à 10 kHz, on règle C3 pour obtenir un rectangle non déformé sur cette même sortie. Ces deux réglages seront retouchés par la suite.

Il reste à terminer la carte principale. On peut alors vérifier les sorties ou exclusif, valeur moyenne et signe. On règle AJ2 en portant à 5 V les deux entrées du comparateur (point chaud de R2) ; la sortie m de C16 doit alors être rigoureusement nulle.

Il ne reste plus qu'à passer au module numérique comprenant une carte principale et une carte afficheurs montée sur connecteur 31 points. On suit donc pour cela les figures 11, 12, 13 et 14. Il est bon de monter d'abord l'alimentation et de la vérifier avant de continuer. Sur la carte afficheurs, les résistances R27, R28, le transistor T5, trois straps relatifs aux segments A, B, F de AF2, sont soudés côté cuivre, ainsi d'ailleurs

que le connecteur mâle. Un strap est également placé sous AF4 (± 1).

Les cartes numérique et analogique sont reliées par quatre fils : 5 V analogique, m et signe. On réalise d'abord les connexions normales 5 V, et signe, l'entrée m de la carte numérique étant par contre reliée également à . On doit alors constater un affichage zéro parfait dont il faut féliciter Intersil. L'entrée m est ensuite reliée normalement, l'affichage indique n'importe quoi, les entrées de l'appareil étant en l'air. On porte de nouveau les entrées de chaque comparateur à 5 V : l'affichage doit alors être zéro, on retouche s'il y a lieu AJ2 pour y parvenir.

Puis une entrée restant à 5 V, on porte l'autre à -7,5 V (point commun de R9 et R10) ; le réglage de AJ3 permet d'afficher 180,0.

L'appareil est monté dans un boîtier ESM EC24/08FA. La façade percée de la fenêtre afficheurs et de passages pour deux fiches BNC selon le plan de la figure 15. Le fond du coffret porte les deux transfos, le porte-fusible et l'interrupteur marche-arrêt.

CONTROLE DES PERFORMANCES, ULTIMES REGLAGES

On va d'abord présenter le même signal haut niveau (5 V d'amplitude par exemple) aux deux entrées, ce qui doit conduire à un affichage nul sur toute la gamme revendiquée, soit de 1 Hz à 0,5 MHz. Il est pratiquement certain que ce ne sera alors pas le cas. Il ne faut pas s'inquiéter, c'est tout à fait normal.

Le réglage visuel des deux capacités C3 n'était évidemment pas très précis ; il faut retoucher maintenant l'une des deux pour afficher 0 à une fréquence de 10 kHz environ. Le zéro est maintenant parfait sauf en TBF. On peut même le trouver parfait à 1 MHz enco-

UNE RESOLUTION DE 0,1°

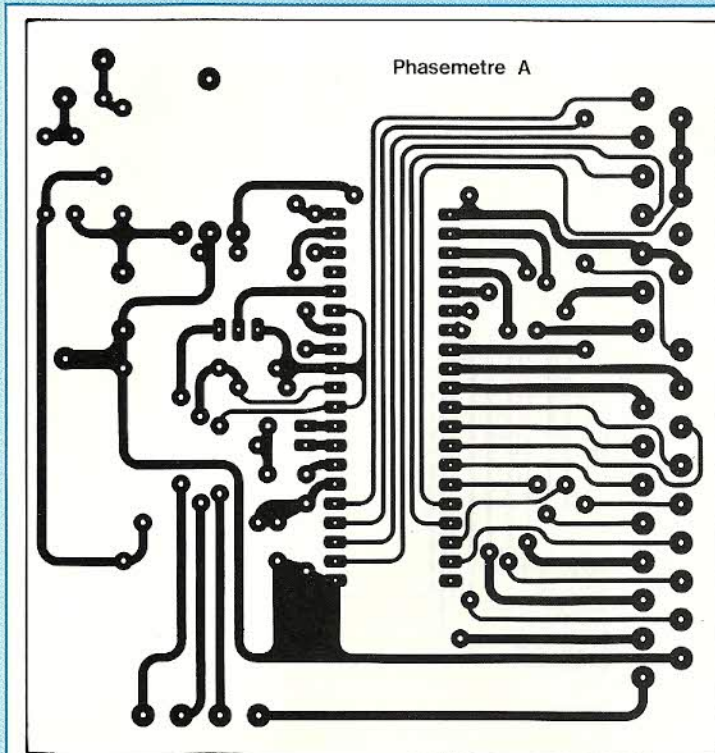


Fig. 11

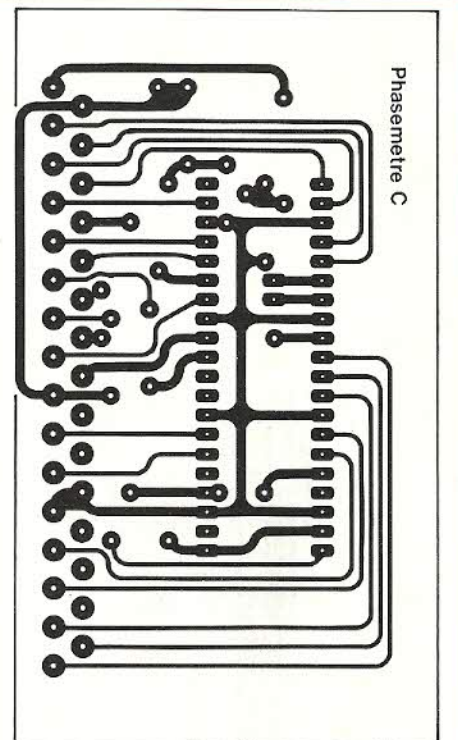


Fig. 13

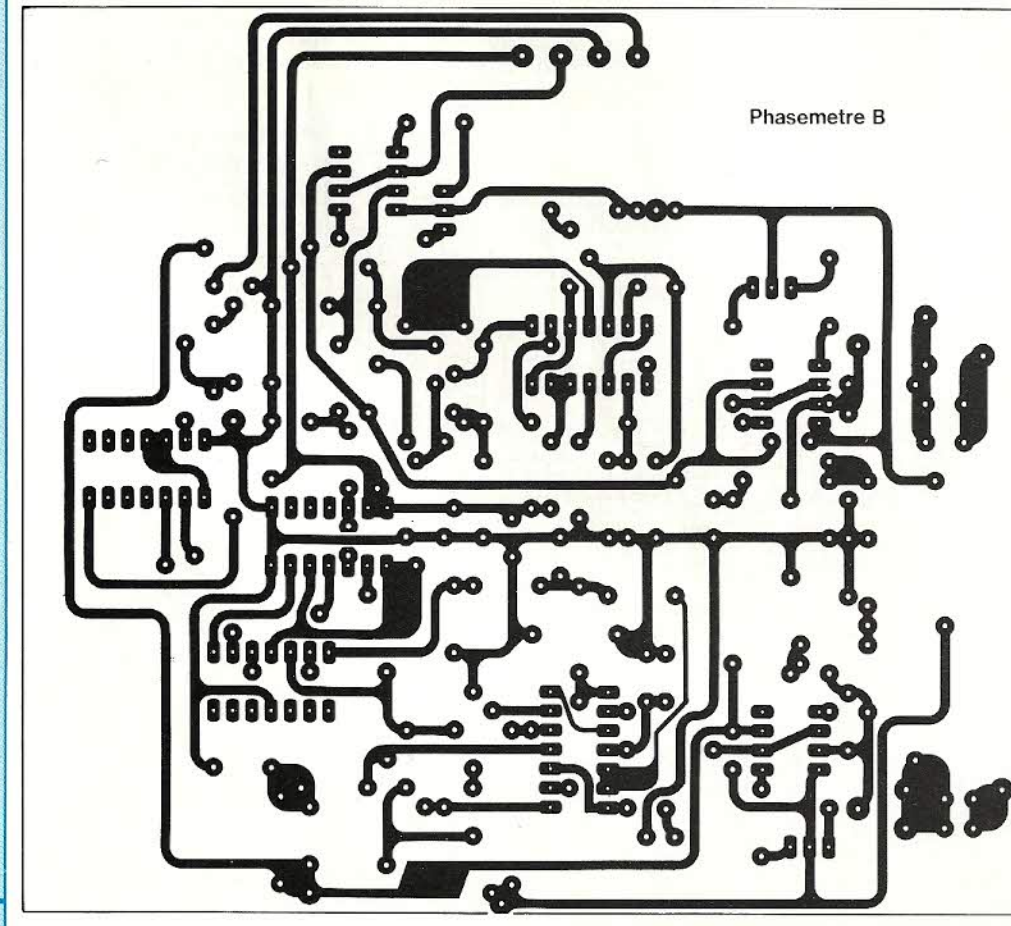


Fig. 9

PHASEMETRE NUMERIQUE

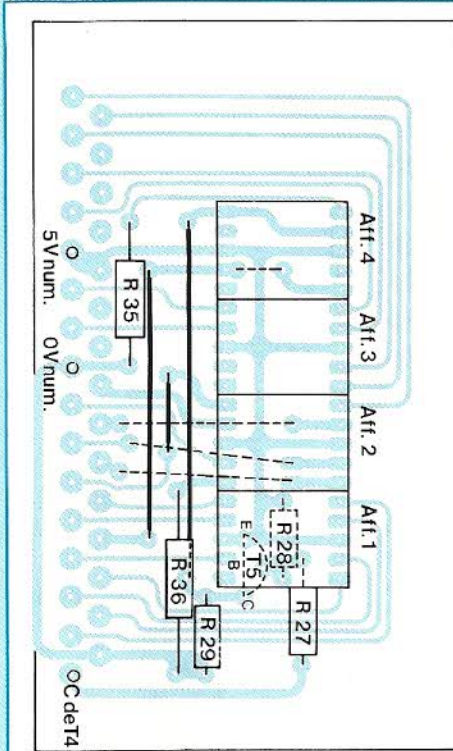


Fig. 14

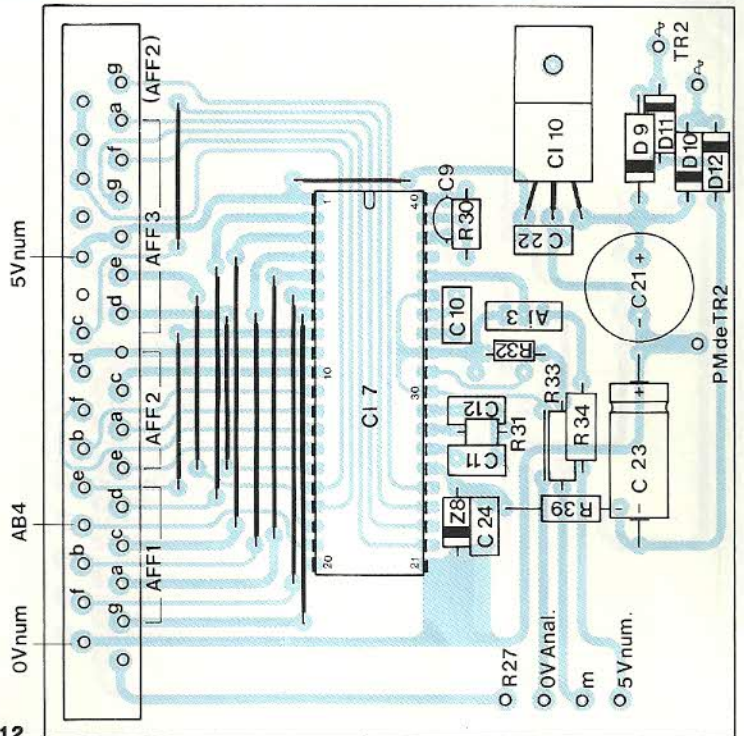


Fig. 12

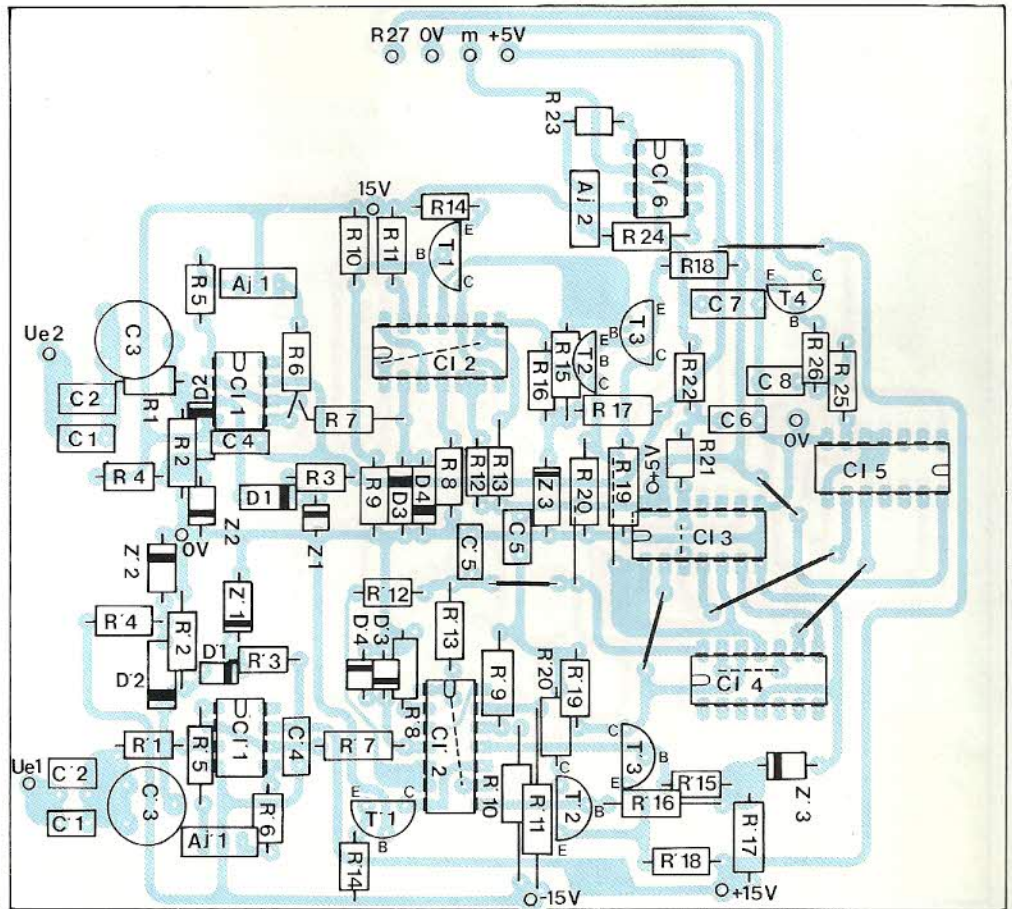
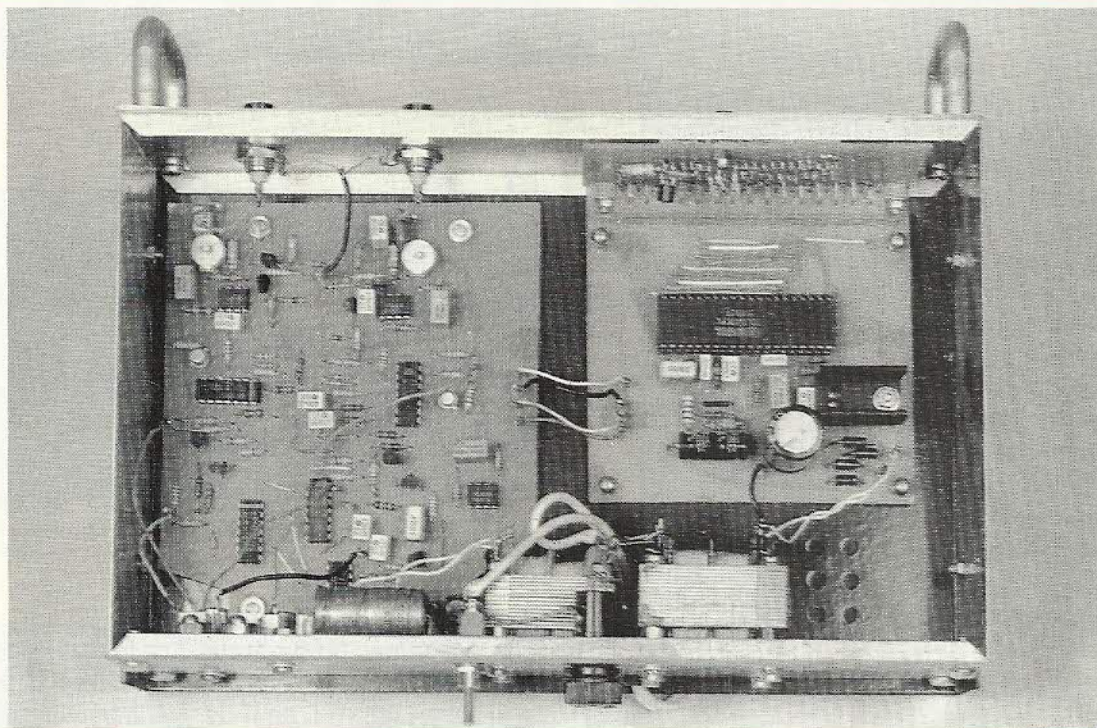


Fig. 10

UNE RESOLUTION DE 0,1°



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances

R1 – 180 k Ω 1/2 W
R2 – 1 M Ω
R3, R4 – 33 k Ω
R5, R6 – 10 k Ω , 1 %
R7, R8 – 2,21 k Ω , 1 %
R9, R10 – 8,2 k Ω
R11 – 1,8 k Ω
R12, R13 – 681 Ω , 1 %
R14 voie 1 – 1,5 k Ω
R14 voie 2 – 3,3 k Ω
R15, R16 – 681 Ω , 1 %
R17 – 560 Ω
R18 – 1,5 k Ω
R19, R20 – 1 k Ω
R21, R22 – 470 k Ω
R23, R24 – 3,65 k Ω , 1 %
R25, R26 – 220 k Ω
R27 – 18 k Ω
R28 – 12 k Ω
R29 – 470 Ω
R30, R31 – 180 k Ω
R32 – 1 k Ω , 1 %
R33 – 20 k Ω , 1 %
R34 – 274 k Ω , 1 %
R35, R36 – 470 Ω
R37, R38, R39 – 1 k Ω

• Condensateurs

C1 – 220 nF

C2 – voir texte
C3 – ajustable 80 pF
C4 à C8 – 470 nF
C9 – 47 pF
C10 – 100 nF
C11 – 47 nF
C12 – 470 nF
C13 – 1000 μ F, 25 V
C14, C15 – 470 nF
C16 – 1000 μ F, 25 V
C17 à C20 – 470 nF
C21 – 2200 μ F, 25 V
C22 – 220 nF
C23 – 100 μ F, 25 V
C24 – 220 nF

• Diodes

D1, D2 – jonction de 2N 3819
D3, D4 – 1N 4148
D5 à D12 – 1N 4007
Z1, Z2 – 10 V
Z3 – 12 V
Z4, Z6 – 8,2 V
Z5, Z7 – 7,5 V
Z8 – 5,1 V

• Transistors

T1 – BC 108
T2, T3 – BC 557
T4 – BC 317

T5 – BC 557
T6, T7 – 2N 2905

• Circuits intégrés et afficheurs

CI1 – TL 071
CI2 – CA 3086
CI3 – CD 4030
CI4 – 74 HCT 74
CI5 – 74 HCT 00
CI6 – TL 071
CI7 – ICL 7107
CI8 – 7815
CI9, CI 10 – 7805
AF1, 2, 3 – LTS 546 AR
AF4 – LTS 548 AR ORBITEC

• Divers

TR1 – 2 x 15 V, 5 VA
TR2 – 2 x 6 V, 8 VA
Coffret – ESM EC24/08FA
1 radiateur en U pour TO220
1 support de CI 40 broches
1 porte-fusible châssis et 1 fusible 0,25 A
2 BNC femelle pour châssis
1 interrupteur à levier
1 connecteur coudé mâle + femelle DIN 41617
27 picots cylindriques + cosses femelles

PHASEMETRE NUMERIQUE

re, mais ce résultat est fictif, car les sorties des suiveurs sont déformées par slew-rate à partir de 600 kHz, fréquence limite pour cette amplitude ; celle-ci est donc de 300 kHz pour une amplitude de 10 V et 200 kHz pour une valeur efficace de 10 V. Rappelons en effet que le slew-rate ou vitesse de balayage maximum est une limite technologique de l'AOP aux variations de sa tension de sortie : la valeur absolue de la dérivée dV/dt ne peut pas dépasser cette caractéristique de l'AOP ; on peut la calculer ici : la pente maximum d'un signal sinusoïdal $a\omega \cos\omega t$ est $a\omega = 2\pi f a = 6,28 \times 6 \times 10^5 \times 5/1,18 = 16.10^6 \text{ V/s} = 16 \text{ V}/\mu\text{s}$, résultat conforme aux données garanties du constructeur : $13 \text{ V}/\mu\text{s}$. Avec 2 V d'amplitude, le slew-rate n'est pas atteint à 1 MHz et on peut donc parvenir à cette fréquence. Côté basses fréquences, la responsabilité revient à l'écart des valeurs des deux capacités C1, qui introduisent des avances de phase différentes. Celles-ci sont données par les formules $\text{tg } \theta_1 = 1/RC_1\omega$ et $\text{tg } \theta_2 = 1/RC_2\omega$, ω étant la pulsation. Les angles étant petits, confondons les angles en radians avec les tangentes.

D'où $\theta = \theta_1 - \theta_2 = (C_1' - C_1) / R\omega C_1 C_1'$ θ dans cette formule représente le retard de phase mesuré effectivement. Il a été constaté dans cette réalisation un affichage θ de $+0,5^\circ$ à 5 Hz. Ceci donne la valeur de $C_1' - C_1 = 15,6 \text{ nF}$ en admettant la valeur nominale des deux capacités aux dénominateurs (220 nF) et $R = 1,18 \text{ M}\Omega$. Il a donc fallu rajouter ici 15 nF (valeur normalisée) sur la voie 1. Le zéro est alors devenu impeccable jusqu'à 1 Hz.

Le test suivant consiste à présenter des signaux en phase d'amplitudes différentes, l'un de 5 V d'amplitude et l'autre de 200 mV obtenu par pont diviseur $240 \Omega - 10 \Omega$. On retouche à cette occasion le réglage d'offset de la voie qui reçoit le signal bas niveau, en basse fréquence.

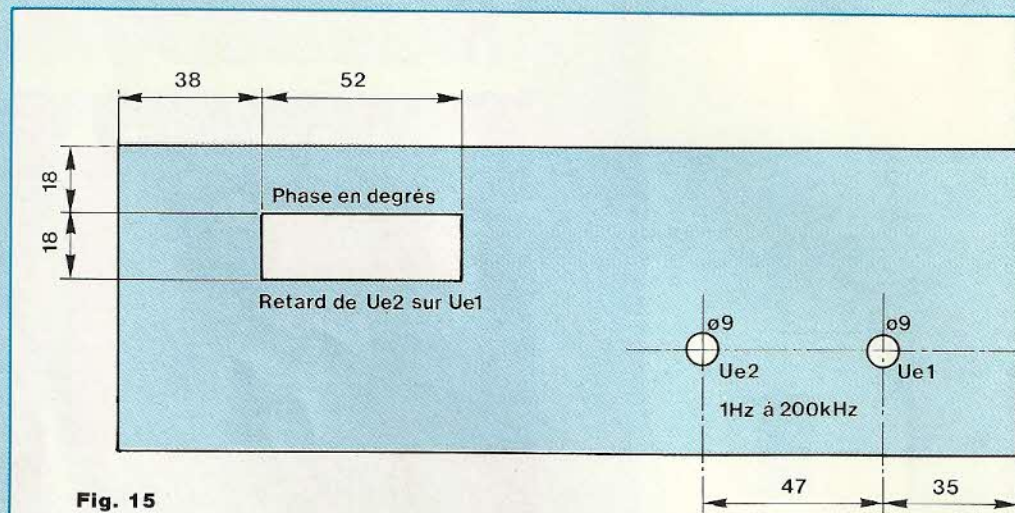


Fig. 15

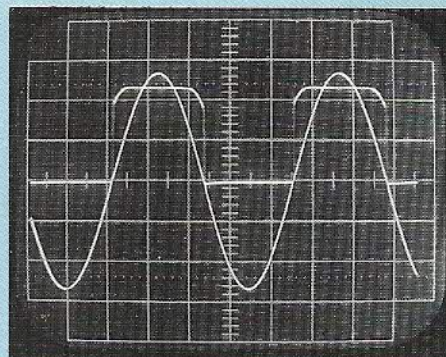
Avec le signal bas niveau présenté sur la voie 1, l'affichage s'est maintenu à 0 ou $0,1^\circ$ de 1 Hz à 600 kHz, sauf de 7 kHz à 25 kHz où il a donné $0,2^\circ$. On a cherché ensuite quelle amplitude du signal bas niveau donne un affichage de $0,3^\circ$. On a trouvé alors :

60 mV à 1 Hz ; 40 mV à 10 Hz, 100 Hz et 1 kHz ; 120 mV à 10 kHz ; 70 mV à 100 kHz et 36 mV à 500 kHz.

En présentant maintenant le signal de 200 mV d'amplitude sur la voie 2, l'affichage n'a présenté que des 0 ou $0,1^\circ$. Pour obtenir un affichage de $0,3^\circ$, il a fallu sur la voie 2 une amplitude de : 25 mV à 1 Hz, 10 Hz, 100 Hz et 1 kHz ; 60 mV à 10 kHz ; 25 mV à 100 kHz et 8 mV à 500 kHz. La voie 2 est dans

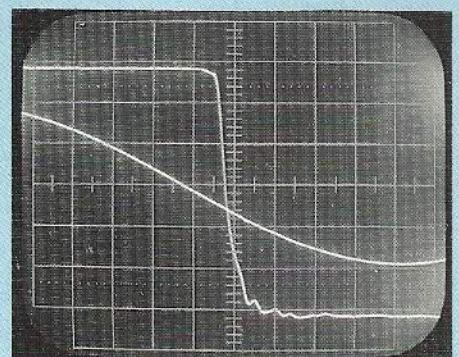
cette réalisation meilleure que la voie 1, mais il est difficile de savoir pourquoi. A la fréquence de 1 kHz, l'affichage est passé de $0,1^\circ$ à $0,2^\circ$ pour 65 mV d'amplitude et à 1° pour 9 mV d'amplitude ; ce qui constitue la sensibilité de l'appareil pour la précision concernée.

Soient maintenant deux signaux en opposition de phase obtenus avec un générateur débitant sur deux résistances série dont le point milieu est à la masse. Avec deux amplitudes de 5 V, on n'a obtenu que des 179,9 et des 180,0 de 1 Hz à 500 kHz. Avec une amplitude de 5 V et une de 0,2 V, il en a été de même sauf au voisinage de 10 kHz où on a pu observer des 179,8 lorsque l'amplitude faible est présentée



Entrée 25 mV :

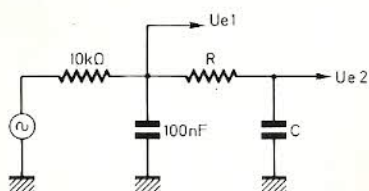
Echelles : 10 mV/div : entrée \sim ; 2 V/div : sortie ; 0,2 ms/div : balayage.



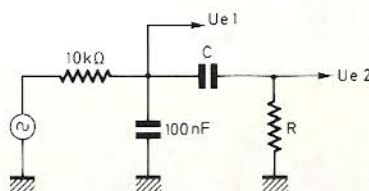
Temps de descente :

2 V/div : entrée ; 5/6 v/div : sortie ; 0,1 $\mu\text{s}/\text{div}$: balayage.

UNE RESOLUTION DE 0,1°



16a : Etude du circuit RC.

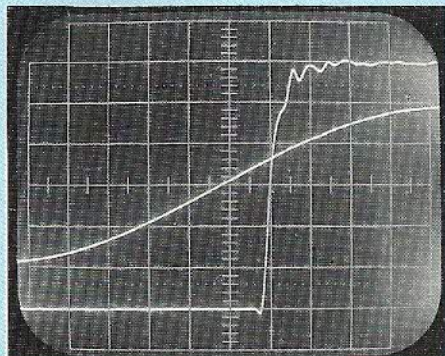


16b : Etude du circuit CR.

Fig. 16

sur la voie 2 et 179,7 lorsqu'elle est présentée sur la voie 1.

Par contre, les mesures ne sont pas valables lorsqu'une amplitude dépasse 15 V, entraînant écrêtage par les diodes de protection. En particulier, il y a distorsion du signal présenté à l'entrée, d'autant plus forte que l'impédance de sortie de la source de signal est forte, puisque l'entrée du phasemètre n'est pas linéaire. Ainsi, soit un signal de 20 V d'amplitude et de 25 kΩ de résistance de sortie et la sortie d'un pont diviseur 22 kΩ-2,7 kΩ attaqué par ce même signal : on trouve un résultat oscillant entre 1,3° et 1,7°. La distorsion est bien visible sur la photo présentée où on voit le signal étudié obtenu à la

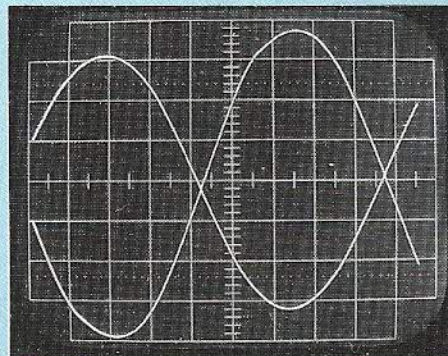


Temps de montée :
2 V/div : entrée ; 5/6 V/div : sortie ;
0,1 μs/div : balayage.

sortie d'un ampli présenté avec l'entrée de cet ampli. Bien entendu, il a été vérifié que la distorsion cesse si on supprime la liaison au phasemètre. Mais la protection est efficace, la tension du secteur est parfaitement supportée. D'autre part, le signe est perdu en-dessous de 5 Hz, où il y a clignotement à cause de la constante de temps R25-C8.

EXEMPLE DE MESURE

Comme exemple simple de mesure concrète, déterminons une capacité considérée comme inconnue (marquée 22 nF), par un déphasage entre une entrée issue d'un GBF et la sortie d'un



Distorsion :
5 V/div : sortie distordue ; 2V /div : entrée
sinusoïdale ; 10 μs/div : balayage.

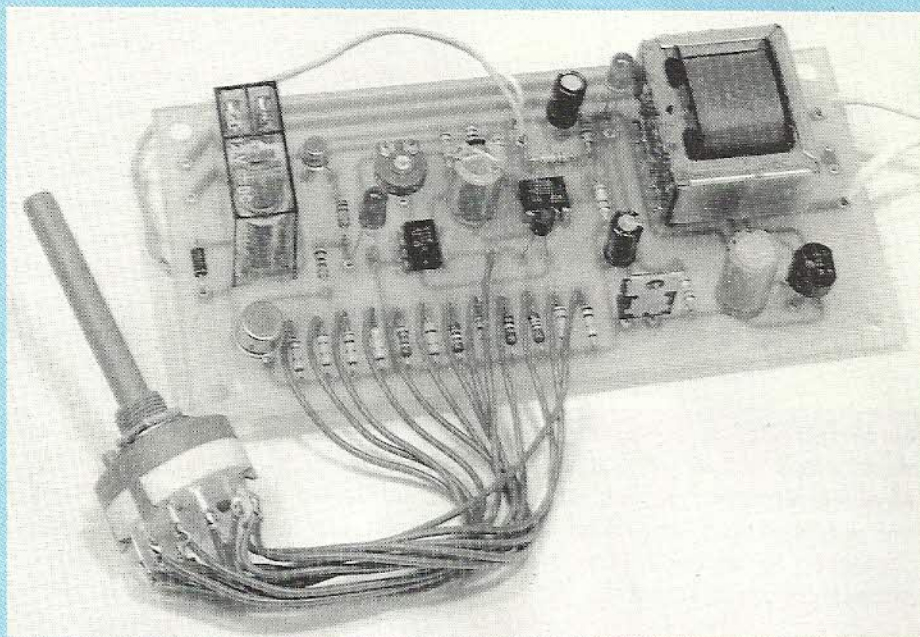
circuit RC avec une R de précision de 10 kΩ. Il faut de plus un fréquence-mètre si le GBF n'en est pourvu pour chercher la fréquence f donnant un retard de phase de 45° en sortie sur le condensateur. On a alors $C = 1/2\pi Rf = 21,8 \text{ nF}$, ayant déterminé $f = 730 \text{ Hz}$. On peut constater à cette occasion, l'excellente stabilité de l'affichage et l'absence totale de roll-over : le résultat est bien le même avec changement de signe en intervertissant les entrées. On peut encore contrôler le circuit C-R, c'est-à-dire avec sortie sur la résistance. On doit obtenir une avance de phase de 45° pour la même fréquence, mais le phasemètre indique alors 44,2°. Il s'agit là d'un mauvais point... pour le GBF. Le GBF parfait n'existe pas, mais le calcul n'a de sens que si la sinusoïde d'entrée est parfaite ; ce GBF est un générateur de fonctions au taux de distorsion flatteur mais possédant des points pratiquement anguleux ; donc le circuit C-R favorisant les harmoniques et donnant une distorsion visible, doit être évité.

L'impédance d'entrée du phasemètre ne peut pas intervenir pour expliquer cette anomalie : quelle que soit cette impédance, c'est la même fréquence qui doit donner retard de 45° et avance de 45° avec les circuits R-C et C-R. Le lecteur connaissant le théorème de Thévenin, l'établira facilement. On peut d'ailleurs constater qu'en filtrant le signal du GBF (figure 16), R-C donne toujours 45° à 730 Hz, alors que le résultat de C-R est amélioré à -44,8°.

L'impédance d'entrée du phasemètre est par contre susceptible de modifier le résultat $C = 1/2\pi Rf$, mais le calcul n'est pas tout à fait simple et la méthode perd son intérêt. Effectué en considérant 220 nF en série avec 1,18 MΩ, le résultat rigoureux est ici 22,0 nF. Les capacimètres ne sont pas détronés.

G. Lavertu

MINUTERIE EXPONENTIELLE POUR CHASSIS D'INSOLATION



Pour ses lecteurs désireux de tirer eux-mêmes leurs circuits imprimés, Led propose maintenant un service "films". Cette initiative comble les vœux de tous ceux qui possèdent déjà le matériel nécessaire à un tel travail ; elle en incitera certainement d'autres à s'y lancer.

Une cuve de plastique et quelques flacons, suffisent aux étapes chimiques du traitement : révélation, gravure par le perchlore. La pièce maîtresse de l'équipement reste le châssis d'insolation et les modèles du commerce coûtent cher. On trouve heureusement des ensembles (deux tubes fluorescents ultraviolets, avec supports et ballasts) à prix modéré. Quelques panneaux de contreplaqué et une vitre, permettent de construire la caisse.

Il reste, pour terminer, le problème de la minuterie commandant les durées d'exposition. Les modèles mécaniques,

à croissance linéaire des temporisations, conviennent mal. Celle que nous proposons ici, avec son échelonnement exponentiel des poses, est spécifiquement adaptée aux exigences particulières de l'insolation des circuits.

LE PROBLEME DE L'EXPOSITION

On connaît le principe de l'utilisation des plaques présensibilisées pour circuits imprimés. Plaquée contre le support (bakélite ou verre époxy), la feuille de cuivre, d'une épaisseur de 35 μ m en général, y est elle-même recouverte d'une résine protectrice sensible aux

rayonnements ultraviolets et protégée, pour le stockage, par un plastique noir. Lors de l'insolation, on plaque fermement, contre la couche sensible, un film, un mylar, ou à défaut, un calque, où les pistes et les pastilles apparaissent sous la forme d'un tracé noir opaque à la lumière.

Pendant l'exposition aux ultraviolets, seules les zones du circuit imprimé situées en regard des parties transparentes du film, reçoivent de la lumière. La résine y disparaîtra lors de l'immersion dans le révélateur (solution aqueuse de potasse). Cette même résine demeure intacte, au contraire, sous les pistes et les pastilles. Ainsi, par attaque au perchlore de fer, le cuivre s'élimine dans les zones insolées et reste aux emplacements qui dessinent le circuit souhaité.

Révélateur et perchlore en bon état, donnent toujours, même à l'aide de moyens extrêmement simples (cuve de plastique agitée doucement à la main) des résultats parfaits ... sous réserve d'une insolation optimale. Le problème se ramène donc uniquement à la durée d'exposition, liée aux caractéristiques du châssis (nombre et puissance des tubes, distance au circuit), à la transparence plus ou moins parfaite des clichés (un calque fait perdre 30 à 50 % de la lumière, par rapport aux films livrés par Led) et parfois, aux propriétés de la résine (des différences peuvent exister d'un fabricant à l'autre). Examinons, d'abord, les méfaits d'une insolation insuffisante, c'est-à-dire, d'une durée d'exposition trop courte. Dans les zones où elle devrait disparaître, la résine s'élimine mal et irrégulièrement. Le perchlore ne parvient pas partout au contact du cuivre, dont des plages subsistent. On crée ainsi des court-circuits entre pistes et le circuit est condamné à la poubelle. Une insolation excessive, donc de durée trop longue, agit plus insidieu-

POUR CHASSIS D'INSOLATION

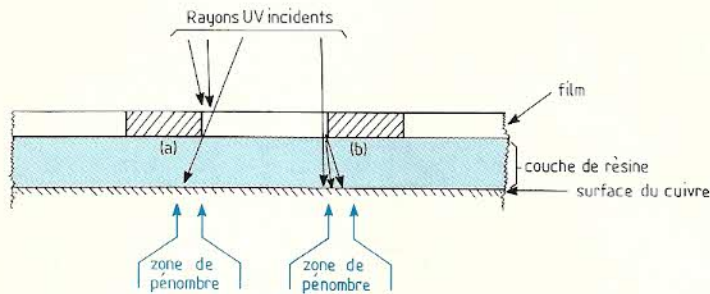


Fig. 1 : A cause de l'étendue de la source (a), et par diffusion de la lumière dans l'épaisseur de la résine (b), une partie du rayonnement incident pénètre sous les pistes.

sement, selon le mécanisme illustré par la figure 1, où les épaisseurs sont volontairement exagérées par rapport aux autres dimensions. La lumière incidente, en provenance de directions multiples, puisqu'on utilise une source étendue, pénètre partiellement sous les pistes, comme on le voit en (a). En outre, même pour un rayon perpendiculaire au plan du film, comme en (b), une diffusion se produit dans l'épaisseur de la résine, avec dispersion de la lumière.

Au total, à la frontière de chaque piste, se crée une zone de pénombre. L'éclairément y va décroissant depuis les bords, au sein des zones théoriquement protégées. Dans le cas d'une exposition correcte, cette lumière parasite n'atteint pas un seuil gênant. Par contre, en cas d'exposition prolongée, elle conduit à une sensibilisation de la résine, que le révélateur élimine. Sur le cuivre, les pistes offrent des bords irréguliers, leur largeur diminue et elles disparaissent même totalement, dans le cas de tracés fins.

CHOIX ET REGLAGE DES TEMPORISATIONS

Les cotes de la figure 2, dont les ordres de grandeur conviennent à la construction d'un châssis exploitant deux tubes

de 15 W (longueur 43 cm), conduisent à des expositions optimales, pour un film bien transparent, aux alentours de 2 à 3 minutes. Il appartiendra à chacun, sur son propre matériel, d'effectuer plusieurs essais à l'aide de chutes de circuits, pour déterminer la pose correcte. Si, par exemple, un temps de 1,7 mn laisse subsister des traces de résine dans les plages éclairées et si, avec 3,6 mn, on constate une attaque du bord des pistes, la pose idéale se situera à la moyenne géométrique de ces deux valeurs, soit 2,5 mn. Notons dès maintenant - et c'est important pour la suite - que des écarts de $\pm 20\%$ autour de la durée de pose idéale, sont rigoureusement indécélables sur le résultat final.

Notre minuterie encadrera, très largement pour faire face à toutes les situations possibles et permettra éventuellement d'autres applications du châssis d'insolation, la plage de 2 à 3 minutes. La plupart des minuterie, qu'elles fournissent des valeurs discrètes ou qu'elles fonctionnent par réglage continu de la durée, offrent des échelles linéaires : c'est, pour des travaux photographiques, une erreur monstrueuse, comme nous allons le montrer.

Une surface sensible, qu'il s'agisse de photo traditionnelle ou de circuits imprimés, subit des modifications identiques

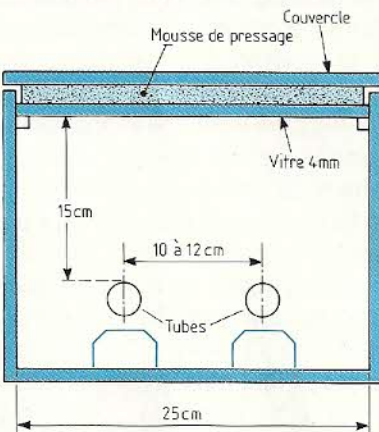


Fig. 2 : Vue en coupe d'un châssis d'insolation à deux tubes.

(sensibilité au révélateur pour les C.I.) chaque fois que la quantité de lumière, donc le temps d'exposition dans notre cas, est augmentée ou diminuée dans les mêmes proportions. Ainsi, des doubléments successifs du temps : 1 mn, 2 mn, 4 mn, etc..., produisent les mêmes effets.

Commandons les délais de la minuterie par un commutateur rotatif, dont les positions se succèdent tous les 30° (figure 3, axe du milieu). Avec une progression linéaire des durées (échelle supérieure), on voit que la progression des **effets photographiques** est très resserrée au début et inutilement étalée à la fin : on manque de précision dans le réglage des durées courtes. Au contraire, une échelle en progression géométrique (axe inférieur de la figure 3) conduit à un **étalement linéaire des effets**, en fonction de l'angle de rotation. C'est à cette deuxième solution que nous aurons naturellement recours.

Plus haut, nous avons noté que des variations de $\pm 20\%$ de l'exposition restaient indécélables sur le résultat ; elles le deviennent au-delà. Nous sommes donc logiquement conduits à échelonner les durées en progression géométrique de raison 1,2, c'est-à-dire, en augmentant chacune de 20 % pour obtenir la suivante.

MINUTERIE EXPONENTIELLE

Dans le tableau joint, nous indiquons, pour les 12 positions du commutateur utilisé, la résistance idéale (exprimée en centaines de kΩ), donc la progression idéale des temporisations, dans les conditions choisies ci-dessus (colonne 3 du tableau). La colonne 4 donne la résistance sélectionnée en pratique, compte tenu de la normalisation des valeurs. Lorsque c'est possible, on se contente de modèles à ± 5 %, pris dans la série E 24. Pour les autres cas, il faut puiser dans la série E 96, à ± 1 %. Enfin, la deuxième colonne donne les graduations inscrites sur l'appareil et légèrement arrondies pour la commodité de la lecture.

PASSONS A L'ELECTRONIQUE

La temporisation repose sur des techniques classiques, mais traitées ici avec un maximum de soin, en raison notamment des longues durées visées. Comme le montre le schéma partiel de la figure 4, on charge par un courant d'intensité I constante, le condensateur C4, jusqu'à une tension V_D déterminée par le détecteur de seuil. On peut alors écrire, en égalant deux expressions de la charge Q emmagasinée par C4 :

$$Q = C4 \cdot V_D = I \cdot T$$

où T est la durée de la charge. Or, entre l'entrée (+) de l'amplificateur opérationnel IC3 et le +E de l'alimentation, on maintient une tension de référence V_{ref}. Celle-ci se retrouve aussi sur l'entrée (-), donc sur l'émetteur de T1 et aux bornes de la résistance R (R1 à R12) sélectionnée. Le courant d'émetteur égal au courant de collecteur I (transistor T1 à grand gain), a pour intensité :

$$I = \frac{V_{ref}}{R}$$

Finalement, la temporisation T devient :

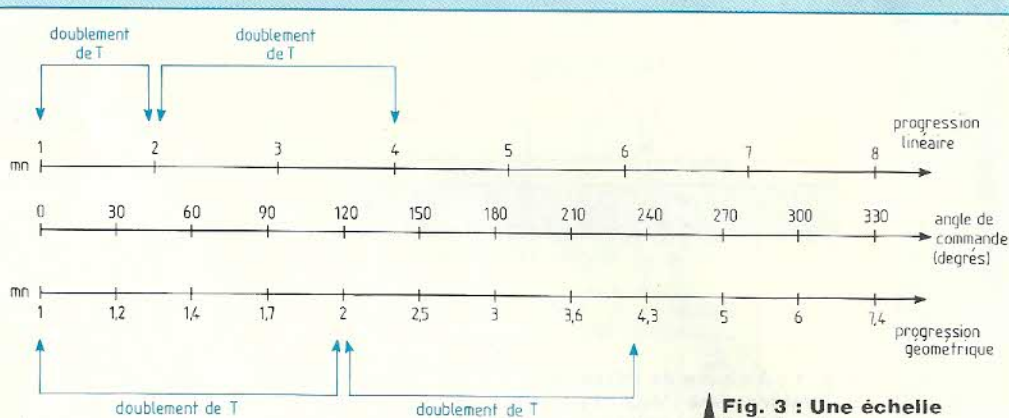


Fig. 3 : Une échelle linéaire des temporisations conduit à une imprécision des faibles durées. La précision reste au contraire constante si on adopte une progression géométrique.

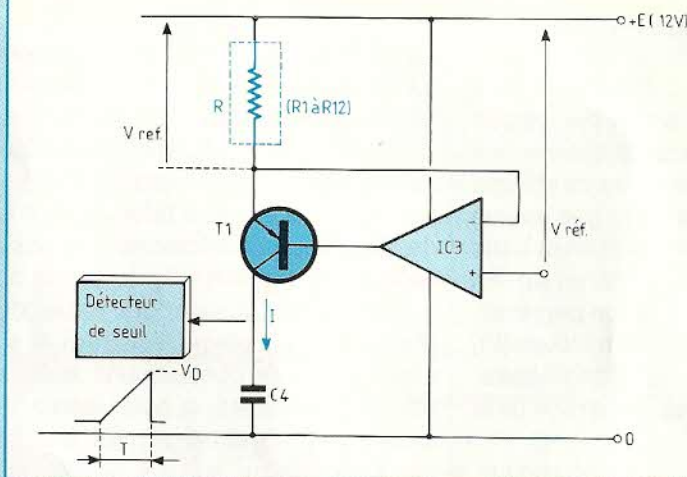


Fig. 4 : Le condensateur de temporisation C4 se charge à courant constant à travers le générateur constitué par T1 et IC3. L'intensité I, donc la temporisation, dépend du choix des résistances R1 à R12.

$$T = \frac{C4 \cdot V_D}{I} = \frac{C4 \cdot V_D}{V_{ref}} \cdot R$$

Elle est proportionnelle à la résistance R mise en service.

Le schéma de la figure 5 rassemble la totalité des composants du montage. Alimenté à travers l'interrupteur général de mise sous tension I, le transformateur TR (2 fois 6 V au secondaire) attaque le pont de redressement RED et le condensateur de filtrage C1. Un premier témoin lumineux, constitué de la diode électroluminescente LED1 (rouge) polarisée par R13, signale la mise en service. Ensuite, on stabilise la tension par le régulateur à trois pattes CI1, suivi d'un autre filtrage par C2. On reconnaît, dans l'ensemble T1, IC3, C4, le générateur de charge à courant

constant, où l'intensité est déterminée par le choix de la résistance R1 à R12 que sélectionne le commutateur K. La référence V_{ref}, à régler lors de l'étalonnage, est prélevée sur un pont diviseur, à partir du +12 V (R19, AJ, R20). Compte tenu de la tension de déchet de l'amplificateur opérationnel, dont la sortie ne peut guère monter au-dessus de 9,5 à 10 V, on se retrouve avec une tension V_{ref} de 2 à 3 V au minimum : ceci est important, nous allons le voir, pour l'organisation du détecteur de seuil.

On se doute que ce dernier fait appel à un circuit de type 555. Mais nous en avons choisi la version CMOS, remarquablement peu gourmande en courant d'alimentation (environ 200 μA dans les conditions du schéma), et sur-

POUR CHASSIS D'INSOLATION

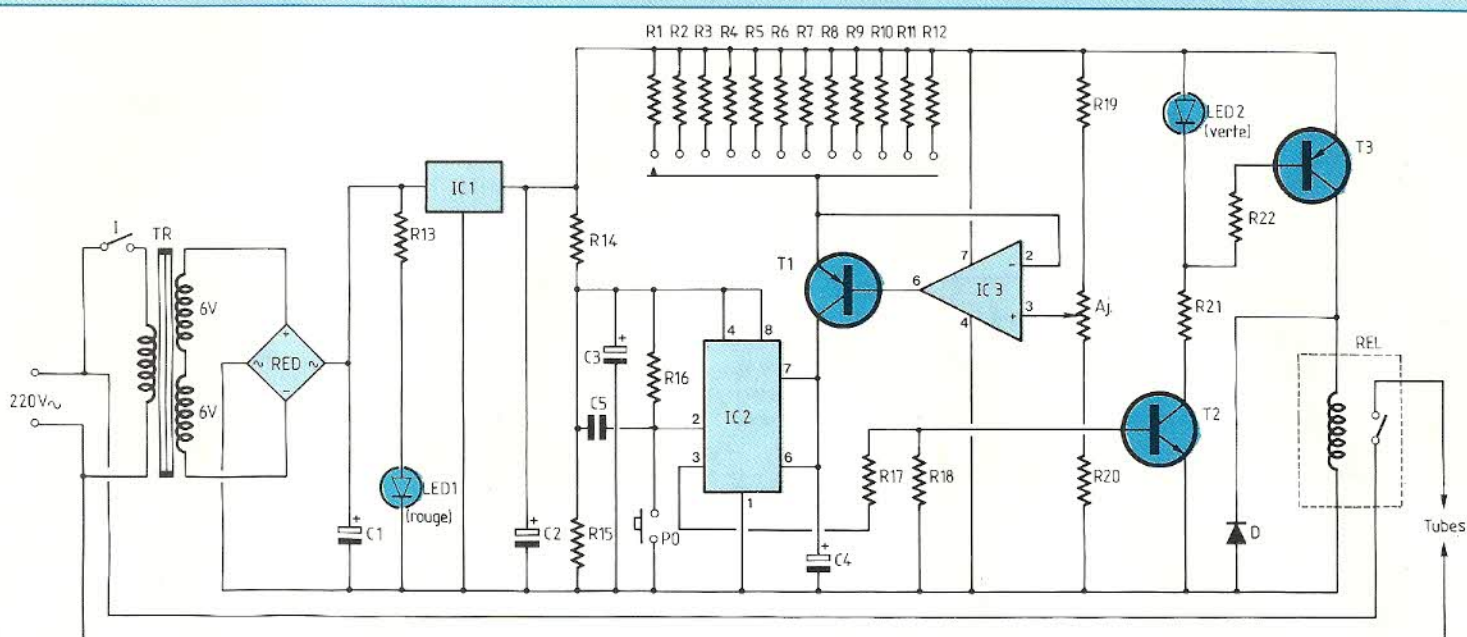


Fig. 5 : Schéma complet de la minuterie.

tout en courant de détection de seuil sur la broche 6 (10 pA !! contre 250 μ A pour le 555 traditionnel). Ceci permet de travailler avec de très faibles courants de charge pour C4.

En raison des valeurs possibles de V_{ref} (voir plus haut) et de la chute de tension minimale dans l'espace collecteur-émetteur de T1, la tension de seuil V_0 ne doit pas excéder 5,5 à 6 V. Comme elle se situe aux deux tiers de la tension d'alimentation de CI2, on doit limiter cette dernière à 8 ou 9 V. C'est le rôle du diviseur R14/R15, avec un petit filtrage supplémentaire par C3.

Au repos, la sortie 3 de CI2 stationne au potentiel 0. On déclenche le monostable en amenant brièvement son entrée trigger (broche 2) au même potentiel, par le poussoir P0. La tem-

Position du commutateur	Temps repéré (mn)	Résistance idéale	Résistance choisie	Série
1	1	1	1	E 24
2	1,2	1,2	1,2	E 24
3	1,45	1,44	1,43	E 96
4	1,7	1,73	1,74	E 96
5	2	2,07	2	E 24
6	2,5	2,48	2,49	E 96
7	3	2,98	3	E 24
8	3,6	3,58	3,57	E 96
9	4,3	4,30	4,32	E 96
10	5	5,16	5,11	E 96
11	6	6,13	6,2	E 24
12	7,4	7,36	7,32	E 96

Tableau. Les résistances sélectionnées (exprimées en centaines de k Ω) appartiennent, soit à la série E 24 (tolérance $\pm 5\%$), soit à la série E 96 (tolérance $\pm 1\%$).

MINUTERIE EXPONENTIELLE

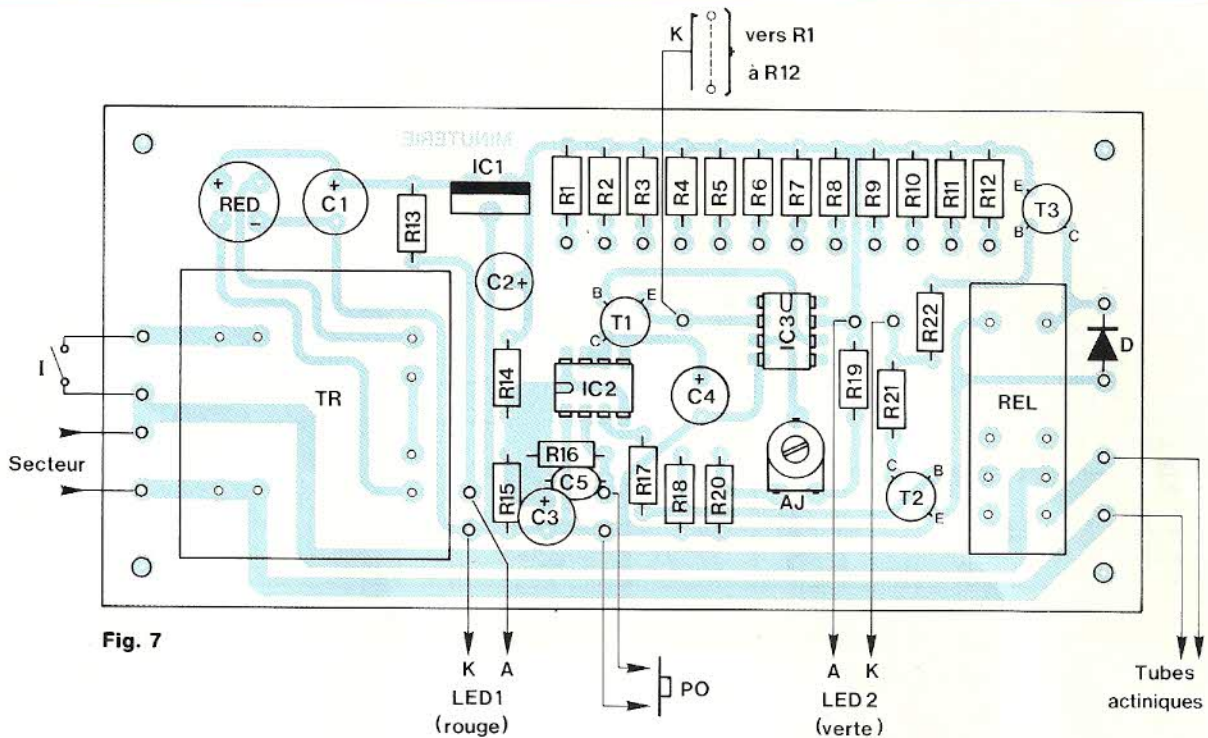


Fig. 7

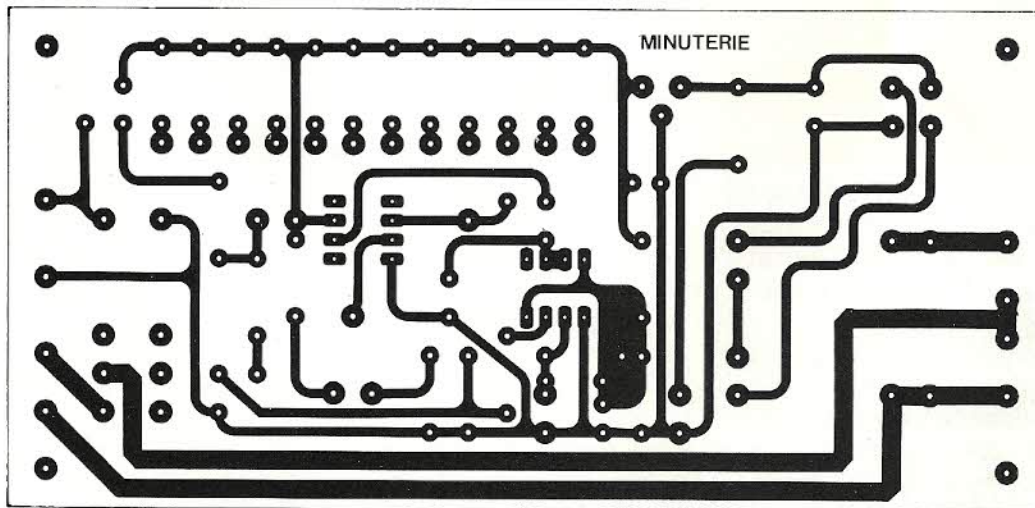


Fig. 6

porisation commence alors et la sortie 3 bascule à +8 V, saturant le NPN T2. Aux bornes de la diode électroluminescente LED2 verte (couleur à respecter : elle détermine la chute de tension), on dispose d'environ 3 V, ce qui sature T3 et active le relais. Ses contacts se ferment et les tubes fluo-

rescents sont alimentés sous 220 V. Naturellement, LED2 est exploitée également pour visualiser cet état. A l'issue du délai T, la situation retourne à son point de départ.

LA REALISATION PRATIQUE

L'ensemble des composants prend

place sur le circuit imprimé dessiné en figure 6, conformément au schéma d'implantation de la figure 7. On trouve, selon les constructeurs, deux écarts possibles pour les cosses du transformateur : c'est pourquoi nous avons prévu deux possibilités d'implantation des sorties du primaire, ce qui facilite-

POUR CHASSIS D'INSOLATION

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances 0,25 W à ± 5 %

R13 – 1,8 kΩ
R14 – 3,9 kΩ
R15 – 6,8 kΩ
R16 – 150 kΩ
R17 – 27 kΩ
R18 – 5,6 kΩ
R19 – 1,5 kΩ
R20 – 12 kΩ
R21 – 1 kΩ
R22 – 1,5 kΩ

• Résistances de temporisation

R1 à R12 – Voir texte et tableau

• Résistance ajustable

Aj – 4,7 kΩ (horizontale)

• Condensateurs électrolytiques

C1 – 220 μF (25 V)
C2 – 47 μF (25 V)
C3 – 10 μF (16 V)
C4 – 470 μF (25 V)

• Condensateur à film plastique :

C5 – 100 nF

• Semiconducteurs

RED – pont 500 mA – 50 V
C11 – régulateur 7812
C12 – TS 555 (version MOS indispensable)
C13 – TL 071

T1 – 2N 2907

T2 – 2N2222

T3 – 2N2904

D – 1N4001

LED1 – diode électroluminescente rouge

LED2 – diode électroluminescente verte (important)

• Divers

Transformateur 2 x 6 V – 1,5 ou 2 VA

I – Interrupteur

K – Commutateur 1 circuit 12 positions

PO – Poussoir fugitif

REL – Relais 12 V (voir brochage)

ra l'approvisionnement.

L'interrupteur I, le commutateur K, le poussoir de déclenchement PO et les deux diodes électroluminescentes, se raccordent par des fils. Le circuit imprimé lui-même peut fort bien prendre place à l'intérieur du châssis d'insolation.

MISE EN SERVICE ET ETALONNAGE

Après une ultime vérification, on met sous tension et on presse le poussoir PO (**attention, il y a du 220 V sur les deux pistes en bas du circuit**). Le relais colle. On étalonnera en réglant AJ, avec, d'abord, de courtes tempori-

sations, sinon l'opération devient fastidieuse. Aux approches du réglage final, on pourra figoler sur des périodes plus longues, 3 mn par exemple. Si, d'aventure, AJ ne permettait pas d'obtenir les durées annoncées, il faudrait incriminer C4 et sa tolérance vraiment trop large : le remplacer par un autre ...

René Rateau

UN SERVICE
COMPLEMENTAIRE
AU SERVICE CIRCUITS IMPRIMES
POUR LA GRAVURE DE VOS C.I.

**LE FILM POSITIF AGFA
DLD510p format 21 x 29,7**

Regroupant tous les circuits imprimés
à l'échelle 1 des études proposées
dans le n° au prix unitaire
de 35,00 F (port compris)

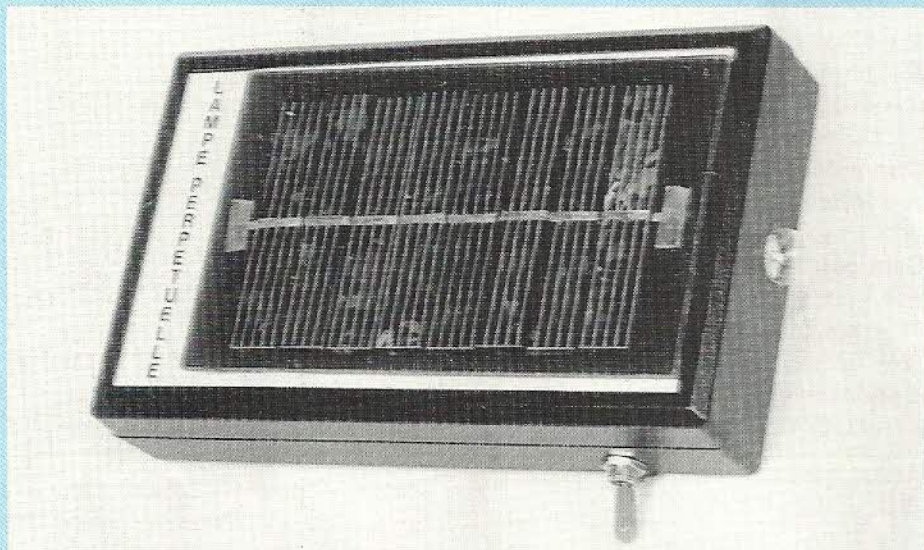
Je désire recevoir le film positif du Led n°92

Paiement par CCP par chèque bancaire
ou par mandat à adresser aux Editions Périodes
1, boulevard Ney, 75018 Paris

NOM
PRENOM
ADRESSE

UNE LAMPE PERPETUELLE

CHARGE D'ACCUMULATEURS PAR PANNEAU SOLAIRE



Voici bientôt dix ans, un engouement éphémère a fait se multiplier, dans certaines revues d'électronique, les descriptions de montages à photopiles. Depuis, c'est presque le silence ... alors que le prix de ces composants a sensiblement baissé et que leurs performances se sont accrues.

Après une étude à la fois théorique (simple !) et pratique de cellules photovoltaïques, nous proposons ici, une première application immédiate : la construction d'une lampe de poche perpétuelle, à alimentation par le soleil. D'autres développements sont en préparation et, notamment, un convertisseur élévateur de tension.

L'EFFET PHOTOELECTRIQUE

On baptise ainsi le phénomène de la création de paires électron-trou sous l'action d'un rayonnement lumineux, c'est-à-dire, d'un bombardement de la matière par des photons. Quelques

mots éclairciront le mécanisme de cette action.

Tout atome constitutif de la matière est formé d'un noyau, assemblage compact de neutrons (électriquement neutres) et de protons (porteurs d'une charge positive), autour desquels gravitent des électrons, de charge négative **e** opposée à celle du proton. Le nombre des électrons égalant celui des protons, l'atome est, dans son ensemble, électriquement neutre.

La mécanique quantique enseigne que les électrons ne peuvent circuler que sur certaines orbites de rayons $r_1, r_2, r_3 \dots$ (figure 1), dont chacune correspond à une énergie $E_1, E_2, E_3 \dots$, égale à l'énergie qu'il faudrait fournir à l'électron pour l'arracher à l'attraction du

noyau. La couche externe est celle des électrons qui permettent aux atomes de se lier les uns aux autres pour former des molécules, ou pour s'assembler en un réseau cristallin : on les appelle les électrons de valence.

Les photons, corpuscules qui constituent la lumière, sont assimilables à des "grains d'énergie". Chacun d'eux véhicule une énergie :

$$W = hv$$

où **h** est la constante de Planck et **v** (lettre grecque nu), la fréquence du rayonnement associé. Si un photon d'énergie suffisante frappe un atome, il peut lui arracher un électron de valence (figure 2). Il y a alors :

- éjection d'un électron (charge **e** négative) qui n'est plus lié à l'atome : c'est un électron **libre**.

- apparition d'un trou (manque d'électron) dans l'atome qui, de ce fait, acquiert une charge **e** positive.

Ce phénomène constitue la création d'une paire électron-trou sous l'action du rayonnement lumineux (photon) incident.

LES CELLULES "PHOTOVOLTAÏQUE"

Dans cet article, nous utiliserons indifféremment les expressions "cellule photovoltaïque" ou "photopile", considérées comme équivalentes.

On sait qu'une jonction PN (figure 3) résulte de la transition entre deux types de semiconducteurs, au sein d'un même cristal :

- un semiconducteur N (porteurs négatifs), silicium dopé par des atomes possédant 5 électrons de valence. Par simple agitation thermique, les électrons en excès tendent à quitter leurs atomes pour devenir libres, c'est-à-dire, libres de circuler à l'intérieur du réseau cristallin.

- un semiconducteur P (porteurs positifs), silicium dopé par des atomes ne

DU SOLEIL DANS VOS ACCUS

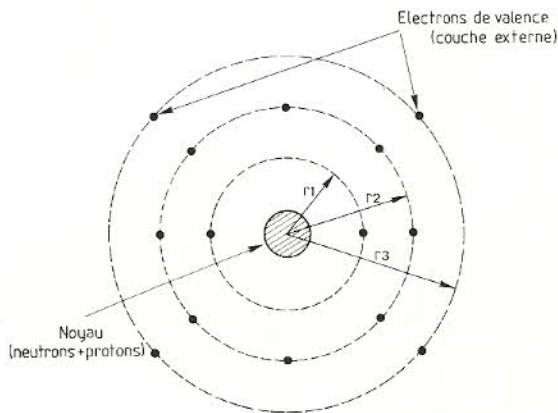


Fig. 1 : Représentation, schématisée dans un plan, de l'atome de silicium Si, qui comporte 4 électrons de valence.

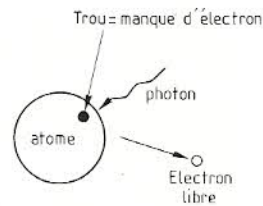


Fig. 2 : Un photon — c'est-à-dire un grain d'énergie — peut arracher à l'atome un électron : il y a formation d'une paire électron-trou.

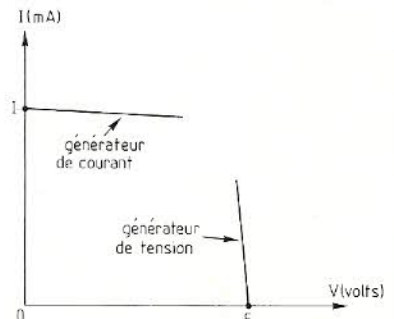
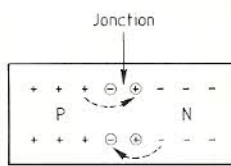


Fig. 6 : Caractéristiques d'un générateur de tension et d'un générateur de courant. Les intensités I (ordonnées) sont représentées en fonction des tensions V (abscisses).



Zone P: les porteurs sont des trous
Zone N: les porteurs sont des électrons

Fig. 3 : Au voisinage de la jonction, des électrons diffusent dans la zone P, et des trous dans la zone N.

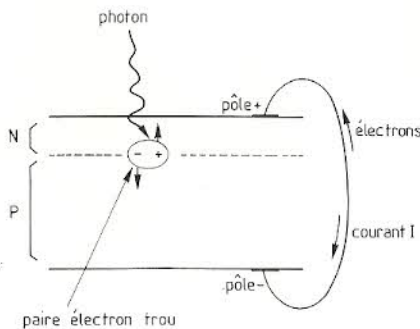
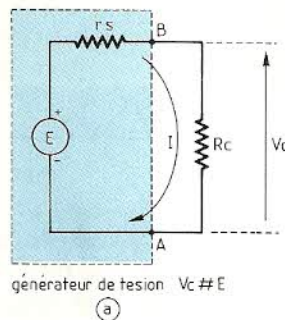
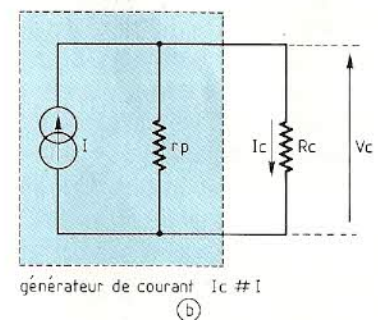


Fig. 4 : La jonction éclairée devient une photopile. C'est le courant inverse (de la diode) qui circule à l'extérieur.



générateur de tension $V_c \neq E$



générateur de courant $I_c \neq I$

Fig. 5 : Générateur de tension (a) et générateur de courant (b).

possédant que 3 électrons de valence. Il y a excès de trous. Par agitation thermique, les électrons des autres atomes sautent de trou en trou. Tout se passe comme si ces derniers, équivalents à des charges positives, étaient libres de se déplacer dans le cristal. Dès lors, par diffusion dans le réseau, des électrons traversent la jonction de la zone N vers la zone P et des trous, de la zone P vers la zone N (flèches en pointillés de la figure 3). Il y a accumulation de charges (entourées d'un cercle dans la figure) et formation d'une barrière de potentiel, accompagnée d'une couche d'appauvrissement (zone de déplétion) dans la jonction. On constitue une photopile à l'aide d'une jonction un peu particulière, dont

la figure 4 illustre la structure. Sur une zone P relativement épaisse, est créée une zone N extrêmement mince, donc transparente à la lumière, c'est-à-dire, aux photons. Ceux-ci, au sein de la jonction, donnent naissance à des paires électron-trou. A cause de la barrière de potentiel et du champ électrique qui en résulte, les électrons sont propulsés vers la zone N et les trous vers la zone P. Moyennant certaines conditions dont l'analyse nous entraînerait trop loin (il faut éviter les recombinaisons), si on établit des contacts sur les faces du dispositif et si on ferme le circuit par un conducteur, les électrons circulent, dans celui-ci, de N vers P, ce qui correspond à un courant I (sens traditionnel) de P vers N.

Exposée à la lumière, la jonction devient un générateur électrique, ou photopile.

S'agit-il d'un générateur de tension, ou de courant ? C'est ce que nous allons maintenant examiner.

GENERATEURS DE TENSION ET GENERATEURS DE COURANT

Un générateur de tension résulte de l'assemblage (figure 5,a) d'une force électromotrice E (générateur parfait) et d'une résistance série r_s idéalement nulle et en pratique, très faible. Un accumulateur bien chargé, une alimentation stabilisée, sont des

CONSTRUCTION D'UNE LAMPE PERPETUELLE

exemples de générateurs de tensions continues.

Lorsqu'on charge les bornes de sortie A et B par une résistance R_c **grande vis-à-vis de r_s** , un courant d'intensité I circule dans la maille et crée, aux bornes de R_c , une chute de tension :

$$V_c = E - r_s I$$

Comme r_s est très petite, V_c reste voisin de E , donc pratiquement constante, quelle que soit l'intensité consommée. Plus précisément, la pente :

$$\frac{dI}{dV_c} = - \frac{1}{r_s}$$

est très grande et la caractéristique du générateur apparaît comme une droite quasi-verticale dans le diagramme de la figure 6.

A l'inverse, un générateur de courant résulte de l'assemblage (figure 5, b) d'une source de courant constant I et d'une résistance parallèle r_p idéalement infinie et en pratique, très grande. Lorsqu'on charge les bornes de sortie A et B par une résistance R_c **petite vis-à-vis de r_p** , il apparaît à ses bornes, une chute de tension V_c , et le courant qui la traverse est :

$$I_c = I - \frac{V_c}{r_p}$$

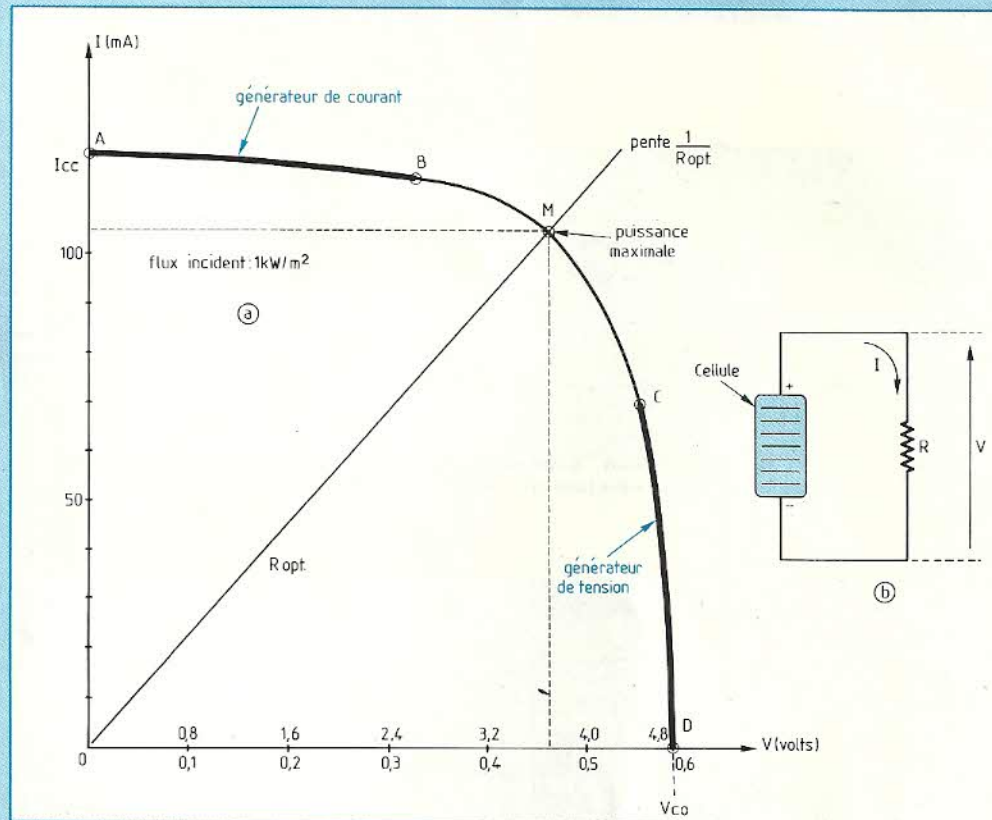
Comme r_p est très grande, I_c reste voisin de I , donc pratiquement constant, quelle que soit la chute de tension V_c . Plus précisément, la pente :

$$\frac{dI}{dV_c} = - \frac{1}{r_p}$$

est très petite et la caractéristique du générateur apparaît comme une droite quasi-horizontale dans le diagramme de la figure 6.

CARACTERISTIQUE COURANT-TENSION D'UNE PHOTOPILE

Les résultats que nous indiquons s'ap-



pliquent à toute cellule élémentaire au silicium (f.e.m voisine de 0,5 V). Pour les intensités, les valeurs numériques dépendent de la surface de la cellule. Celles que nous donnons correspondent à une cellule du panneau cité en nomenclature, utilisé pour nos montages et qui regroupe 8 éléments connectés en série (tension de 3,6 à 4 volts).

La figure 7, a montre la caractéristique $I = f(V)$, c'est-à-dire, les variations de l'intensité I débitée par la cellule dans une résistance R , en fonction de la tension, dans le montage de la figure 7, b. Les mesures sont effectuées au soleil, en milieu de journée, c'est-à-dire, pour une densité de puissance, au sol, d'environ 1 kW/m^2 (région parisienne). Pour le panneau complet, les tensions doivent être multipliées par 8 (cellules en série) et les intensités restent les mêmes : sur la figure 7, a, l'échelle supérieure des graduations en tension

correspond au panneau complet. On distingue, dans la caractéristique, trois zones :

- à partir du point A, qui correspond au court-circuit de la sortie avec un courant de court-circuit I_{cc} voisin de 120 mA, jusqu'au point B, la photopile se comporte en générateur de courant (comparer à la figure 6).
- du point D, qui donne la tension V_{cc} en circuit ouvert, jusqu'au point C (résistance de charge de 68Ω pour le panneau), le comportement est celui d'un générateur de tension (figure 6).
- entre les points B et C, on trouve un régime intermédiaire. La résistance de charge optimale R_{opt} , pour laquelle la droite de charge coupe la caractéristique en M, permet d'extraire la puissance $P = VI$ maximale. Pour le panneau considéré et dans les conditions indiquées, on trouve :

$$P = 3,6 \text{ (volts)} \times 105 \text{ (mA)}$$

$$P \# 380 \text{ mW}$$

DU SOLEIL DANS VOS ACCUS

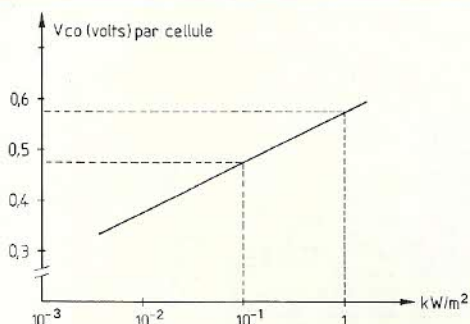


Fig. 8 : La tension V_{co} en circuit ouvert ne varie que faiblement avec le flux de puissance lumineuse (échelle horizontale logarithmique).

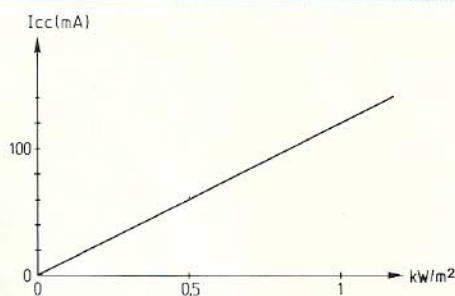


Fig. 9 : Le courant de court-circuit I_{cc} varie proportionnellement au flux (échelle horizontale linéaire).

Fig. 7 : Caractéristique $I = f(V)$ d'une cellule élémentaire, et du panneau de 8 cellules.

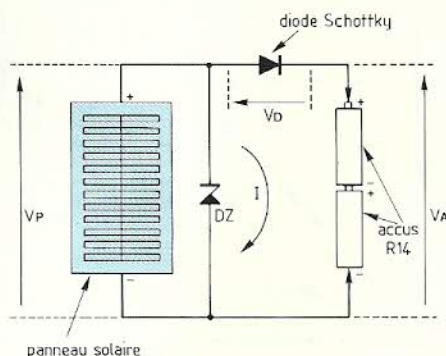


Fig. 10 : Circuit minimum pour la charge d'accumulateurs.

Cette puissance relativement faible est liée aux petites dimensions du module de 8 cellules que nous utilisons : 11 cm sur 6,5 cm, avec une surface utile de 40 cm² environ. Elle suffit, comme nous le verrons, à recharger des accumulateurs au cadmium-nickel de 1200 mAh (type R14) dans les conditions optimales.

INFLUENCE DE L'ECLAIREMENT

La densité de puissance lumineuse reçue, exprimée en kW/m², joue à la fois sur la tension V_{co} en circuit ouvert (peu) et sur l'intensité de court-circuit I_{cc} (beaucoup). Les figures 8 et 9 précisent ces notions dans le cas des éclairagements forts et moyens, les seuls qui nous intéressent ici.

La figure 8 montre que la tension V_{co} est une fonction logarithmique du flux de puissance reçu. Une diminution de

ce dernier de 1 kW/m² (plein soleil) à 100 W/m² (nuageux clair) ne fait descendre V_{co} que de 0,58 V à 0,48 V environ. Le courant de court-circuit I_{cc} , lui, est par contre proportionnel au flux incident, comme le montre la figure 9.

UTILISATION DE PHOTOPILES A LA RECHARGE D'ACCUMULATEURS

A l'exception de quelques modèles exceptionnels, difficiles à trouver et fort coûteux, les accumulateurs au cadmium-nickel, d'une tension unitaire nominale de 1,2 V par élément, se rechargent par un courant dont l'intensité I , exprimée en mA, est au maximum égale au dixième de la capacité C exprimée en mAh. Ainsi :

- Un élément R14 (1 200 mAh) se charge sous une intensité maximale de 120 mA.

- un élément R6 (500 mAh) se charge sous 50 mA maximum.

- une batterie 6 F 22 (7,2 ou 8,4 V, 110 mAh) se charge sous 11 mA.

Dans ces conditions, la charge d'un accumulateur totalement "à plat" demande environ 14 heures, car le rendement des transformations chimiques mises en jeu n'atteint que 70 %. On notera, enfin, que la charge peut se prolonger nettement au-delà des 14 heures sans dommage pour l'accumulateur, surtout si l'intensité descend au-dessous de sa valeur nominale, ce qui arrive assez souvent avec un panneau solaire (matin, soir, ciel couvert...). Remarquons aussi que, en fin de charge, la tension dépasse sensiblement la valeur nominale : 1,3 V, pour les éléments étanches usuels.

Le plus simple des dispositifs de charge est celui qu'illustre la figure 10, et qui s'applique ici au panneau de 8 cellules cité en nomenclature. La diode V_b , polarisée dans le sens direct pendant la charge, évite une décharge des accumulateurs dans la photopile, lorsque celle-ci se trouve dans l'obscurité. Il faut veiller à ce que la chute de tension V_D reste aussi faible que possible : on choisira donc une diode Schottky, pour laquelle $V_D = 0,3$ V, au lieu de 0,7 V pour une diode de redressement au silicium. Par ailleurs, il importe d'éviter que la ddp aux bornes des deux accumulateurs Cd-Ni ne dépasse 2,6 à 2,7 V (1,3 V par élément). C'est le rôle de la zener DZ , d'une tension de coude de 3 V, pour tenir compte de V_D . DZ doit naturellement supporter le courant de court-circuit de la photopile : on prendra une diode de 500 mW au moins et mieux, de 1 W, pour garder une marge de sécurité.

EXPLOITATION OPTIMALE DU PANNEAU SOLAIRE

Nous avons vu (figure 7) qu'on extrayait

CONSTRUCTION D'UNE LAMPE PERPETUELLE

la puissance maximale en plaçant le point de fonctionnement en M, sur la caractéristique $I = f(V)$. Plus précisément, la puissance extraite varie, avec la tension de sortie, comme le montre la figure 11, valable pour notre panneau. Avec deux éléments Cd-Ni totalement déchargés, la charge démarre au point M1. Elle s'achève, avec 2,6 V aux bornes des accus, donc 2,9 V en sortie du panneau, au point M2. On voit donc que l'exploitation est bonne, puisque la puissance extraite dépasse toujours 75 % du maximum possible.

APPLICATION DIRECTE : UNE LAMPE DE POCHE SOLAIRE

On estime à 20 ou 30 ans, la durée de vie de photopiles au silicium polycristallin. Les accus au Cd-Ni à électrodes frittées (modèle courant, disponible à très bas prix par packs de deux dans certaines grandes surfaces), supportent de 1000 à 2000 cycles de charges et de décharges. Une lampe de poche exploitant ces composants peut donc être jugée presque éternelle et de fonctionnement pratiquement gratuit (une ampoule à changer, de temps en temps).

Celle que nous proposons exploite directement le circuit de la figure 10, comme le montre son schéma, en figure 12. Elle se charge sitôt exposée à la lumière et les accus alimentent l'ampoule L (2,4 V, modèle très courant en grande surface) quand on ferme l'interrupteur I.

Fig. 12 : Schéma de la lampe de poche perpétuelle.

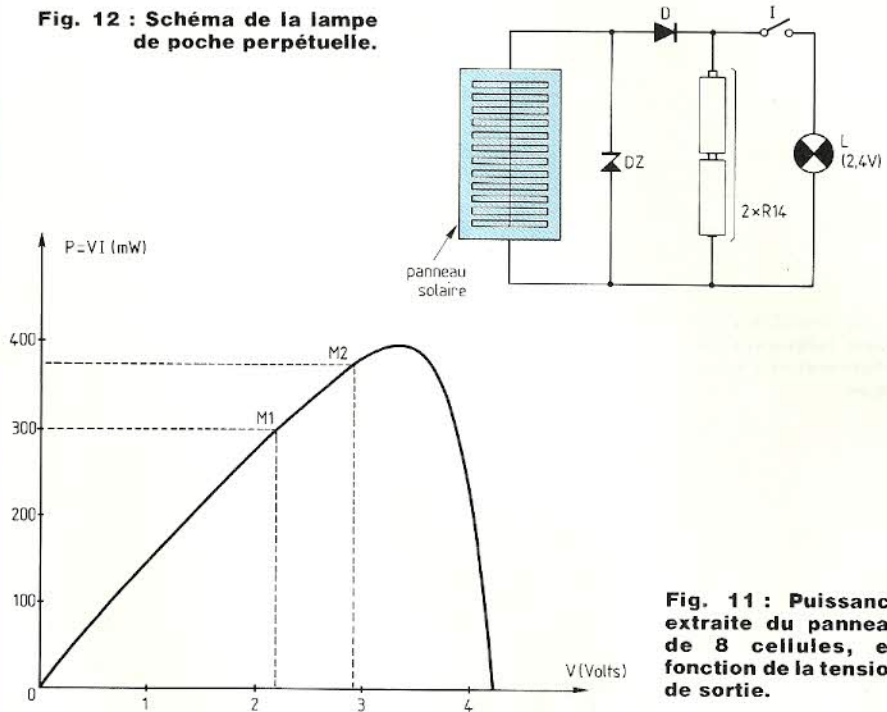


Fig. 11 : Puissance extraite du panneau de 8 cellules, en fonction de la tension de sortie.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

1 Panneau solaire : disponible chez ECOSOLAIRE, 19, rue Pavée 75004 PARIS (F. 90,-)
1 Boîtier TEKO TENCLOS, référence 560
2 Eléments Cd-Ni R 14

1 Interrupteur miniature
1 Culot pour ampoule de lampe de poche
1 Ampoule 2,4 volts
1 Diode Schottky 200 mA mini.
1 Diode zener 3 V/1,3 W

Le boîtier TEKO, type TENCLOS, de référence 560 (dimensions 85 mm x 145 mm x 31 mm) convient parfaitement à cette réalisation. Le panneau solaire s'inscrit dans la découpe de la façade, où il peut être collé (colle Néo-

prène contact). On logera l'interrupteur sur un côté et la lampe, dans un petit culot à vis, sur le flanc avant.

René RATEAU

EDITIONS PERIODES

1, boulevard Ney 75018 Paris
Tél. (16-1) 42.38.80.88 poste 7315

Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier dans notre revue, n'hésitez pas à nous joindre soit par téléphone, soit par courrier, afin d'obtenir les renseignements nécessaires pour une éventuelle collaboration à Led.

BON DE COMMANDE

Pour compléter votre collection de LED
à adresser aux EDITIONS PERIODES
service abonnements
1, boulevard Ney 75018 PARIS

Je désire :n° 15 n° 18 n° 29
 n° 30 n° 31 n° 33 n° 43
 n° 44 n° 45 n° 46 n° 47
 n° 48 n° 49 n° 50 n° 51
 n° 58 n° 62 n° 63 n° 65
 n° 66 n° 67 n° 68 n° 69
 n° 71 n° 72 n° 73 n° 74
 n° 75 n° 76 n° 77 n° 78
 n° 79 n° 80 n° 81 n° 82
 n° 83 n° 84 n° 85 n° 86
 n° 87 n° 88 n° 89 n° 90
 n° 91

Les numéros non mentionnés sont épuisés.

(Indiquer la quantité et cocher les cases correspondantes au numéros désirés).

Je vous fais parvenir ci-joint le montant
de.....F par CCP par chèque bancaire
par mandat

25 F le numéro (frais de port compris)
42 F pour le numéro spécial n° 81

Mon nom :

Mon adresse :

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 µm

Prix	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Circuits sérigraphiés	Total
• Phasemètre numérique					
- Carte alim.....		29,00 F	35,00 F	52,00 F	
- Carte A.....		45,00 F	60,00 F	81,00 F	
- Carte B.....		78,00 F	105,00 F	140,00 F	
- Carte C.....		25,00 F	35,00 F	45,00 F	
• Minuterie.....		46,00 F	59,00 F	82,00 F	
Plaque présensibilisée positive STEP Circuits époxy FR4 16/10 cuivre 35 microns		1 face cuivrée	2 faces cuivrées	1 face cuivrée + 1 face sérigraphiée	
80×100.....		10,00 F	12,00 F		
100×160.....		21,00 F	24,00 F		
150×200.....		40,00 F	47,00 F		
200×300.....		80,00 F	94,00 F		
TOTAL TTC.....				 F

Frais de port et emballage 10 F

TOTAL A PAYER F

Paiement par CCP , par chèque bancaire ou par mandat
à adresser aux Editions Périodes 1, boulevard Ney 75018 Paris

NOM

PRENOM

ADRESSE

Faites l'économie de trois numéros par an en vous abonnant !

ABONNEZ-VOUS A

LED

Je désire m'abonner à LED (10 n°s par an).

FRANCE, BELGIQUE, SUISSE, LUXEMBOURG : 180 F

AUTRES* : 260 F

NOM

PRENOM

N°..... RUE.....

CODE POSTAL..... VILLE.....

* Pour les expéditions « par avion » à l'étranger, ajoutez 80 F au montant de votre abonnement.

Ci-joint mon règlement par : chèque bancaire C.C.P. mandat

Le premier numéro que je désire recevoir est : N°.....

**F: 210,00
A PARTIR
DE JANVIER 92**

EDITIONS PERIODES 1, boulevard Ney 75018 PARIS - Tél. : 42.38.80.88 poste 7315



COMPTE RENDU

Le 5ème Forum du Kit Audio s'est tenu du 16 au 18 novembre dernier en l'Hôtel Novotel Porte de Bagnole et a rencontré un très vif succès auprès de tous les véritables passionnés de haute-fidélité et de composants de haute qualité. Des visiteurs avertis, exigeants, sachant écouter patiemment, posant des questions sensées caractérisent l'audience de ce salon du Kit où on peut découvrir dans les meilleures conditions les nouveautés les plus intéressantes en matière de H.P., composants passifs, techniques de mesures. Nous apprécions particulièrement ce salon pour son ambiance décontractée, le sérieux des réponses qui sont fournies à des questions techniques parfois ardues.

Comme chaque année nous vous proposons un tour des stands qui n'a rien d'exhaustif, mais simplement pour dégager les grandes tendances.

S.I.E.A.

Chez ce dynamique importateur, de nombreuses nouveautés en matière de transducteurs de haute performance étaient présentées. Soulignons la bonne tenue des écoutes des différents kits Dynaudio et SEAS à partir des remarquables électroniques B&K avec étages de puissance Mos Fet dont le rapport musicalité/prix est imbattable. Chez Dynaudio, un nouveau tweeter de haute performance, sous la référence D260, vient s'insérer entre le célèbre D28AF et le T330 Esotar professionnel.

Chez SEAS, un nouveau tweeter de 25 mm à dôme tissu plastifié par l'intérieur contrairement aux autres modèles sous la référence H515 réserve d'excellentes surprises en matière de linéarité et de définition. Un nouveau médium MP12VC à diaphragme polypropylène et un 11 cm grave-médium, P11RCY, viennent compléter l'abondant catalogue de ce constructeur.

Pour les câbles de liaisons, on retiendra le modèle Star Référence de chez Link Monitor qui se caractérise par des plans sonores bien respectés et un excellent équilibre tonal.

DAVIS

Ce prestigieux constructeur français de haut-parleurs de hautes performances proposait certainement les meilleures écoutes de ce salon. En alternance, on pouvait se rendre compte de l'extraordinaire musica-

lité du kit sans compromis Kristel dont la finesse de restitution, la capacité dynamique, l'excellent placement des plans sonores rivalisent sans complexe avec les meilleures réalisations mondiales "toutes montées" en ayant de surcroît certainement l'un des médiums les plus lumineux, les plus beaux que nous ayons entendu.

La gamme des haut-parleurs de ce constructeur couvre toutes les applications. La qualité de fabrication est le gage d'une reproductibilité des performances d'un transducteur à l'autre.

TRILOGY

Un groupe de jeunes designers de la région lyonnaise ont proposé un meuble hifi d'allure futuriste intégrant tous les éléments d'une chaîne hifi mais aussi les satellites et le caisson d'extrême-grave d'un système triphonique au sein d'un ensemble à face avant curviligne. Ce meuble a été étudié avec un très grand soin pour découpler et isoler le caisson de grave ainsi que les satellites.

AUDIO-DYNAMIQUE

Excellentes écoutes des différents kits proposés par ce spécialiste, avec en particulier les systèmes dits



Audio-Dynamique au Salon Leningrad.

Evolution 3 et 5. Ce système de haut de gamme de type modulaire se présente sous la forme d'une fine colonne, d'une largeur de 19 cm seulement, reprenant le principe de fonctionnement de symétrie axiale pour obtenir une directivité parfaitement contrôlée aussi bien dans le plan vertical qu'horizontal. L'ensemble est monté au sein d'ébénisteries modulaires avec une charge indépendante par haut-parleur et l'empilage s'effectuant sans problème d'intermodulation mécanique.

L'Evolution 3 est équipée de deux haut-parleurs 5C011, encadrant un tweeter 100DT. L'Evolution 5 se caractérise par une surface importante d'émission dans le registre grave par l'ajout de deux modules comprenant chacun un haut-parleur grave médium 5C011 aux deux autres de l'Evolution pour constituer une colonne de 1,38 m de hauteur capable d'une très grande finesse de restitution.

Le kit Aeria Système pour perfectionnistes équipé d'un 38 cm avec aimant surpuissant et d'une chambre de compression médium-aigu TAD avec pavillon circulaire en bois de 50 cm de diamètre tourné dans la masse nous a plus qu'étonné par sa capacité dynamique, sa grande cohérence de diffusion, sa très large dispersion spatiale. A partir de ces composants de base, un autre système de lignes très futuristes avec le grave de 38 cm placé dans une gigantesque sphère elle aussi tournée dans le bois massif (plus d'un mois de travail !) a étonné plus d'un visiteur.

LED

Le stand de notre revue Loisirs Electroniques D'aujourd'hui n'a pas désempli. Les discussions animées

ont eu lieu entre les visiteurs et les rédacteurs qui proposaient toute une gamme d'amplificateurs en kit extrêmement bien conçus et hautement musicaux. Parmi ceux-ci, le remarquable amplificateur Mos Fet Fredy 408 décrit dans le Led n° 90 et son alimentation régulée Mos Fet Fredy 400, les différents modules d'amplificateurs travaillant réellement en classe A et cela s'entend (grave bien tenu, timbre de qualité constante quel que soit le niveau d'écoute, finesse de restitution de l'aigu) n'ont pas manqué d'attirer l'attention des audiophiles tout en faisant réfléchir certains sur les amplificateurs tout montés... Ces réalisations soignées ne demandent pas une très grande expérience, le résultat final d'écoute est plus qu'impressionnant, mais nous aurons l'occasion d'en reparler dans un prochain numéro.

PRIX ANDRE CHARLIN

Cette année, le prix a été décerné à deux jeunes électroniciens qui ont conçu un remarquable convertisseur numérique-analogique 8 fois suréchantillonné avec une alimentation sophistiquée dont le résultat d'écoute nous a plus qu'agréablement impressionné. Très bien réalisé, au niveau des circuits pour éviter toute influence du numérique sur l'analogique, ce convertisseur pourrait très bien être commercialisé sans aucun problème.

FOCAL

Ce grand constructeur français, à l'occasion du Forum du Kit, a marqué l'événement par une nouvelle gamme de haut-parleurs et un programme de kits hifi complets. Ainsi, le nouveau catalogue Focal de haut-parleurs comporte pas moins de 30 nouvelles références avec des "nouveaux diamètres" de 110 et 165 mm (5 et 6 pouces) en plus des actuels 13,6/17,8/21/26/31,2/38,6 cm. Enumérer toutes les références de ces haut-parleurs serait assez fastidieux, cependant, sachez que dans chaque gamme on retrouve des membranes dans de nouveaux matériaux Polyglass et

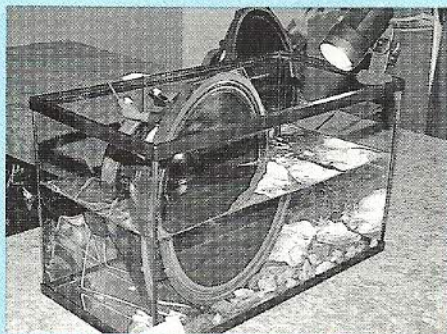
Polykevlar. Le fameux haut-parleur de grave de 26 cm avec système MVF qui équipe l'Utopia, pouvait être vu en fonctionnement au travers d'une enceinte en plexiglas. Ce système révolutionnaire, qui annule toute forme de vibrations parasites du saladier, est vraiment à la pointe de la technologie.

Du côté des tweeters, des nouveaux modèles apparaissent avec membranes en titane et aussi en Tioxid (titane ayant reçu un traitement spécifique procurant une couleur mate).

TRIANGLE

En avant-première, écoute du tout nouvel intégré qui reprend le principe du Mémoire mais avec des commandes manuelles par boutons rotatifs. Cette électronique s'est avérée d'une extraordinaire limpidité avec une capacité dynamique surprenante. Il sera proposé autour de 8 800 F.

Autre nouveauté attendue, le prototype d'un tweeter à dôme métal de très haut rendement capable cependant de descendre assez bas (fréquence de résonance 3 kHz) et dont l'équipage mobile ultra-léger 0,15 g sera le gage d'accélération hors du commun. Toute une gamme de nouveaux kits était présentée sous les références T13, T16, T130 et T160 respectivement autour des tout nouveaux haut-parleurs T160 4480, T16 A402, T130 2480, T13 A202, T17FLV 608, T17FXG 804. Très bien réalisés, ces kits sont fidèles à la tradition Triangle : grande limpidité de restitution, capacité dynamique hors du commun, image stéréo bien en place, extrême



PHL Audio présent dans la Salle Londres.

précision du médium et de l'analyse sur les grandes formations orchestrales.

AUDAX

Démonstrations fort bien menées de l'impressionnante gamme de kits proposés par Audax dont les prix s'échelonnent de 650 F à 4 290 F. Ces kits bénéficient d'une présentation en coffrets fort bien conçus, regroupant tous les composants et schémas explicatifs pour réaliser ceux-ci sans problème. Nous avons été impressionné par la qualité de restitution des MTX55 et MTX200, très linéaires, avec une excellente spatialisation de l'image stéréo.

Audax propose aussi toute une gamme spécifique de haut-parleurs pour chaînes hifi auto, répondant aux cahiers des charges les plus sévères.

Rappelons que la gamme des haut-parleurs Audax se divise en plusieurs séries Classique, Haute Fidélité, Professionnelle, Industrielle, Prestige, Sonosphère, Sonorisation.

PHL AUDIO

Cette société française crée voici un peu plus d'un an s'est spécialisée dans les haut-parleurs professionnels de qualité sans compromis. Ces réalisations sont dues au talent incontesté de M. Le Sage que bien des passionnés de haut-parleurs connaissent, qui a réuni tous les ingrédients nécessaires pour la réalisation de transducteurs tenant les spécifications des cahiers des charges les plus sévères.

La présentation d'un haut-parleur de grave de 38 cm dans un aquarium démontrait sa robustesse extrême ainsi que le traitement spécifique de la membrane en pulpe de cellulose, recouverte d'une résine spéciale qui tient parfaitement à l'humidité, aux rayons U.V et aux chocs thermiques. Ce 38 cm, capable de tenir une puissance de 350 W, peut couvrir la bande de fréquences utiles de 35 à 1 000 Hz avec une définition exceptionnelle. Les deux autres haut-parleurs de 17 cm sont respectivement destinés à la restitution du

COMPTE RENDU

médium en radiation directe ou charge par pavillon et médium-bas-médium pour écoute de portée moyenne ou courte ou utilisable en réseau multi-haut-parleurs. La qualité de fabrication de ces haut-parleurs dépasse de loin tout ce que nous avons pu déjà apprécier et peut rentrer en concurrence avec les plus grands noms internationaux.

SLX

Ce spécialiste de l'électronique audio en voiture propose deux modules extrêmement intéressants pour obtenir une écoute linéaire à partir d'un système haute-fidélité embarqué. Tout d'abord le système SLX 415 D, dispositif d'égalisation dynamique, avec un égaliseur paramétrique à commande dynamique et d'une commande automatique de volume à double asservissement permet d'obtenir, quelles que soient les conditions d'environnement acoustique de l'habitacle auto. une écoute de grande finesse avec un grave très propre sans effet "boomy" et surtout un niveau constant quelle que soit la vitesse du véhicule, la nature des bruits de roulement ou l'ouverture d'une glace. Cette égalisation dynamique et ce réglage automatique de volume sont réellement efficaces, totalement différents de ce que nous avons pu précédemment découvrir même chez les grandes marques d'auto-radios.

EUTERPE AUDIO

Une foule d'accessoires apportant réellement une différence à l'écoute était présentée, mais nous avons surtout été agréablement impressionné par le remarquable petit intégré Sonic Link proposé en kit complet à 1 950 F de très grande musicalité faisant appel à des composants spécialement triés, à une alimentation indépendante pour chaque étage. Une attention toute particulière a été portée sur les phénomènes de distorsion des semi-conducteurs dus aux variations de température en fonction de l'amplitude du signal audio. Un très faible taux de contre-réaction est appliqué.

Autre kit intéressant, la table de lecture Origin Live avec les modèles Oasis B à 1 300 F et Oasis S à 2 800 F avec deux moteurs, le modèle de base n'est pas doté d'une contre-platine contrairement au modèle S. Le choix judicieux des matériaux et des composants, leur bon "mariage", un moteur d'entraînement à très fort couple, un palier principal usiné avec précision, un plateau en Teflon, un régulateur sec-teur à quartz en option.

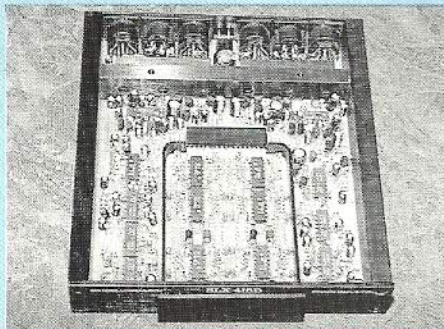
PROTO

Cette firme importe les haut-parleurs d'origine espagnole Beyma, d'excellente facture avec en particulier de très intéressants modèles de tweeters à chambre de compression à diaphragme annulaire, médiums de même type dont l'étonnant moteur CP 600 T1, divers pavillons à directivité constante ainsi qu'une série de haut-parleurs coaxiaux dont la similitude avec certains modèles Altec Duplex est certaine.

Cet importateur propose aussi les remarquables connecteurs professionnels Socapex (utilisés en aéronautique).

SFIM

Cette société est spécialisée dans les selfs, les transformateurs de haute qualité répondant aux normes les plus sévères. Mais elle peut aussi fabriquer à façon, répondant exactement aux besoins de l'utilisateur tout type de transformateurs de puissance mais aussi de sorties en particulier pour les amplificateurs à tubes. Un bureau d'études très com-



SLX, stand situé dans la salle Londres.

pétent étudie avec minutie tous les rapports de la transformation désirée. La qualité des bobinages très serrés et celle des fils de cuivre utilisée sont une garantie de hautes performances.

PINK NOISE

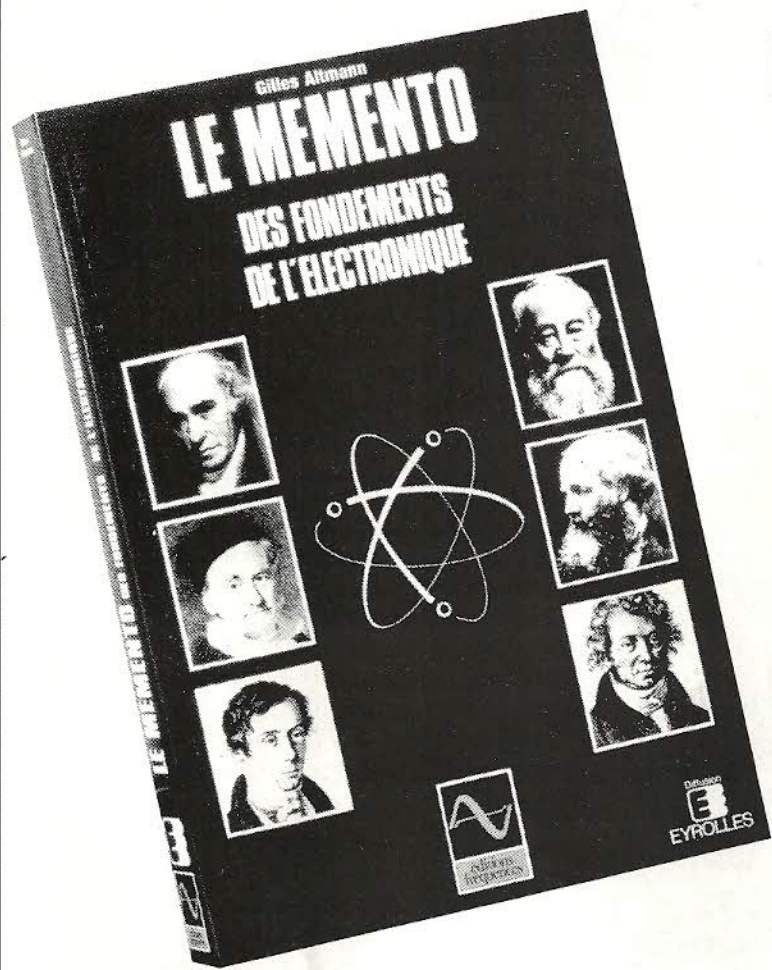
Cet exposant venu de Bruxelles propose toute une série d'appareillages de mesures en relation avec un micro-ordinateur de type IBM PC compatible pour effectuer des mesures acoustiques mais aussi audio de grande précision. Les programmes, très complets, ont été pensés en fonction des désirs des utilisateurs. Selon les cartes, on peut effectuer aussi les calculs des composants des filtres de systèmes deux et quatre voies, simulation d'enceintes acoustiques closes ou bass-reflex, traitement des fichiers mesurés, etc.

AFDERS

Les amateurs d'enregistrements sur le vif ont pu discuter longuement avec M. Favre qui préside aux destinées de cette association de pre-neurs de son sur les mérites respectifs des placements du microphone, machines d'enregistrements.

EXPELEC

Cette société importe les remarquables haut-parleurs danois Peerless qui couvrent tous les domaines d'application haute-fidélité mais aussi professionnelle. Dans cette large gamme, on peut retenir en particulier dans la série Standard les tweeters avec équipage mobile dit Papillon aisément interchangeable, car automatiquement centré sans risque de frottement de la bobine dans l'entrefer, ainsi que les haut-parleurs de grave 210WR, 250WF. Pour les perfectionnistes, la série dite CC témoigne de la précision de construction sans compromis et met en application la technique ICR, conception de circuit magnétique intégrant un anneau de court-circuitage afin de linéariser l'impédance et réduire aussi certaines formes de distorsion par harmonique 2.



indispensable !

- 296 pages
- 246 schémas

Réunir dans un même ouvrage des domaines habituellement traités individuellement, tel a été le propos initial de ce livre. Il se veut un outil de travail sans équivalent pour techniciens et ingénieurs électroniciens. Lesquels trouveront immédiatement la réponse aux questions qu'ils sont amenés à se poser en électrocinétique et électromagnétisme linéaires. Il est organisé en cinq grandes rubriques : Electrostatique (du modèle de Coulomb aux condensateurs), Electrocinétique continue (loi d'Ohm, théorème de Newton et Thévenin, réseaux et dipôles...), Electrocinétique alternative (représentation Bode, Nyquist, Black, transformée de Fourier, couplage...), Théorie du Quadripôle, Electromagnétisme (de l'induction magnétique au modèle de Maxwell). Des annexes détaillées apportent pour chaque rubrique des compléments relatifs à la formulation et aux outils mathématiques utilisés. Un index général très précis vient parfaire le côté pratique et utilitaire de ce memento.

Pour les enseignants et les étudiants, ce livre est une source d'informations privilégiée. Son approche globale (néanmoins détaillée puisque les démonstrations sont traitées, ce n'est pas un simple formulaire) apporte une cohérence et une vue synthétique à l'ensemble des diverses théories abordées, ce que les programmes d'enseignement classique ne permettent pas habituellement car ces sujets sont traités dans des cours différents.

BON DE COMMANDE

Bon de commande à retourner aux Editions Fréquences, 1, boulevard Ney, 75018 Paris.

Je désire recevoir l'ouvrage "Le Memento des fondements de l'électronique" au prix de **272 F** port compris.

NOM PRENON

ADRESSE

CODE POSTAL VILLE

Ci-joint mon règlement par : C.C.P. Chèque bancaire Mandat

MELANGEUR TRICHROME NUMERIQUE



1^{re} partie

Un mélangeur trichrome est un dispositif qui permet d'éclairer un décor avec une infinité de couleurs qui évoluent graduellement, simplement à partir de la combinaison de trois couleurs de base. L'intérêt du numérique est évident pour qui a eu affaire à un procédé purement analogique : la synchronisation des trois lampes est très délicate, voire impossible à obtenir sans fluctuations, ce qui conduit à des périodes d'obscurité ou de surexposition très désagréables.

La solution la plus efficace consiste à réunir dans une mémoire ROM unique la séquence d'allumage de chaque lampe, la distribution des consignes d'allumage étant assurée par un dispositif purement séquentiel. Il ne reste plus qu'à choisir une configuration de fichier ROM qui permette d'obtenir un éclaircissement constant, quelle que soit la combinaison présente en sortie, tout en conservant une variation graduelle des cou-

leurs. Nous l'avons réalisée pour vous et stockée dans une EPROM "2716" de 2 K-octets.

Outre le confort d'utilisation non négligeable de cette technique, signalons l'absence de mise au point délicate ou de réglage fastidieux : le montage ne comporte qu'un réglage définitif qui se fait à l'oeil, sans le moindre appareil de mesure.

Evidemment, on peut tout de même jouer sur la vitesse d'évolution des nuances de couleurs, qui est réglable

par un potentiomètre situé sur la face avant du boîtier.

Avant d'aller plus loin, présentons plus précisément le procédé mis en oeuvre pour l'obtention de la polychromie à partir d'un nombre limité de couleurs de base.

LA SYNTHÈSE ADDITIVE DES COULEURS

Il est possible de reconstituer l'ensemble de la palette des couleurs visibles par combinaison de trois couleurs fondamentales : le rouge, le vert et le bleu. Le croquis de la figure 1 montre un aperçu des possibilités offertes par ce principe. On a réalisé dans cet exemple, la synthèse additive des couleurs, le vert ajouté au rouge donnant le jaune et ainsi de suite. L'addition des trois couleurs permet d'obtenir le blanc, tandis que le noir correspond à l'absence totale de lumière... mais ça, vous le saviez déjà !

Le jaune, le magenta et le bleu-cyan sont appelés couleurs complémentaires. On les retrouve fréquemment en peinture pour créer des couleurs intermédiaires ou retrouver les teintes fondamentales. En effet, les pigmentations des peintures ont pour effet de réfléchir une partie de la lumière blanche incidente (celle qui donne la couleur à la peinture) et d'absorber tout le reste. Par exemple, le cyan renvoie le bleu et le vert, mais absorbe le rouge. Le jaune, par contre, renvoie le rouge et le vert, mais absorbe le bleu. Mélangeons ces deux teintes et observons ce qui en résulte : du vert foncé ! Le bleu et le rouge de la lumière blanche ont été absorbés et le vert apparaît plus sombre en raison de la perte des deux tiers d'énergie de la source de lumière initiale. On a réalisé dans ce cas, la synthèse soustractive des couleurs.

La vidéo et la micro-informatique sont

UNE INFINITE DE COULEURS

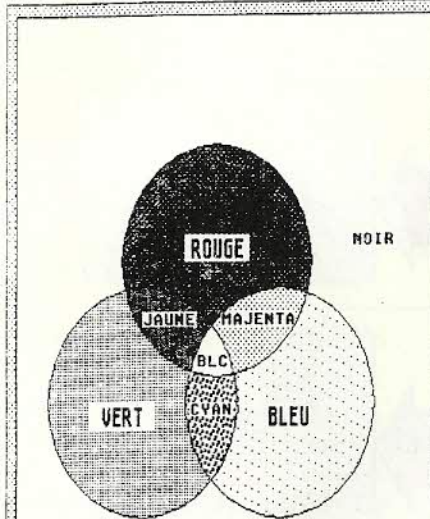


Fig. 1 : Synthèse additive des couleurs.

Fig. 2 : Création des couleurs sur un écran de télévision.

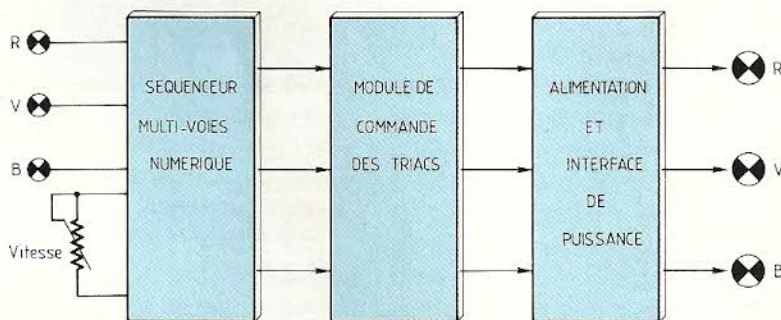
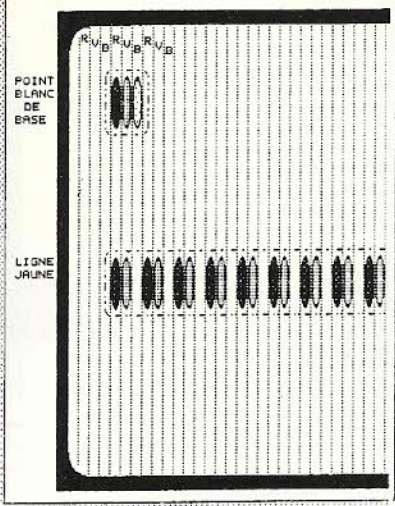


Fig. 3 : Organisation matérielle du mélangeur trichrome.

potentiomètre de réglage de vitesse), un module de commande des triacs (par retard à l'ouverture) et une interface de puissance qui supporte un dispositif d'isolation galvanique, les triacs et l'alimentation générale.

La puissance maximale disponible en sortie dépendra surtout du modèle de triac utilisé et du fusible d'alimentation.

LE GENERATEUR DE SIGNAUX NUMERIQUES OU SEQUENCEUR NUMERIQUE

Ce module constitue la seule partie originale du dispositif. Les deux autres platines font partie de ces fonctions classiques en électronique, dès qu'il s'agit de commander un triac ou un thyristor. Le principe de fonctionnement du séquenceur numérique est présenté en figure 4.

Une EPROM contient les trois séquences de 512 octets propres à chaque lampe, placées chacune dans une zone différente de la mémoire. Il faudra donc aiguiller sur chaque sortie, la seule séquence qui lui est destinée, en effectuant une opération de démultiplexage appropriée. Les données fournies par l'EPROM sont donc dirigées sur trois registres qui ne prendront en compte que les informations qui les concernent. La sélection des registres est alors assurée par un décodeur de voies, piloté par le même compteur que celui destiné à l'EPROM pour le défilement des séquences. Ce sont les deux bits de poids faible Q0 et Q1 du compteur qui assurent le tri de la façon suivante : à chaque combinaison de [Q1, Q0] correspond un seul fichier dans l'EPROM et la validation du registre approprié.

Une horloge, réglable par P1, fournit les impulsions d'incrément de la séquence au compteur binaire. Les neuf bits de poids fort permettent de valider successivement les 512 com-

des utilisateurs intenses de la synthèse additive des couleurs. Si vous vous penchez sur un écran de télévision couleur, vous devriez distinguer la succession de colonnes rouges, vertes et bleues dont en est tapissée la surface (figure 2). C'est en combinant ces trois couleurs et en modifiant leur intensité, qu'on obtient une palette quasi-infinie de teintes intermédiaires. En électronique, on connaît également les LEDs bicolors (rouges et vertes), qui donnent du jaune si les deux jonctions électroluminescentes sont simultanément actives.

ORGANISATION MATERIELLE DU MELANGEUR TRICHROME

Le schéma fonctionnel de la figure 3 présente la solution matérielle que nous avons retenue pour simplifier la réalisation pratique de l'ensemble. Le mélangeur trichrome met en oeuvre trois circuits imprimés : un générateur de signaux numériques, ou séquenceur multi-voies (qui comporte autant de diodes électroluminescentes de contrôle que de voies de sortie et un

MELANGEUR TRICHROME NUMERIQUE

Fig. 4 :
Schéma fonctionnel
du séquenceur
numérique.

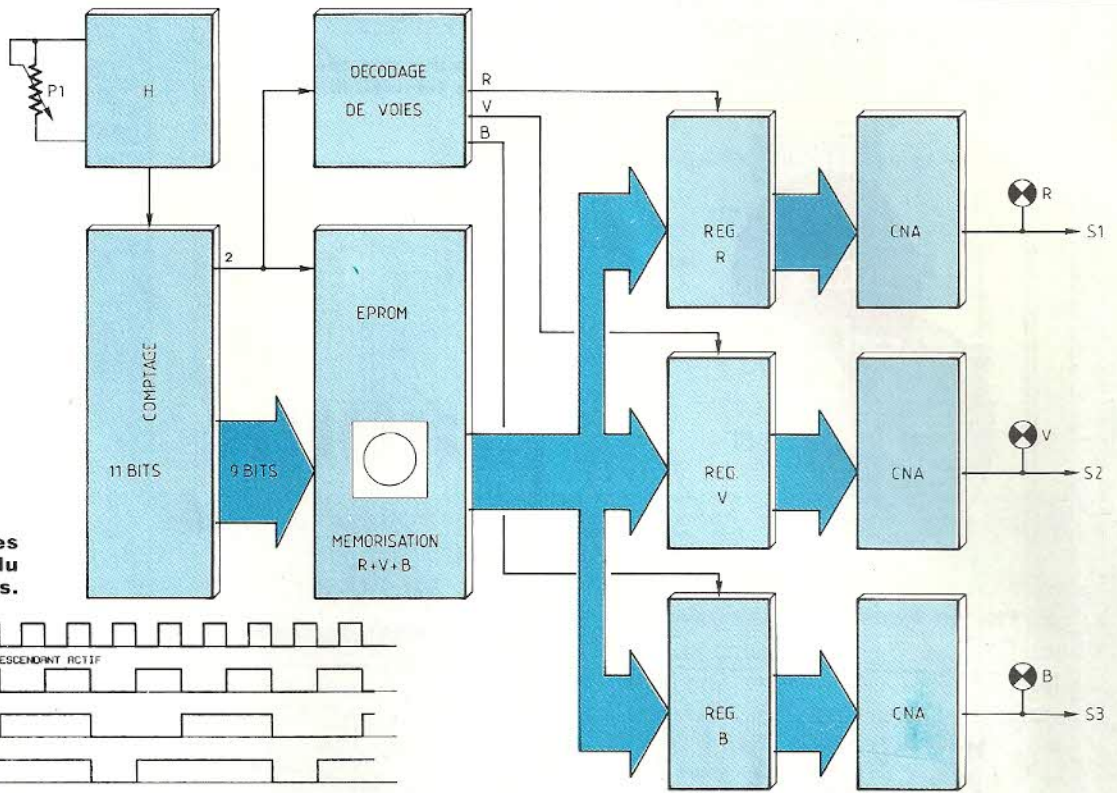
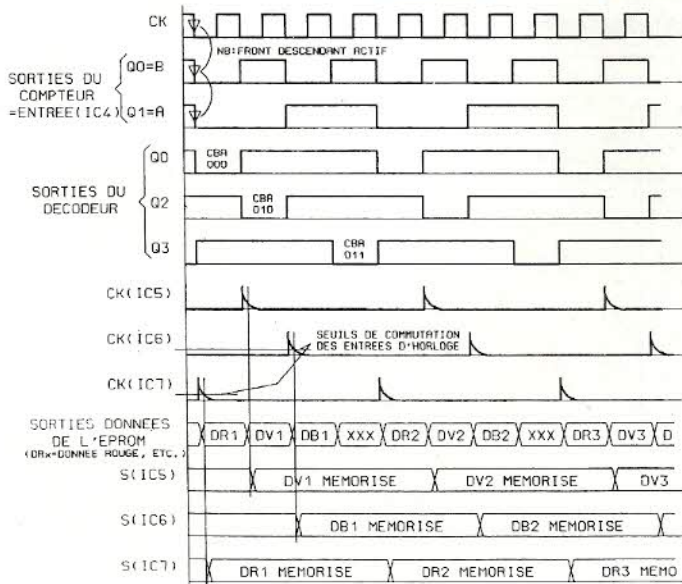


Fig. 6B : Chronogrammes
de fonctionnement
du séquenceur multi-voies.



ENTREES			VALIDATION			SORTIES							
C	B	A	G1	G2R	G2B	Q0	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q7
X	X	X	X	1	X	1	1	1	1	1	1	1	1
X	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1	1
X	X	X	0	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1
0	1	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
1	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
1	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1
1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0

Fig. 6A : Table de vérité du
74LS138.

binaisons d'allumage de chaque fichier. L'information numérique sur huit bits ne convenant pas aux dispositifs de commande des triacs, trois convertisseurs "numérique/analogique" sont chargés de restituer la grandeur analogique correspondante. Le schéma structurel du séquenceur est présenté en figure 5. L'horloge est bâtie autour d'un NE555 universellement connu (IC1) et dont la fréquence

de sortie est définie comme suit :

$$F = \frac{1}{0,69 [R1+2 (R2+P1)] C1} \text{ (F en Hz)}$$

avec les valeurs proposées, F varie entre 70 Hz et 1300 Hz environ. Après démultiplexage, cela correspond à une durée de séquence comprise entre 1,6 seconde et 30 secondes. Si elle ne convient pas, on pourra l'augmenter en jouant sur C1.

Le séquençage est géré par un compteur CMOS CD4040 (IC2) et un décodeur 74LS138 (IC4), dont les sorties sont chargées par trois réseaux R/C de mise en forme impulsionnelle. Ils garantissent la validation des registres IC5 à IC7 lorsqu'on est sûr que la donnée souhaitée est présente en sortie de l'EPROM. Le 74LS138 est un décodeur 1 vers 8, qui possède une seule sortie au niveau bas suivant la

UNE INFINITE DE COULEURS

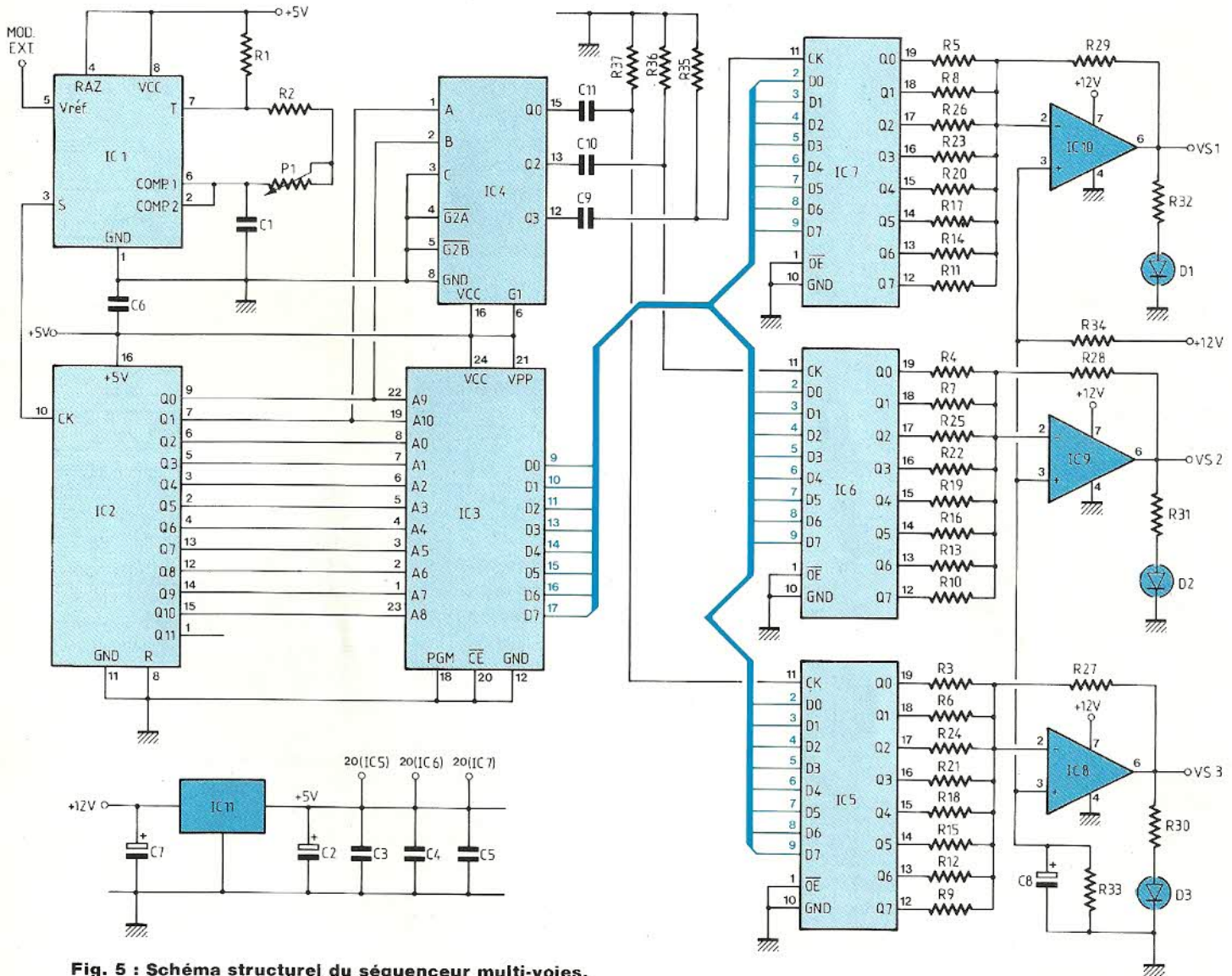


Fig. 5 : Schéma structurel du séquenceur multi-voies.

configuration des entrées de sélection A, B et C. La table de vérité du circuit est indiquée en figure 6a.

On remarquera les entrées de validation G1, G2A et G2B qui doivent être respectivement à 1, 0, 0 afin de pouvoir activer les sorties.

D'après le câblage proposé, seules les sorties Q0 à Q3 seront activées (entrée de sélection "C" à zéro), la sortie Q1 n'étant pas exploitée par les registres.

Les chronogrammes de fonctionnement du montage sont indiqués en figure 6b. Un cycle débute lorsque les sorties Q0 et Q1 du compteur passent au niveau bas. La sortie Q3 du décodeur, validée précédemment par la combinaison [Q1, Q0 = 1, 1], repasse à 1 et provoque une impulsion de mémorisation sur IC7. Pendant le niveau haut de cette impulsion, le registre devient transparent, c'est-à-dire que toute infor-

mation présente à l'entrée est retransmise en sortie pendant ce court instant. Le maintien effectif de la donnée [DR1] a lieu avec un léger retard, lors de la décroissance de l'impulsion de commande (quand la tension descend au-dessous de la tension de seuil du registre, soit 2,5 V environ. Précisons que nous avons nommé [DR1] la Donnée destinée à la lampe Rouge à l'instant t1. Le même phénomène se repro-

MELANGEUR TRICHROME NUMERIQUE

duit pour IC5, puis IC6, les sorties de l'EPROM étant modifiées à chaque front descendant de CK.

Enfin, le convertisseur numérique/analogique est réalisé à partir d'un montage additionneur à AOP, dont la valeur des résistances de sommation est inversement proportionnelle au poids des bits de sortie. Avec les composants utilisés, VS1 donne :

$$VS1 = -\frac{1}{4} \left[\frac{D0}{128} + \frac{D1}{64} + \frac{D2}{32} + \frac{D3}{16} + \frac{D4}{8} + \frac{D5}{4} + \frac{D6}{2} + \frac{D7}{1} \right] + K$$

D0 à D7 correspondent aux sorties de l'EPROM (5 V au niveau haut et 0 V au niveau bas) et K représente une tension de décalage de 1,5 volts environ. K compense la tension de déchet non négligeable de l'amplificateur intégré au voisinage de la masse et évite sa saturation. Un témoin de fonctionnement sommaire à LED permet de contrôler l'évolution de chacune des trois sorties VS1 à VS3.

LA COMMANDE DES TRIACS

Le triac (figure 7a) est un interrupteur électronique de puissance prévu pour fonctionner sur le réseau alternatif EDF. Au repos, il se comporte comme un interrupteur ouvert (figure 7b). Il est amorcé par une simple impulsion de courant sur sa gâchette et reste fermé jusqu'au passage par zéro du secteur (figure 7c).

En effet, le triac se bloque naturellement lorsque la tension s'annule entre ses deux anodes. Il est donc nécessaire de le réamorcer à chaque demi-alternance du signal sinusoïdal délivré par le réseau, si on veut obtenir une conduction en permanence du composant. Cette particularité implique une procédure particulière de commande du triac et justifie pleinement la création et l'utilisation d'un circuit intégré spé-

cialisé, dans notre cas, un TCA280A de RTC.

L'amorçage du triac à l'instant où il reçoit une impulsion de gâchette permet d'envisager un contrôle de la puissance délivrée à la lampe. En effet, si on envoie l'impulsion tardivement après le passage à zéro de la tension secteur, la puissance moyenne reçue par la lampe est faible (figure 7d). Par contre, une impulsion hâtive permet de rendre le triac conducteur plus longtemps sur chaque demi-alternance, contribuant à augmenter l'éclairement de la lampe (figure 7e). Ces opérations seront grandement simplifiées par la mise en oeuvre du TCA280A.

LE MODULE DE DECLENCHEMENT TCA280A DE RTC

Ce circuit intégré monolithique est destiné à la commande de thyristors ou de triacs. Il est constitué de cinq fonctions principales qui sont les suivantes :

- * Une alimentation continue permettant l'utilisation directe du circuit sur le réseau EDF ;
- * Un détecteur de passage à zéro pour la synchronisation du circuit de déclenchement ;
- * Un amplificateur différentiel utilisé en amplificateur à seuil (comparateur) ;
- * Un générateur de signaux en dent de scie, réalisé à partir d'une structure du type transistor unijonction ;
- * Un amplificateur de sortie délivrant des impulsions de déclenchement amplifiées pour alimenter la gâchette du triac ou du thyristor.

Ce composant a été conçu pour être alimenté directement à partir du secteur à travers une résistance chutrice, ou encore, à partir d'une tension de 14,5 volts appliquée entre les bornes 11 et 16. L'amplitude du courant de sortie autorisé rend possible le déclenchement de nombreux types de triacs ou thyristors.

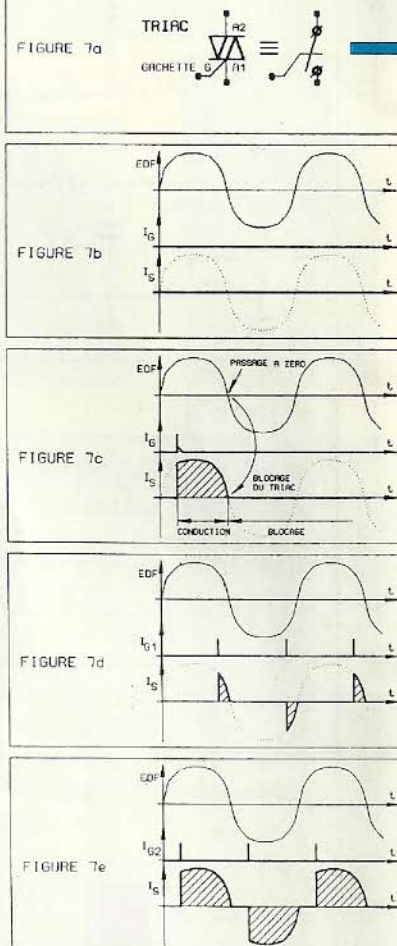


Fig. 7

Si le TCA280 est branché directement sur le secteur, la broche 16 sera reliée à une phase, tandis que la deuxième phase reliera la broche 13 par une diode 1N4007 en série avec une résistance de 4,7 kΩ/8 W, la broche 1 par une résistance de 1 MΩ et la charge.

LE MODULE DE COMMANDE DES TRIACS DU MELANGEUR TRICHROME

Le schéma structurel du module complet est indiqué en figure 8. Le TCA280 y est représenté en vue "éclatée" de

UNE INFINITE DE COULEURS

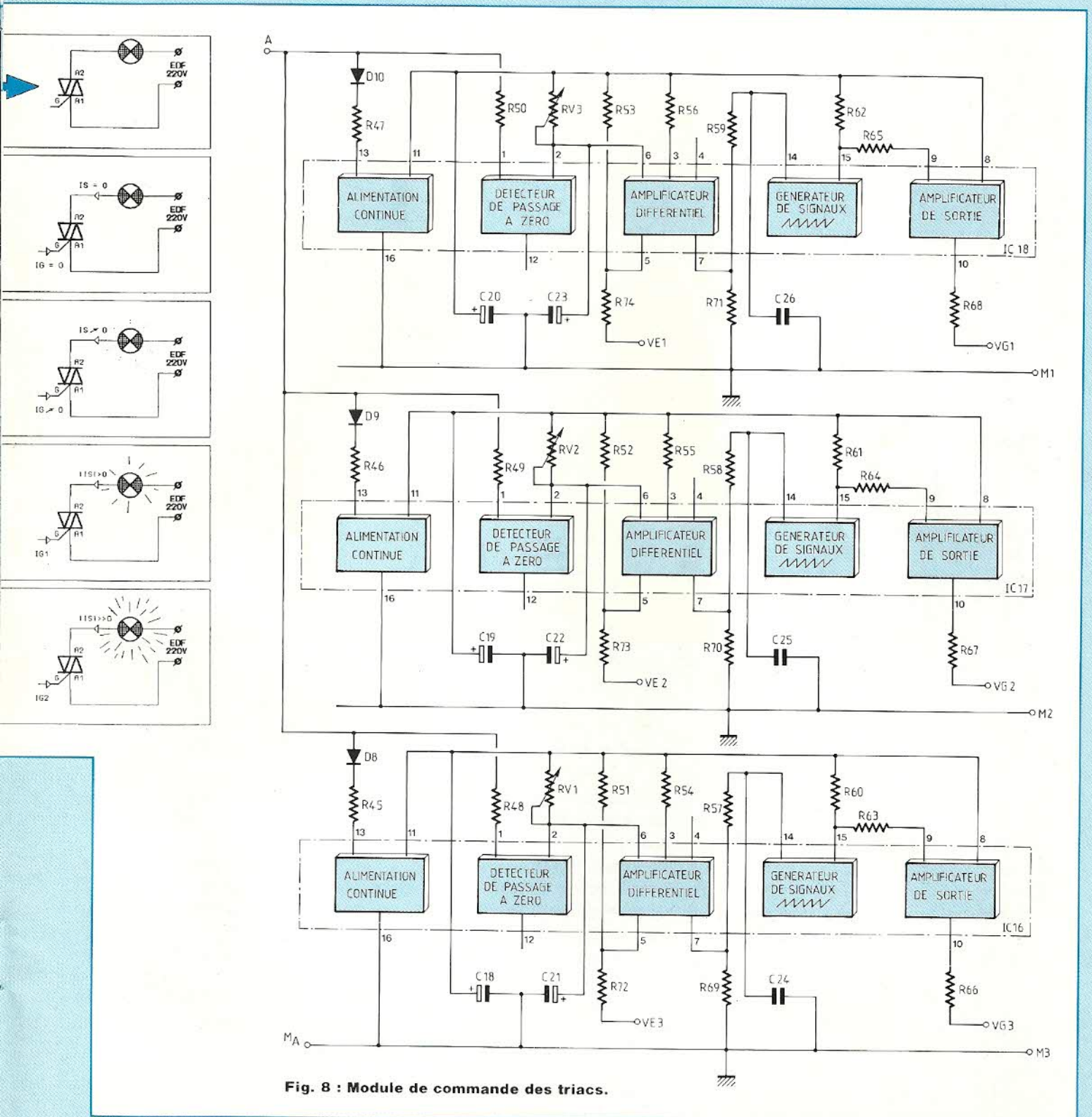


Fig. 8 : Module de commande des triacs.

MELANGEUR TRICHROME NUMERIQUE

façon à améliorer la clarté des explications qui vont suivre. Au passage, on peut identifier les fonctions internes détaillées ci-dessus. Le module est constitué de trois cellules indépendantes (IC16, IC17 et IC18) réunies uniquement par la broche d'alimentation "A", qui délivre une tension redressée double-alternance. La broche 13 exploite ce signal pour l'alimentation du module, tandis que la liaison avec la broche 1 va permettre la détection de passage par zéro de "A".

Les chronogrammes de fonctionnement d'une voie sont représentés en figure 9. Chacune des fonctions du circuit étant placée en série, nous allons pouvoir étudier les chronogrammes successivement, de l'entrée vers la sortie.

* La sortie du détecteur de niveau (broche 2) est constituée par le collecteur d'un transistor NPN, dont l'émetteur est relié à la masse générale du montage. Il est donc placé en parallèle sur C18. Lorsque le transistor est bloqué, C18 peut se charger au travers de RV1.

Lors du passage par zéro du secteur, le détecteur provoque la saturation du transistor et par conséquent, la décharge quasi-instantanée de C18. Le signal résultant se présente donc sous la forme d'un signal en dent de scie synchronisé avec la tension secteur.

* Le signal est appliqué sur l'entrée non inverseuse du comparateur (broche 6), tandis que l'entrée inverseuse (broche 5) reçoit la tension de consigne VE, issue du séquenceur numérique. La sortie de l'amplificateur différentiel dépend du signe de la différence $[Ve+ - Ve-]$ et bascule au niveau haut si le résultat de cette comparaison est positif.

On remarque sur le chronogramme issu de la broche 7 que le niveau haut est d'autant plus tardif que VE est élevé

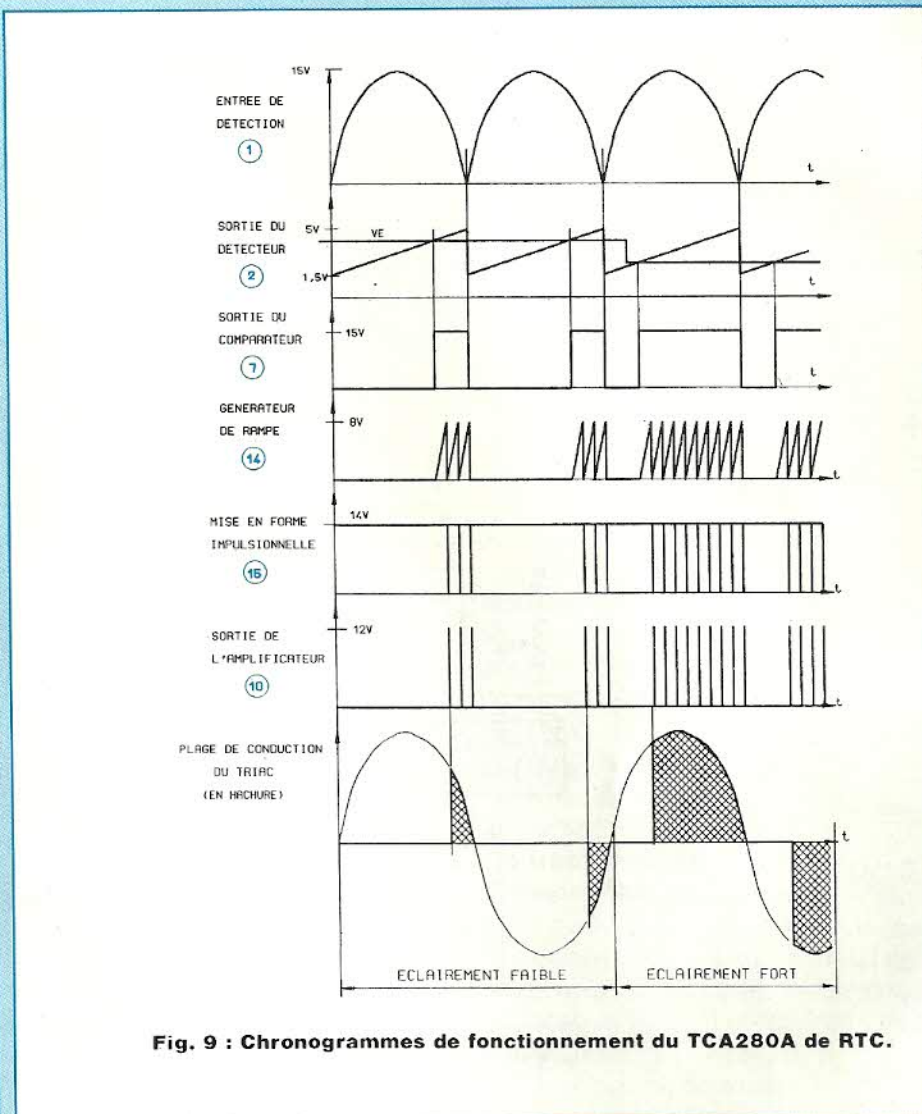


Fig. 9 : Chronogrammes de fonctionnement du TCA280A de RTC.

(deux cas particuliers de V_e y sont représentés).

* Le générateur de signaux comporte un semi-conducteur du type "unijonction", qui court-circuite C24 dès que la tension à ses bornes dépasse 8 volts environ. C24 se charge au travers de R57 lorsque la sortie du comparateur est au niveau haut uniquement. La fréquence du signal, assez élevée (4 kHz environ), dépend de la constante de temps $[R57 - C24]$.

La sortie du générateur délivre alors une suite d'impulsions négatives très

finies, générées à l'instant du déclenchement de l'UJT.

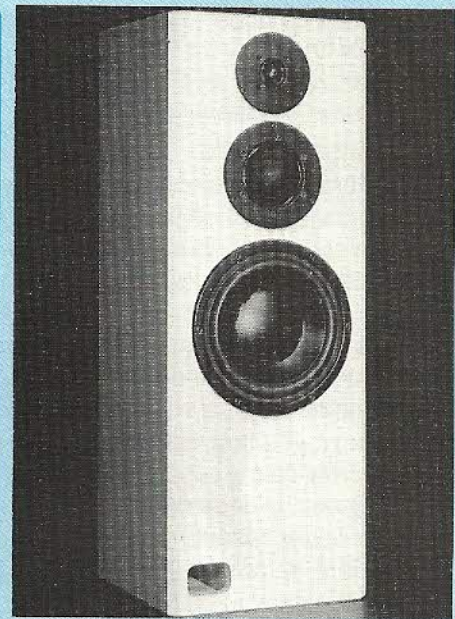
* Enfin, l'amplificateur de sortie est chargé de délivrer une impulsion de gâchette suffisamment puissante pour déclencher le triac. Le train d'impulsions délivré sur la gâchette permet de garantir le déclenchement du triac à chaque demi-alternance. La plage de conduction du triac qui en résulte est hachurée.

à suivre...
B. Dalstein

ENCEINTE DYNAUDIO

LA XENNON 3 / 100

La Société danoise DYNAUDIO, distribuée en France par S.I.E.A., mérite d'être connue du public français. En effet, DYNAUDIO fabrique des haut-parleurs de grande qualité et de nombreuses réalisations européennes sont équipées des transducteurs de cette firme du Nord. Le distributeur français S.I.E.A. fait preuve d'un dynamisme exemplaire pour faire connaître les produits DYNAUDIO, que ce soient les haut-parleurs, les filtres passifs ou les produits finis ...



Nous avons pu apprécier, comme de fort nombreux lecteurs d'ailleurs, les qualités d'écoute de l'enceinte XENNON 3/100 lors du 5ème Forum du Kit qui s'est tenu au Novotel le mois dernier. Une paire de XENNON 3 avait été aimablement mise à notre disposition par la Société S.I.E.A., afin de piloter les différentes électroniques en démonstration sur notre stand.

Vous avez été nombreux également à nous demander de dévoiler dans Led, les secrets de cette enceinte trois voies, c'est chose faite, nous allons ensemble faire le tour du kit XENNON 3/100, en précisant auparavant que les haut-parleurs et filtres passifs sont disponibles, sans difficulté d'approvisionnement, auprès de la Société CHELLES ELECTRONIQUE.

LE KIT XENNON 3/100

C'est la sobriété des lignes qui caractérise principalement le style Dynaudio. De forme relativement classique, l'ébénisterie est rehaussée de quelques

touches de bon goût. Les arêtes sont légèrement chanfreinées à 45° et une fine saignée vient couper le haut de l'enceinte dans le sens de la largeur, au niveau du tweeter.

Cette enceinte est fabriquée dans un aggloméré de très haute densité de 20 mm d'épaisseur. Des tasseaux situés à 239 mm et à 479 mm à partir du fond, consolident la caisse, ce qui la rend extrêmement rigide et sans résonance.

Original, l'évent est situé en bas et sur la gauche du panneau avant. De forme rectangulaire, il a pour dimensions 60 x 40 mm. Sa profondeur est de 120 mm.

La surface occupée au sol n'est par contre pas très importante, avec un carré de 290 mm de côté. Les amateurs ayant un problème de place seront très attirés par ce modèle.

LES HAUT-PARLEURS

LE TWEETER D28 AF

De conception originale, ce tweeter est une petite merveille de la technique. C'est un dôme en matériau synthétique

souple de 28 mm de diamètre, excité par une bobine également de 28 mm de diamètre et de 3,2 mm de hauteur. Ce dôme est chargé par une double chambre de compression qui fait l'originalité de ce composant. Ce principe de compression est basé sur le principe du résonateur de Helmholtz, faisant évoluer la membrane sans freinage.

Ce défaut est souvent constaté avec les tweeters à dôme. Le double résonateur charge correctement le dôme, permettant ainsi d'augmenter le rendement sans provoquer de turbulences au sein de la double chambre. Un matériau d'amortissement a été placé à l'intérieur de cette dernière, afin de mieux contrôler l'onde arrière.

Un liquide de refroidissement autorise des puissances élevées, sans danger pour la vie du tweeter, surtout lors de transitoires électriques importants aux bornes de ce dernier.

Le D 28 AF est caractérisé par une très faible distorsion du signal acoustique, une puissance importante, pas de déphasage, pas de compression SPL interne et une large gamme dynamique.

LA DYNAUDIO XENNON 3 / 100

Même à 30 et 60°, le D 28 AF dévoile une bonne réponse en fréquence. La courbe d'impédance est remarquable et ne dépasse pas 8 Ω.

LE MEDIUM D 76

Le dôme, qui caractérise ce type de haut-parleur, est en tissu imprégné. La souplesse a été étudiée pour éviter le fractionnement brutal de la membrane aux fréquences élevées. De ce fait, il n'y a pas de résonance haute juste avant la fréquence de coupure.

La bobine est d'un très grand diamètre. Le noyau central est évidé à l'arrière du dôme, ce qui supprime les effets de compression et de dépression qui produisent des résonances.

L'arrière de la membrane est chargé par un petit volume clos.

La technologie de la bobine mobile employée par Dynaudio conduit à une haute tenue en puissance (180 W DIN). La charge close et la suspension ont été étudiées en vue de l'obtention d'une réponse transitoire parfaite, exempte de traînage.

LE BOOMER 24 W 100

La restitution des graves a été confiée à un haut-parleur de 24 cm de diamètre. La membrane est en matériau synthétique appelé PHA (Phase Homogenous Area). C'est un polymère thermoplastique chargé d'oxyde de magnésium. La membrane est fabriquée d'une seule pièce, cache-noyau compris. Ce type de membrane assure une grande vitesse de propagation des sons avec un facteur d'amortisseur très élevé, ainsi qu'une uniformité de la forme du cône.

Le moteur pilote une bobine mobile de grand diamètre (100 mm) et contrôle efficacement les elongations de la membrane. Le moteur est de puissance modérée avec un flux de 0,51 tesla.

LE FILTRE PASSIF 3 VOIES

La modulation est dirigée vers le haut-

parleur de "grave" 24 W 100 au travers d'une cellule passe-bas formée d'une self de 1,8 mH et d'un réseau de compensation d'impédance, constitué d'une résistance de 6,8 Ω en série avec un condensateur de 24 μF.

Le médium D 76 est protégé des fréquences indésirables par une cellule complexe qui est un filtrage à double pente, pente de 6 dB/octave, grâce au condensateur de 37,6 μF (8 x 4,7 μF) associé à la résistance de 2,2 Ω.

Ensuite, deux cellules formant un filtre de pente à 12 dB/octave prennent le relais, cette double cellule est composée des inductances de 0,8 mH et des condensateurs de 23,5 μF (5 x 4,7 μF). Ce type de filtrage est intéressant car on peut ainsi respecter la phase sur l'étendue de la bande passante utile et ensuite filtrer plus efficacement les fréquences indésirables.

Le tweeter D 28 AF reçoit les fréquences élevées de la modulation au travers d'un condensateur de 4,7 μF.

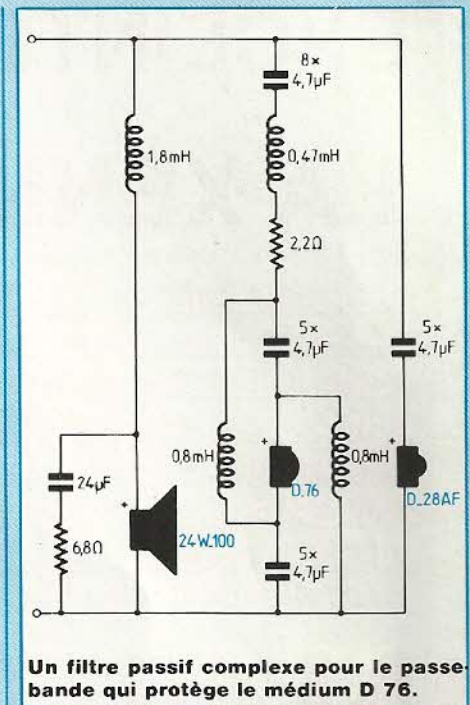
L'EBENISTERIE

L'ébénisterie ne présente pas de difficultés majeures de montage. Elle doit être réalisée dans un aggloméré de très haute densité, présentant un facteur d'amortissement important. Pour une bonne efficacité, l'épaisseur des parois est de 20 mm. De nombreux tasseaux viennent consolider l'ensemble de la caisse, d'une part, sous le boomer à une hauteur de 239 mm du sol, d'autre part, sous le médium.

L'évent d'accord se trouve juste au-dessus de la planche du fond, soit à 20 mm de haut. L'ouverture est de 60 x 40 mm.

La planche de la face avant est chanfreinée à 45° dans le sens de la hauteur pour une question d'esthétique.

Le filtre passif étant à fixer dans le fond de l'enceinte, prévoir à l'arrière de celle-ci, les perçages nécessaires, soit pour



Un filtre passif complexe pour le passe-bande qui protège le médium D 76.

pour fixer un bornier pression, soit des fiches bananes.

Après avoir soigneusement pratiqué les découpes circulaires pour l'emplacement des haut-parleurs, on commencera l'assemblage des panneaux. L'utilisation de vis VBA Pozidriv est conseillée pour le matériau utilisé. La qualité de la colle est importante, cela va de soi. Une fois les panneaux assemblés, on aura intérêt à remplir les angles intérieurs avec de la colle à bois pour établir un cordon supplémentaire venant assurer un joint parfait de l'assemblage et une parfaite étanchéité de l'enceinte acoustique.

On remarquera que le sommet de la boîte est constitué de deux plaques superposées de 20 mm d'épaisseur chacune.

LE MONTAGE DES COMPOSANTS

Le filtre passif étant fixé au fond de l'enceinte et déjà équipé de ses fils de raccordement de bonne section bor-

UN EQUILIBRE REMARQUABLE

nier/HP, câbler tout d'abord l'entrée modulation de celui-ci au bornier en respectant les polarités (+) et (-).

Les haut-parleurs seront raccordés puis fixés dans leurs logements respectifs. Il est important de respecter la phase des HP pour obtenir des résultats optima.

Un cordon de joint sera utile pour parfaire l'étanchéité du système lors de la fixation des HP et également au bornier pression si vous utilisez ce composant.

Tapisser de laine de verre de 30 à 40 mm d'épaisseur les parois internes de l'ébénisterie, sauf la face avant, à l'exception de la partie située au-dessus de l'évent jusqu'au tasseau.

CONCLUSION

Avec ce kit danois, les amateurs ont à leur disposition une réalisation intéressante à plus d'un titre. Les performances sont dignes de l'appellation haut de gamme. L'ébénisterie n'offre pas de difficulté de réalisation et est ainsi à la portée de tous.

A l'écoute, on retrouve les qualités médium-aigu de Dynaudio bien connues, avec une bonne clarté, un grave contrasté et nerveux, le tout sans exubérance. Tout est précis, soyeux, riche en harmoniques, fouillé et disséqué, sans la moindre dureté.

CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

Enceinte 3 voies bass-reflex

Haut-parleurs utilisés :

- boomer 24 W 100,
- médium D 76,
- tweeter D 28 AF.

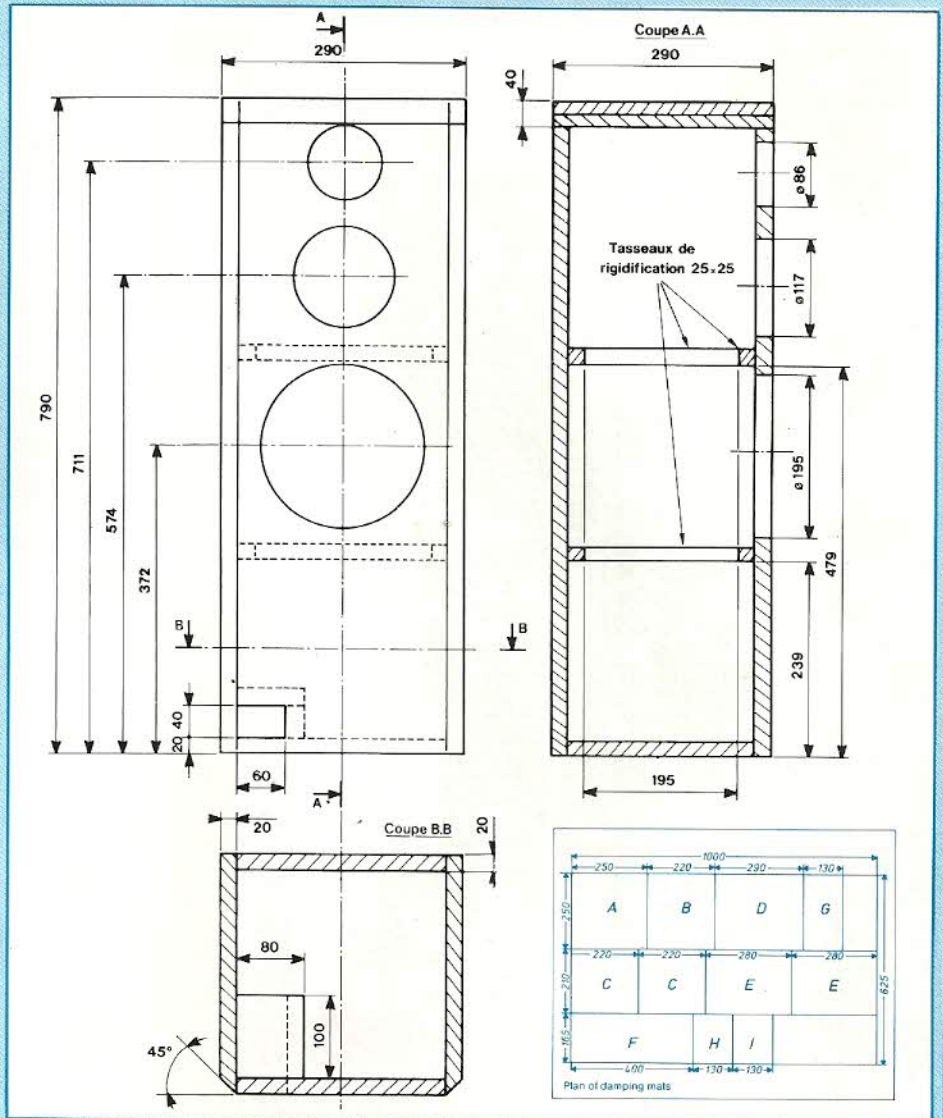
Puissance nominale : 180 W eff.

Rendement : 90 dB/1 W/1 m

Bande passante à ± 3 dB : 42 Hz à 20 kHz.

Prix des éléments constitutifs :

- 24 W 100 : F. 1 230,-
- D 76 : F. 740,-



- D 28 AF : F. 565,-
 - Filtre passif 3/100 : F. 1 445,-
 Ces éléments sont disponibles auprès de notre annonceur :
CHELLES ELECTRONIQUE
 16, avenue du Maréchal Foch
 77500 CHELLES
 Tél. : (16-1) 64 26 38 07

NOTA

L'ébénisterie peut être équipée, sans aucune modification, d'un autre kit de haut-parleurs et filtre passif un peu moins onéreux, à savoir :

- 24 W 75 pour le grave à F. 705,- l'unité
 - D - 52 AF pour le médium à F. 755,- l'unité
 - D 21 AF pour le tweeter à F. 535,- l'unité
 - Filtre passif 3 - 75 à F. 810,-.

L'économie ainsi réalisée est de F. 1 175,- par enceinte, à voir ...
 Dans ce cas, il est nécessaire de modifier légèrement le schéma du filtre passif qui devient le 3/75 au lieu et place du 3/100.

D.B.

